HAL open science

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

Chloé Bordas

To cite this version:

Chloé 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. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2008. Français. NNT : . tel-00265347

HAL Id: tel-00265347

https://theses.hal.science/tel-00265347v1

Submitted on 19 Mar 2008

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.

UNIVERSITE TOULOUSE III – PAUL SABATIER
U.F.R. PCA

THESE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TOULOUSE

Délivré par l'Université Toulouse III – Paul Sabatier

Discipline : Microélectronique

présentée et soutenue

par

Chloé Bordas

Le 28 Février 2008

Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF capacitifs à tenue en puissance améliorée – Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédances MEMS en bande K

Directrice de thèse : Katia GRENIER

JURY

J. GRAFFEUIL	**, Président**
D. BAILLARGEAT	**, Rapporteur**
L. BUCHAILLOT	**, Rapporteur**
K. GRENIER	**, Directrice de thèse**
D. DUBUC	**, Examinateur**
R. FILLIT	**, Examinateur**
J.L. CAZAUX	**, Invité**

UNIVERSITE TOULOUSE III – PAUL SABATIER
U.F.R. PCA

THESE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE TOULOUSE

Délivré par l'Université Toulouse III – Paul Sabatier

Discipline : Microélectronique

présentée et soutenue

par

Chloé Bordas

Le 28 Février 2008

Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF capacitifs à tenue en puissance améliorée – Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédances MEMS en bande K

Directrice de thèse : Katia GRENIER

JURY

J. GRAFFEUIL	**, Président**
D. BAILLARGEAT	**, Rapporteur**
L. BUCHAILLOT	**, Rapporteur**
K. GRENIER	**, Directrice de thèse**
D. DUBUC	**, Examinateur**
R. FILLIT	**, Examinateur**
J.L. CAZAUX	**, Invité**

« Tout ce que je sais c'est que je ne sais rien »

Socrate

A ma famille …

A Vincent…

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués en collaboration avec la société Thales Alenia Space.

J'adresse tout d'abord mes remerciements à Katia GRENIER, Chargé de recherche au LAAS-CNRS, pour avoir encadré avec disponibilité et succès mes travaux de recherche en partageant son savoir-faire technologique et théorique. Merci aussi pour tous les bons moments scientifiques et touristiques passés ensemble.

Je tiens également à remercier Olivier LLOPIS, Directeur de recherche au LAAS-CNRS, pour m'avoir accueilli au sein de son groupe anciennement appelé CISHT (Composants et Intégration de Systèmes Hyperfréquences pour les Télécommunications) et maintenant nommé Microondes et Opto-microondes pour Systèmes de Télécommunication. Et j'exprime aussi toute ma reconnaissance à Robert PLANA, Professeur à l'université Paul Sabatier de Toulouse, de m'avoir intégrer dans le groupe Micro et Nanosystèmes pour les Communications sans fil.

Je remercie David DUBUC, Maître de conférences à l'IUT GEII de Toulouse, de s'être énormément investi dans mes travaux de thèse participant ainsi à leur co-encadrement.

Toute ma gratitude va à Jacques GRAFFEUIL, Professeur à l'Université Paul Sabatier et Directeur de l'école doctorale GEET, d'avoir accepté la présidence de mon jury de thèse.

Je souhaite également remercier Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'université de Limoges et Lionel BUCHAILLOT, Directeur de recherche à l'IEMN, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner et de rapporter ce travail.

Que René FILLIT, Ingénieur de recherche à l'école des Mines de Saint-Etienne, et Jean-Louis Cazaux, Ingénieur à Thales Alénia Space, soient remerciés pour avoir participé au jury de thèse. Je remercie aussi René FILLIT pour sa disponibilité lors de nos mesures avec sa caméra IR.

Je tiens également à remercier Mathieu PAILLARD et Olivier VENDIER, tous les deux Ingénieurs à Thales Alénia Space pour avoir suivi ce travail avec intérêts.

Mes remerciements vont à toute l'équipe TEAM et en particulier à Laurent (pour sa disponibilité), Véro (pour son dynamisme), Sébastien et Ludovic (pour leur patience à réaliser mes dépôts sachant la poisse qui m'accompagnait), Pascal (pour ses gravures), Boubou (pour nos discussions « terroir » et ses dépôts de nitrure), David et Hugues (pour leurs découpes), Thierry (pour les bondings), benoite (pour la logistique), Monique (pour ses dépôts d'or), David (pour ses dépôts d'or pas chers !), Franck (pour ses bons conseils en MEB).

Je porte une attention toute particulière à Veeco de la salle blanche avec qui j'ai passé énormément d'heures. Certains le reconnaitront !!!

Merci aussi aux membres du groupe MOST dont je n'ai pas encore parlé. On compte parmi les permanents : Laurent, Thierry, Jean-Guy, Eric et Christophe, et parmi les anciens et nouveaux doctorants dans le désordre : Cédric, Sébastien, Jean-Pierre, Samuel, Benoit, Geoffroy, Damien, Sylvain, Ayad, Anthonin, Pierre-Henry, Ramadane et Houda.

J'adresse également mes remerciements aux membres du groupe MINC dont les permanents : Daniela, Hervé, Patrick, Fabio et Mahmoud ; ainsi que les doctorants : Hikmat, Franck, Sami, Julien, Medhi, Fadi, Mohamed, Aubin, Badreddine, Fabienne, Euloge.

Je tiens aussi à remercier Jacques RAYSSAC pour sa boite sans laquelle je n'aurai pu faire de belles caractérisations.

Merci beaucoup à Brigitte pour toujours nous faire profiter de mets culinaires habilement récupérés.

Je ne peux évidemment pas oublier mes différents collègues de bureau les actuels : Tonio IDDA (attention, il est Sarde !!), Sébastien PACCHINI (Attention, il est Corse !!, tchek tchek tchek), Thibault RICART (qui pousse facilement la chansonnette si on connait les mots clefs), et plus anciennement : Mai VU (n'arrête surtout pas de rire), Nhut DO (bientôt collègues ??), Erwan FOURN (tu nous ramènes des crêpes de ta maman ?)

Merci aux collègues de déjeunés, de poker et de soirées : Vincent (il faudra les couper ces cheveux un jour), Jason (le roi des cocktails), Mikael, Bertrand, Rémy, Laetitia.

Je tiens à saluer les anciens du DEA: Gustavo (encore désolée pour mon retard en TP), Corinne (ah !! Hanauma Bay), Habib, Taoufik, Adrian, Gael, Eric.

Un grand merci à mes parents qui m'ont soutenue tout au long de mon parcours scolaire, à ma sœur et mon bof Laurent toujours prêts à m'accueillir pour une petite bouff, à ma tante Domi qui m'a fait la bonne surprise de venir m'encourager et à ma tante Agnès et mon oncle Christophe pour m'avoir invité à partager leur soirée le mercredi soir (je crois) pendant 3 ans et à toute ma famille.

Et pour finir, Je remercie de tout mon cœur Vincent qui m'a encouragé et m'encourage au quotidien. Et le meilleur, j'espère, reste à venir !!!

Désolée si j'ai oublié du monde : je vous dis merci aussi !

SOMMAIRE

CHAPITRE 1 : ELABORATION DE STRUCTURES MEMS RF: PROBLEMATIQUES ET OPTIMISATIONS TECHNOLOGIQUES. 17

I. Introduction 18

II. Mise en évidence des problématiques technologiques actuelles des MEMS RF 19

1. Etat de l'art technologique des commutateurs MEMS capacitifs 19
   1) Substrat 20
   2) Résistance de polarisation 20
   3) Lignes de transmission 20
   4) Diélectriques 21
   5) Couches sacrificielles 22
   6) Métallisation des ponts 23
   7) Méthode de libération des structures mobiles / séchages 24
   8) Bilan des technologies MEMS RF capacitives 25
2. Filière technologique de commutateurs MEMS du LAAS et problématiques associées 25
   1) Description physique du micro-commutateur LAAS 26
   2) Description de la filière technologique d'un micro-commutateur du LAAS 27
   3) Compatibilité « above IC », préparation du substrat 28
   4) Elaboration de résistances 30
   5) Fabrication des lignes de transmission 33
   6) Réalisation de la couche de protection contre les court-circuits 34
   7) Elaboration de la membrane métallique sur une couche sacrificielle 35
   8) Libération de la structure 36

III. Optimisations apportées à la filière technologique de MEMS RF 37

1. Qualité de contact des commutateurs parallèles et séries 38
   1) Minimisation de la rugosité des lignes de transmission métalliques 38
   2) Optimisation de la planéité du pont MEM 41
2. Fiabilité des diélectriques 50
   1) Problématique de fiabilité des commutateurs capacitifs 50
   2) Facteurs impactant la durée de vie 51
   3) Détection et analyse du mode de défaillance 51
   4) Solution technologique proposée pour l'amélioration de la fiabilité des MEMS RF capacitifs 52
   5) Description du protocole de test de fiabilité 59
   6) Résultats de fiabilité des diélectriques proposés 61
3. Optimisation du rendement de fabrication 66
   1) Via le choix de la couche sacrificielle 66
   2) Via la métallurgie des ponts 73
   3) Dispersions technologiques 74
   4) Via le choix du séchage utilisé 76
4. Faisabilité de commutateurs miniatures 80
   1) Description des commutateurs miniatures 80
   2) Impact sur les performances RF 80
   3) Application à un SPDT 82

IV. Conclusion 83

V. Bibliographie du chapitre 1 85

CHAPITRE 2 ETUDES ET CARACTERISATIONS DE LA TENUE EN PUISSANCE DE COMMUTATEURS MEMS RF 91

I. Introduction 92

II. Etat de l'art des commutateurs MEMS de puissance 92
1. Commutateurs ohmiques de puissance [2.3] 93
   1) Commutateur ohmique parallèle 93
   2) Commutateur ohmique série 94
   3) Mécanisme de défaillance des commutateurs ohmiques sous puissance 94
   4) Etat de l'art des commutateurs ohmiques de puissance 95
2. Commutateurs capacitifs de puissance 98

III. Mécanismes de défaillance liés à la puissance 101
1. Phénomène d'auto-activation 102
2. Phénomène d'auto-maintien 102
3. Défaillance thermomécanique 102
4. Phénomène d'électromigration 103

IV. Etude et optimisation du comportement thermomécanique des MEMS RF 104
1. Les stress thermiques dans les MEMS-RF 105
2. Mise en place de tests thermiques 105
   1) Description du protocole de test thermique 105
   2) Principe de mesure au profilomètre optique 106
   3) Définition des raideurs associées aux commutateurs RF 107
3. Comportement mécanique sous stress thermique de commutateurs à type de séchages différents. 108
   1) Séchage au trichloréthylène 109
   2) Séchage au CO_2 supercritique 110
4. Comportement mécanique sous stress thermique de deux topologies de commutateurs [2.27] 111
   1) Présentation des deux structures 111
   2) Reproductibilité des résultats de caractérisations 112
   3) Caractérisation et modélisation du comportement thermomécanique 112
   4) Comportements micro-onde et électromécanique du commutateur après stress thermique 115

V. Caractérisations en puissance 118
1. Description du banc pour des mesures de puissance des commutateurs 118
2. Caractérisation en commutation froide 120
   1) Test d'endurance à l'état bas 121
3. Caractérisation en commutation chaude 122

VI. Caractérisation des distributions de température sous puissance 127

VII. Nouvelle topologie de commutateurs MEMS RF à auto-activation et auto-maintien améliorées 128
1. Objectifs de la mise en place de contre-électrodes 128
2. Mise en place technologique de contre-électrodes 130
   1) Premier procédé technologique développé 130
   2) Conception des contre-électrodes 132
   3) Limitation de la première filière à contre-électrodes 133
   4) Vers une nouvelle filière à contre-électrode 133
3. Caractérisation en puissance 135

VIII. Conclusion 136

IX. Bibliographie du chapitre 2 138

CHAPITRE 3 APPLICATION : CONCEPTION ET REALISATION DE TUNERS D'IMPEDANCE A BASE DE MICRO-COMMUTATEURS MEMS 141

I. Introduction **142**

II. Etat de l'art des tuners d'impédance **142**
1. Tuner à base de composants actifs 142
   1) Tuner MMIC 142
   2) Tuner à diodes 143
2. Tuner à base de guide d'onde 144
3. Tuner à base de MEMS RF 145
   1) Tuner à ligne chargée 145
   2) Tuner à stub 148

III. Conception des tuners **151**
1. Choix de la topologie 151
2. Méthode de conception du tuner d'impédance 153
   1) Dimensionnement des lignes coplanaires 154
   2) Dimensionnement de la partie centrale du pont gérant la valeur de la capacité 154
   3) Dimensionnement des capacités fixes 155
   4) Modèles électriques équivalents d'un commutateur classique 157
   5) Etapes d'optimisation des tuners 158
   6) Validation de la méthode de conception : simulation d'un tuner double et triple stub 162

IV. Fabrication des tuners **163**

V. Caractérisations des tuners **165**
1. Méthode de caractérisation 165
2. Caractérisations micro-ondes et rétro-simulations 167
   1) Caractérisation et modélisation d'une cellule varactor 167
   2) Mesure des lignes chargées 168
   3) Couverture en impédance des tuners 169
3. Caractérisations en puissance 173

VI. Conclusion **174**

VII. Bibliographie du chapitre 3 ..... **176**

Introduction générale

Le domaine des communications sans fils est en pleine expansion et semble même croître de manière exponentielle. Les systèmes de communication doivent présenter toujours plus de débit, toujours plus de standards afin d'être utilisable n'importe où dans le monde, avec bien entendu un très fort degré de compacité pour faciliter l'intégration de fonctions multiples (comme allier appareil photo, localisation GPS, transfert de données via internet dans la téléphonie mobile) et très souvent à faible coût pour satisfaire un large public. La demande des consommateurs se tourne donc actuellement vers une connexion à l'information omniprésente via diverses applications : nous avons déjà cité la téléphonie, mais de fortes sollicitations proviennent également de la domotique, l'ambiance intelligente, les applications liés aux réseaux de véhicules ou encore même la surveillance médicale et bien d'autres encore.

Par conséquent, les futurs systèmes de communication sans fil nécessitent des dispositifs micro-ondes de plus en plus performants, qui puissent intégrer de nouvelles fonctionnalités et surtout agir en temps réel avec un haut degré de reconfigurabilité, aussi bien en terme de débit, puissance, ... tout en satisfaisant une forte compacité.

Une solution possible pour satisfaire à ce cahier des charges est apparue vers la fin des années 1990 avec le développement des technologies Micro Electro Mécaniques Radio-Fréquences, dites MEMS RF. Celles-ci permettent en effet de réaliser des composants passifs reconfigurables qui présentent de faibles pertes d'insertion, d'excellentes performances RF sur une large bande, une forte linéarité (que leurs concurrents directs à l'état solide ne peuvent rivaliser), une consommation très faible, un haut degré d'intégration. Outre une forte miniaturisation des systèmes, un avantage considérable de ces composants réside dans la possibilité de réaliser de nouvelles fonctions et des architectures RF reconfigurables, qui n'étaient précédemment pas envisageables. Ceci est vrai aussi bien pour les applications classiques telles que dans les stations de base, les antennes ou les satellites, mais aussi pour les applications dans l'instrumentation RF et les équipements de test automatisés.

Malgré le caractère plus qu'attractif et même révolutionnaire de ces composants MEMS RF, leur industrialisation tarde néanmoins en raison de quelques problèmes persistants. Tout d'abord, les procédés de fabrication de ces composants sont encore compliqués et nécessitent de forts développements pour satisfaire une reproductibilité des performances acceptables et des taux de rendements industriels. Une encapsulation hermétique, indispensable pour certaines applications, reste également un verrou technologique. Enfin fiabilité et tenue en puissance représentent des problématiques phares toujours à améliorer. Tout ceci aboutit actuellement au fait que peu d'industriels mettent des commutateurs sur le marché, notamment de type capacitif pour des fréquences d'utilisation supérieures à 5-10GHz.

Ces différentes thématiques ont déjà fait l'objet de travaux antérieurs à cette thèse au sein du laboratoire LAAS CNRS. Nous pouvons notamment citer les travaux de Benoît Ducarouge pour l'optimisation des performances du composant micro-commutateur via une méthodologie de conception multiphysique adaptée, à la fois au niveau mécanique, électromagnétique, mais aussi électrostatique. Samuel Mellé a également grandement participé à l'élaboration d'un banc de test approprié et à la compréhension des phénomènes

physiques liés à la fiabilité de MEMS RF capacitifs. Enfin Jean-Pierre Busquère avait travaillé à l'élaboration d'un amplificateur faible bruit adapté pour deux standards fréquentiels de la téléphonie en adaptant la technologie MEMS vis-à-vis de son intégration avec les circuits intégrés.

En capitalisant ces divers travaux, notre thèse réalisée en partenariat avec Thales Alenia Space a visé à satisfaire :

- le fort besoin d'améliorer les performances RF et en fiabilité des composants MEMS tout en restant compatible avec des procédés de fabrication industriels. Le chapitre 1 présentera les développements technologiques mis en place pour amener jusqu'à l'état de l'art les composants élaborés au LAAS CNRS, proposera des pistes en vue de l'amélioration de leur fiabilité et présentera enfin la stabilisation de la filière technologique pour assurer la fabrication de circuits à plusieurs MEMS.
- la nécessité d'intégration des MEMS dans les systèmes d'émission, ce qui sous-entend d'améliorer les capacités de tenue en puissance des composants MEMS. Pour ce faire, nous proposons au chapitre 2 une étude thermomécanique des MEMS RF conduisant à une optimisation de la topologie du composant vis-à-vis de la tenue en puissance.
- l'attente des industriels (Thales Alenia Space par exemple) de circuits/systèmes réalisant une fonction intelligente, reconfigurable à base de MEMS RF. Le chapitre 3 présentera nos travaux sur la conception et caractérisation d'un tuner d'impédance, qui intègre six MEMS RF.

En conséquence, nos travaux de thèse s'articulent autour de trois chapitres. Le premier est dédié à la mise en évidence des problématiques technologiques liées à l'élaboration de structures MEMS RF et à leurs optimisations apportées afin de tendre vers la fabrication de circuits plus complexes associant plusieurs commutateurs et vers un procédé industrialisable. Tout d'abord, un état de l'art de structures MEMS RF sera présenté dans le chapitre 1 en s'attardant principalement sur les choix technologiques effectués par la communauté scientifique. Le procédé usuel sera aussi décrit en mettant en avant les problèmes technologiques à résoudre pour les étapes le nécessitant. De plus, nous verrons les solutions apportées à ces problèmes qui permettent notamment d'augmenter le rendement de fabrication mais aussi d'améliorer les performances RF et en fiabilité des composants.

Après un nouvel état de l'art dédié au MEMS à tenue en puissance améliorée, le chapitre 2 abordera des caractérisations mécaniques, thermiques et micro-ondes qui viendront éclairer le comportement des commutateurs sous puissance. Une topologie de commutateur adaptée pour augmenter sa tenue en puissance sera ensuite proposée et démontrée.

Finalement, la conception, fabrication et caractérisation d'un circuit complexe à bases de plusieurs commutateurs MEMS fera l'objet du dernier chapitre. L'association de plusieurs MEMS sera rendue possible en travaillant sur la fiabilisation du rendement de fabrication. Le tuner d'impédance conçu pourra satisfaire des applications d'adaptation d'impédance et d'instrumentation.

Chapitre 1 : Elaboration de structures MEMS RF: problématiques et optimisations technologiques

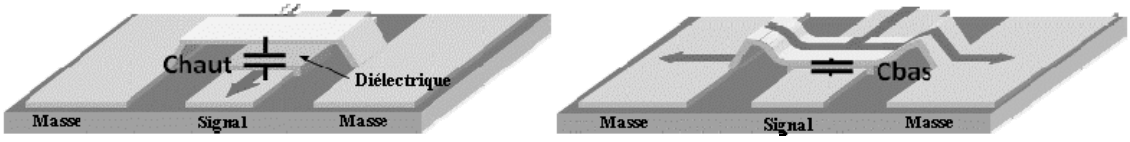
I. Introduction

Les commutateurs MEMS RF se présentent généralement sous la forme d'une poutre ou d'un pont mobile qui ont une position initiale haute et qui s'actionnent dans le but de modifier le signal entrant. Plusieurs méthodes d'activation sont utilisées dans la littérature [1.1]. Elles se distinguent par l'exploitation de certaines propriétés physiques des matériaux et leur facilité de mise en œuvre. Ces forces d'actionnement peuvent aussi être combinées pour améliorer leur efficacité [1.2]. Ainsi, nous dénombrons parmi les plus utilisées :

- L'activation électrostatique,
- L'activation électrothermique [1.3],
- L'activation magnétostatique [1.4],
- Et enfin l'activation piézoélectrique [1.5].

Le choix entre l'une ou l'autre dépend de l'application visée. Les commutateurs développés au LAAS-CNRS s'activent grâce à une force électrostatique pour la facilité de mise en place technologique d'un tel actionnement, son faible coût et sa rapidité de commutation. Une différence de potentiel entre la membrane et la ligne coplanaire permet donc d'attirer le pont vers le bas.

Il existe deux types de contacts : capacitif et ohmique. A l'état haut (voir Figure 1.1a), ils présentent tous les deux une faible capacité (métal-air-métal) de quelques fF (Chaut). En position basse, le commutateur ohmique définit un court-circuit par un contact résistif. La valeur de la résistance de contact est une caractéristique primordiale de ce type d'interrupteur afin de lui garantir des pertes d'insertion faibles. En s'abaissant, le commutateur capacitif crée aussi un court-circuit du signal RF grâce la forte valeur de capacité produite (Cbas) comme illustré sur la Figure 1.1b.



(a) Etat haut (b) Etat bas

Figure 1.1 Fonctionnement d'un commutateur MEMS capacitif à actionnement électrostatique

Actuellement, la technologie à contact capacitif est la plus développée au laboratoire car elle présente une forte isolation à des fréquences élevées. C'est donc naturellement le type de contact qui a été choisi pour ce travail de thèse. De plus, il permet de travailler dans des gammes de fréquences supérieures ou égales à 5-10GHz avec de bonnes performances. Nous traiterons donc en particulier ce type de commutateur.

Dans ce chapitre, nous allons proposer après avoir identifier les problématiques technologiques d'élaboration des MEMS RF du LAAS-CNRS dédiés à la puissance des solutions pour améliorer le rendement de fabrication de ces composants. Nous décrirons dans un premier temps les étapes technologiques indispensables à la constitution d'un commutateur MEMS en montrant les choix effectués par les différentes équipes de recherche sur ces dispositifs. Nous détaillerons ensuite la filière technologique classique du laboratoire en mettant en exergue les difficultés de fabrication encore existantes. Dans une seconde partie, nous verrons les améliorations apportées à la filière notamment en termes de qualité de contact, de fiabilité des diélectriques et d'optimisation du rendement de fabrication.

II. Mise en évidence des problématiques technologiques actuelles des MEMS RF

1) Etat de l'art technologique des commutateurs MEMS capacitifs

Il existe de nombreuses et diverses formes et technologies de structures MEMS RF. Ces filières technologiques sont définies suivant l'application recherchée (gamme de fréquence, niveau de puissance, fiabilité, …), mais toutes ont en point commun des étapes élémentaires : métallisation pour faire les lignes de transmission, résistances de polarisation si nécessaire, diélectrique ou métal de contact suivant le type de commutateur capacitif ou ohmique, utilisation de couches sacrificielles pour la fabrication de la structure suspendue, métallisation des poutres ou ponts, libération de la structure (c'est à dire gravure de la couche sacrificielle) et séchage. Toutes ces étapes sont résumées par la Figure 1.2.

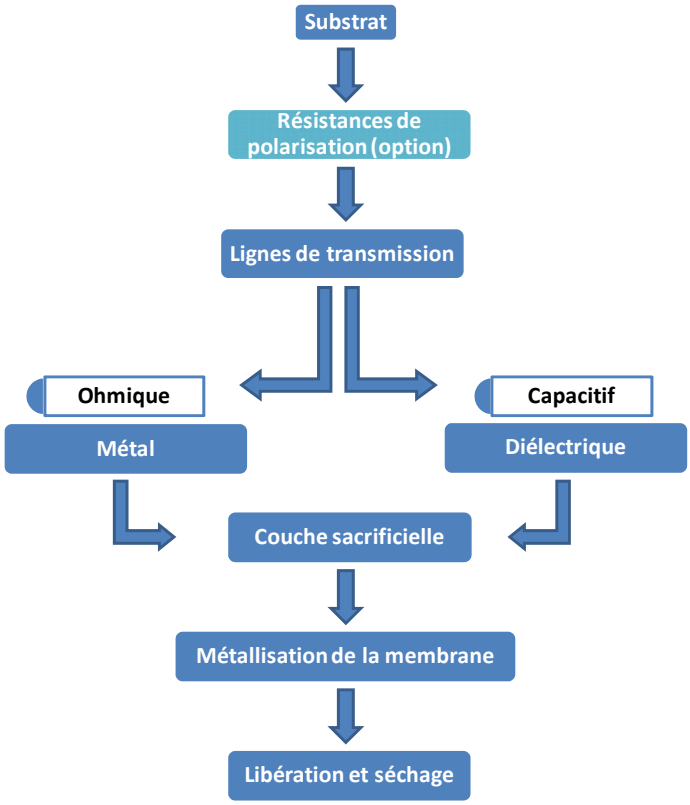


Figure 1.2 Etapes technologiques élémentaires nécessaires à l'élaboration de structures MEMS RF

De nombreuses problématiques sont inhérentes aux MEMS RF capacitifs. Un problème mineur consiste à l'élaboration de lignes présentant de bonnes performances RF. Par contre, de nombreux efforts sur le contrôle du chargement des diélectriques sont opérés par les équipes de recherche mais le collage reste un verrou. D'un point de vue technologique, le choix de la résine sacrificielle est déterminant car elle conditionne la forme de la structure ainsi que les méthodes de libération. Finalement, un compromis est à trouver au niveau de la rigidité de la membrane en choisissant une métallisation adéquate afin d'obtenir des tensions d'activations faibles mais aussi pour avoir un bon rendement après séchage.

Dans les paragraphes suivants, nous allons reprendre chaque étape technologique de la Figure 1.2. Une description des voies technologiques possibles avec des exemples sera ainsi présentée.

1) Substrat

Le choix du substrat repose sur divers critères et contraintes : la technologie utilisée, les contraintes électriques, les contraintes mécaniques et thermiques, le coût. Les commutateurs MEMS RF sont pour la majorité fabriqués sur substrat Quartz [1.6], verre [1.7] ou Silicium ([1.31] et [1.53]) … Chaque substrat a besoin d'un nettoyage poussé pour éviter toute charge à l'interface substrat/ligne de transmission. Il permet par conséquent de minimiser les pertes. Un nettoyage RCA est habituellement utilisé pour le silicium. Des solutions complémentaires existent pour réduire encore les pertes dans les substrats comme la passivation.

2) Résistance de polarisation

Suivant la topologie des commutateurs, l'activation du pont ou de la poutre nécessite éventuellement des lignes de polarisation. Une importante condition au bon fonctionnement de ces lignes sans perturbation du signal RF est de les rendre résistives. En effet, la haute résistivité des lignes permettra de prévenir les fuites du signal micro-onde dans les lignes. Deux possibilités sont déjà exploitées pour réaliser ce type de polarisation, soit en combinant les lignes de polarisation avec une résistance [1.8], soit en utilisant directement un matériau résistif pour fabriquer les lignes [1.9]. Par exemple, le laboratoire Lincoln réalise directement son électrode de polarisation en Nitrure de titane [1.22]. Les principaux autres matériaux résistifs utilisés en micro-électronique se résument aux alliages de Silicium/Chrome, de Nickel/Chrome, de Nickel/Vanadium, à du Nitrure de Tantale et du Germanium. De plus amples détails seront donnés sur le germanium lors de la présentation du procédé classique de fabrication du LAAS dans le paragraphe 2.

3) Lignes de transmission

L'élaboration des lignes de signal vient après la préparation du substrat (si l'étape des résistances est optionnelle). Les lignes de transmission (coplanaire, microstrip) sont toutes en or dans les exemples données dans le Tableau 1.2 car c'est un matériau qui présente une forte conductivité ($\rho \approx 4{,}4\ 10^7$ S/m) sans s'oxyder (problème du cuivre). Une couche d'accrochage (titane ou chrome) de faible épaisseur est nécessaire pour la tenue de l'or sur le silicium ou le verre. Pour des applications de forte puissance, il est nécessaire d'augmenter l'épaisseur de ces lignes afin d'éviter des problèmes de destruction.

A titre de premier exemple, le micro-commutateur de Raytheon montré en Figure 1.3 utilise une fine ligne de signal en or sous la membrane ([1.23] et [1.24]). Une couche de nitrure de silicium est ajoutée sur l'électrode afin d'obtenir un commutateur capacitif. Puis, un dépôt très épais d'or est déposé afin de former les lignes de transmission et les plots supportant la membrane.

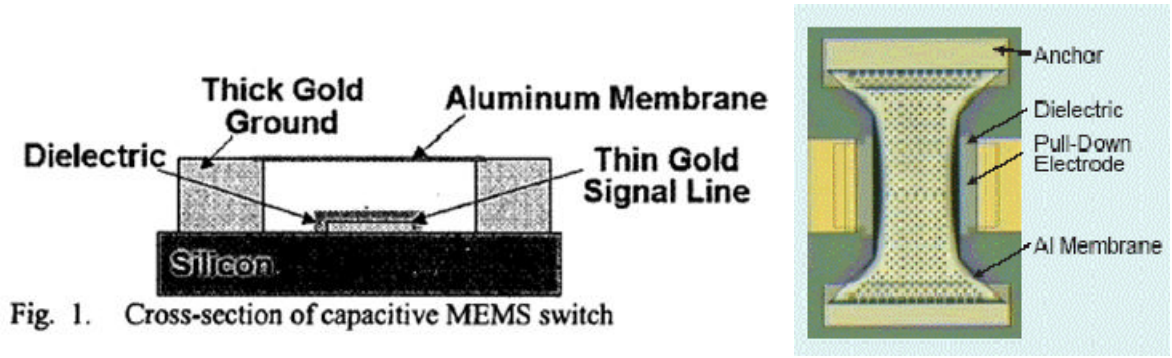


Figure 1.3 Commutateur Raytheon [1.24]

Nous avons vu qu'il y a deux types de contacts : ohmique et capacitif. Dans le paragraphe suivant, nous allons nous limiter à la description des diélectriques qui permettent d'obtenir un commutateur capacitif.

4) Diélectriques

Les propriétés recherchées des diélectriques pour les micro-commutateurs sont essentiellement une forte constante diélectrique pour obtenir de fortes valeurs de capacités et de fort champ électrique de claquage. Des matériaux comme l'oxyde titanate de strontium (STO) et le titanate de strontium et de barium (BST) présentent une forte permittivité diélectrique comprise entre 40 et 200. En raison des variations stœchiométriques de ces diélectriques, nous utiliserons leur dénomination générale c'est-à-dire STO et BST. J.Y. Park et al obtiennent un rapport des capacités état on et off de 600 à 5GHz avec du STO [1.27]. L'inconvénient de ces diélectriques est leur faible tension de claquage par rapport aux diélectriques classiques. Le BST se dépose à des températures de 700°C incompatibles avec les procédés de fabrication classique des micro-commutateurs [1.10]. Toutefois, G. Wang et al montre un interrupteur à base de BST où les lignes de signal sont en platine pour tenir les températures de dépôt du BST et une électrode d'activation indépendante prévient les problèmes de claquage du BST [1.11]. Par contre, le STO peut être déposé par pulvérisation RF à 300°C mais le laboratoire ne possède pas de bâti de pulvérisation de STO. De même, l'oxyde de titane (TiO2) qui allie les deux qualités d'un diélectrique (constante diélectrique d'environ 80 et haute tension de claquage [1.12]) et le nitrure d'aluminium (AlN) qui a une permittivité de 8,9 ne peuvent pas être fait au laboratoire. Finalement, le nitrure de silicium (Si_3N_4 ; $\varepsilon_r = 7,5$) et l'oxyde de silicium (SiO_2 ; $\varepsilon_r = 4,2$) ont une mise en œuvre aisée avec un bâti PECVD. Entre les deux, le SiN sera utilisé dans le procédé car il présente un meilleur compromis. Cette liste de diélectriques n'est pas exhaustive. Nous pouvons aussi rajouter l'oxyde d'hafnium (HfO_2), l'oxyde de tantale (Ta_2O_5), l'oxyde d'yttrium (Y_2O_3), l'oxyde de zirconium (ZrO_2)…

Dans cet exemple, l'entreprise MEMtronics qui s'est axée sur le développement et la commercialisation de la technologie MEMS RF a travaillé sur les diélectriques. Elle s'est notamment focalisée sur la fiabilité des commutateurs capacitifs et sur la réalisation de déphaseurs et de filtres à base de MEMS [1.30]. L'architecture assez classique comme le montre la Figure 1.4 comporte une membrane en aluminium d'une épaisseur de seulement 300nm. Elle est suspendue au-dessus d'une ligne coplanaire réalisée en chrome et or.

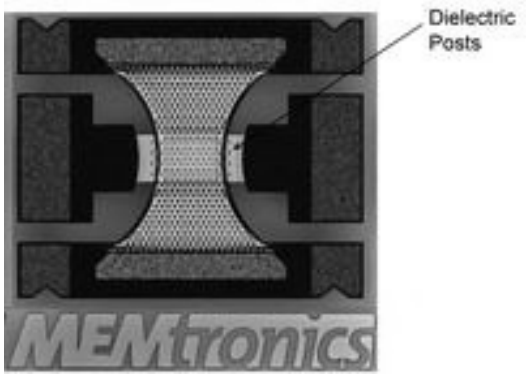


Figure 1.4 Micro-commutateur capacitif de MEMtronics [1.30]

Du dioxyde de silicium sépare cette ligne du pont en position basse. Il est divisé en plusieurs plots de façon à limiter le contact avec les parties métalliques mais tout en conservant une forte valeur de la capacité à l'état bas.

Maintenant que les parties fixes sont élaborées, il reste la partie mobile qui commence par la réalisation de la couche sacrificielle.

5) Couches sacrificielles

De nombreux matériaux sont utilisés comme couche sacrificielle de dispositifs MEMS: matériaux dendritiques [1.16], cuivre [1.17], résine photosensible, polyimide [1.15], polymère [1.18], silicium [1.19], silicium poreux [1.20] et même de l'eau gelée [1.21]… Certains comme les matériaux dendritiques ne sont pas adaptés au MEMS RF dus à leur température de gravure élevée (600°C) incompatible avec les métallisations utilisées. De même, l'eau gelée est très difficile à mettre en œuvre pour des applications de MEMS RF. Le Tableau 1.1 recense des couples couche sacrificielle/métal de la membrane qui peuvent être utilisés et offre des solutions de libération.

Matériau composant la membrane	Couche sacrificielle	Méthode de gravure
Aluminium	Silicium	EDP, TMAH, XeF_2
Aluminium	Résine photosensible	Plasma O_2
Cuivre ou Nickel	Chrome	HF
Polyimide	Aluminium	Produit spécifique pour Al
Polysilicium	Oxyde de silicium	HF
Oxyde de silicium	Polysilicium	XeF_2
Nitrure de silicium	Polysilicium non dopé	KOH ou TMAH

Tableau 1.1 Combinaisons possibles entre couche structurale, couche sacrificielle et méthode de gravure

Toutes ces combinaisons ne sont pas favorables aux MEMS RF. Comme il est mentionné dans ce tableau, la couche sacrificielle peut être métallique (chrome, aluminium, cuivre). Dans ce cas, un problème de rugosité intervient pour de fortes épaisseurs ce qui diminue la qualité du contact capacitif. Les couches sacrificielles les plus usitées restent ainsi des résines, polyimides et polymères pour leur facilité de mise en œuvre et leur faible rugosité.

Le laboratoire Lincoln a, quant à lui, développé un commutateur miniature série qui peut être configuré soit en contact ohmique soit capacitif, comme le montre la Figure 1.5. Il est basé sur l'utilisation d'une poutre et non d'un pont. Cette poutre est constituée d'un sandwich de 200nm d'oxyde de silicium en compression, 500nm d'aluminium évaporé et de 200nm d'oxyde de silicium en tension [1.22]. La particularité de ce commutateur réside dans

le modelage de la résine sacrificielle (polyimide) qui permet de créer des corrugations sur la surface de la poutre. Ces dernières servent à l'ajustement de la raideur du bras de levier.

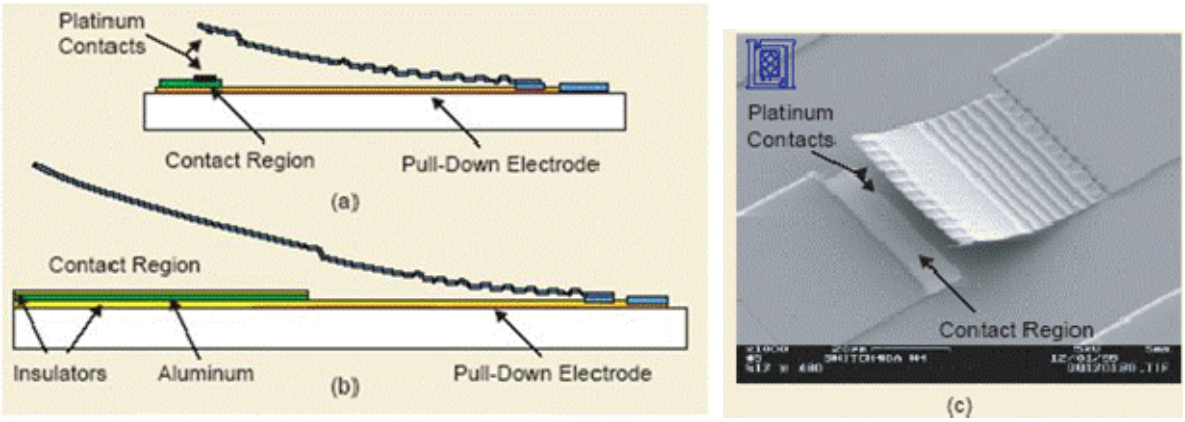


Figure 1.5 Schéma d'un MEMS série du laboratoire MIT Lincoln en contact ohmique (a), en configuration capacitif (b) et photographie SEM d'un commutateur ohmique [1.22]

Le choix de la couche sacrificielle étant effectué, celui d'une métallisation la moins contrainte possible et avec une raideur suffisante reste à voir.

6) Métallisation des ponts

Les métallisations les plus simples sont formées d'une seule couche. Mais généralement, pour obtenir un compromis entre une faible raideur pour diminuer les tensions d'activation et une forte force de rappel pour éviter les collages, des sandwichs compliqués sont étudiés. De plus, chaque groupe met au point leur métallisation en fonction du matériel dont il dispose et de leur performance. Les principaux métaux utilisés pour fabriquer la membrane mobile se résument à de l'or, du chrome, du titane, de l'aluminium, du nickel, du platine… De nombreuses solutions existent dans la littérature et ne sont pas exhaustives : l'aluminium [1.23]-[1.25] et [1.55] et ses alliages [1.26], SiO2/Al/SiO2 [1.22], Ti/Ni [1.14], Ti/Au/Ti [1.29], Al/Cu [1.30], Au/Ni/Au [1.31], Cr/Au/Cr [1.67], Au [1.32]…

Le stress dans la membrane affecte le fonctionnement du composant. Il est dépendant des conditions de dépôt, de la couche sacrificielle et du matériau de la membrane. Dans le procédé de Raytheon, une membrane composée d'un alliage d'aluminium associée à une résine photosensible (couche sacrificielle) présente un faible stress en tension [1.24].

D'autre part, l'université du Michigan montre depuis 1998 des commutateurs avec une topologie très travaillée pour obtenir des tensions d'activation faible. En effet, la raideur de la membrane est contrôlée par le nombre de méandres que font les bras d'attache au substrat [1.14]. La Figure 1.6 montre des structures typiques à forte et faible constante de raideur.

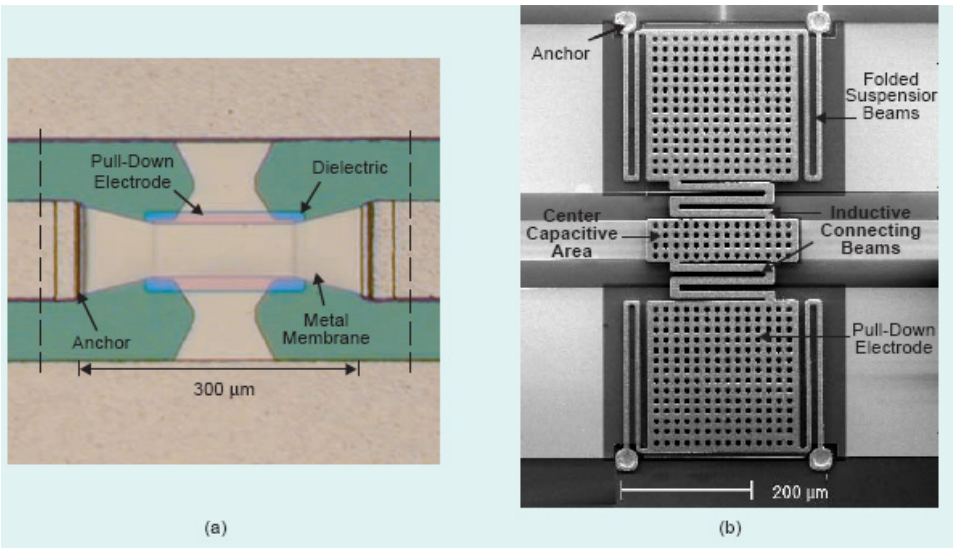


Figure 1.6 Commutateurs de l'université du Michigan à forte constante de raideur (a) et à faible constante de raideur (b) [1.14]

Au cours de ces dernières années leur procédé de fabrication a évolué mais l'essentiel est décrit dans la publication référencée en [1.15]. Les lignes de transmission sont réalisées d'un bicouche métallique (Titane/or). Du nitrure de silicium est utilisé comme diélectrique. La résine sacrificielle en aluminium a été abandonnée pour être remplacée par du polyimide. Typiquement, la membrane est constituée de Nickel. Une faible constante de raideur du pont est essentielle pour obtenir des commutateurs à faibles tensions d'activation. Mais des problèmes de collage apparaissent à cause de la faible force de rappel qui n'est pas suffisante pour revenir à l'état haut du commutateur. Une électrode supérieure fixe a donc été développée pour y remédier. Pour fabriquer ce deuxième niveau de pont, la même résine sacrificielle a été utilisée. Un dépôt d'oxyde de silicium sur la première membrane prévient les court-circuits éventuels entre celle-ci et l'électrode supérieure. Elle se compose d'un plateau très raide en or fixé à ses deux extrémités ne lui permettant aucun mouvement.

Après délimitation de la partie mobile, la dernière étape consiste en la libération de la structure.

7) Méthode de libération des structures mobiles / séchages

Pour que la structure devienne mobile, la couche sacrificielle est gravée : nous parlons de libération. Si la gravure est en phase liquide, la libération sera finalisée par un séchage du dispositif. Certaines couches sacrificielles permettent la gravure en phase sèche ce qui élimine l'étape de séchage. Dans ce cas, un plasma O_2 est utilisé pour libérer les structures. Avec cette technique, le contrôle de la température devient indispensable afin de limiter les susceptibles déformations de la membrane.

Dans les autres cas, la libération est réalisée en deux étapes : la gravure de la couche sacrificielle et le séchage. Les résines et polymères se suppriment généralement grâce à des solvants ou des développeurs spécifiques ; les métaux eux se gravent par des produits chimiques aussi spécifiques. L'étape du séchage doit permettre de s'affranchir des effets de collage des structures en réduisant les forces de capillarités. Les différentes techniques employées sont [1.28] :

- Le sécheur supercritique,
- L'évaporation de solvants (trichloréthylène) ou eau déionisée,
- Le séchage par sublimation

Toutes ces méthodes seront décrites plus loin dans le manuscrit, au paragraphe III.3.4). En pratique, les deux méthodes de libération les plus utilisées sont la gravure plasma et le séchage supercritique.

8) Bilan des technologies MEMS RF capacitives

Les matériaux et méthodes utilisés par quelques équipes de recherche pour fabriquer des commutateurs capacitifs sont résumés dans le Tableau 1.2. Dans ces exemples, certaines étapes (le diélectrique et la métallisation de la ligne) sont réalisées avec les mêmes matériaux par quasiment toutes les équipes. De même, le choix de la couche sacrificielle se tourne essentiellement vers la résine et les polymères dont il existe une multitude de recettes. En définitive, le procédé de la couche sacrificielle est spécifique à chaque groupe de travail. Le séchage dépendra au final de cette couche sacrificielle. Chaque exemple présente une métallisation de la membrane différente suivant les propriétés physiques que l'on veut lui donner.

	Substrat	**Diélectrique**	**Métallisation**		**Couche sacrificielle**	**Libération/ séchage**
			ligne	**pont**		
Raytheon [1.23] [1.24]	Si	Si_3N_4	Au	Al	Résine	Plasma O_2
Laboratoire MIT Lincoln [1.22]	Si	SiO2		SiO_2/Al/SiO_2	Polyimide	-
Université du Michigan [1.14]	Si	Si_3N_4	Ti/Au	Ti/Ni + SiO_2	Polyimide	-
Xlim [1.29]	Si	Air	Cr/Au	Ti/Au/Ti	PMGI+résine	CO_2 critique
MEMtronics [1.30]	verre	Si02	Cr/Au	Al/Cu		
Daimler-Chrysler [1.31]	Si	Si_3N_4	Ti/Au	Au/Ni/Au	Résine	Plasma O_2
LAAS	Si	Si_3N_4	Ti/Au	Au évap + Au élec	Résine ou PMGI	CO_2 critique Ethanol

Tableau 1.2 Quelques technologies MEMS RF dans le monde

Après ce tour d'horizon des technologies utilisées dans le monde des MEMS RF, nous allons décrire le procédé classique de fabrication des commutateurs au LAAS-CNRS. Nous verrons aussi les étapes critiques où des problèmes technologiques ont été décelés et seront solutionnés dans la deuxième partie de ce chapitre.

2. Filière technologique de commutateurs MEMS du LAAS et problématiques associées

L'étude et l'élaboration de MEMS RF mobiles au LAAS a débuté en 1999 [1.34]. La filière technologique correspondante a ensuite fortement évolué. Elle va être détaillée dans ce paragraphe afin de faire ressortir les difficultés existantes au début de nos travaux et donc les étapes qui ont été optimisées en conséquence (cf paragraphe III), notamment pour augmenter le rendement technologique de ces dispositifs et pouvoir ainsi réaliser des circuits à plusieurs MEMS tels que des tuners d'impédance. Mais avant cela, nous allons décrire la topologie du micro-commutateur étudié.

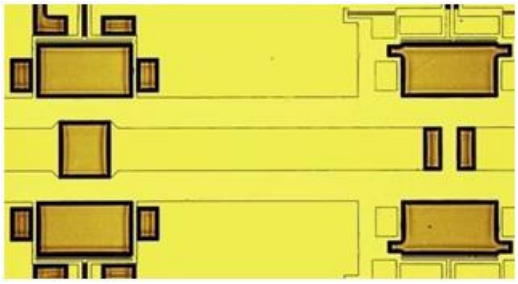
1) Description physique du micro-commutateur LAAS

Il existe des commutateurs de type poutre ou pont. Les commutateurs fabriqués au laboratoire sont essentiellement de type pont monté en configuration soit série soit parallèle par rapport à la ligne de signal RF comme le montre le Tableau 1.3.

Configuration	Etat PASSANT du signal	Etat BLOQUE du signal
Parallèle	Etat haut Entrée Sortie	Etat bas Entrée Sortie
Série	Etat bas Entrée Sortie	Etat haut Entrée Sortie

Tableau 1.3 Types de configuration

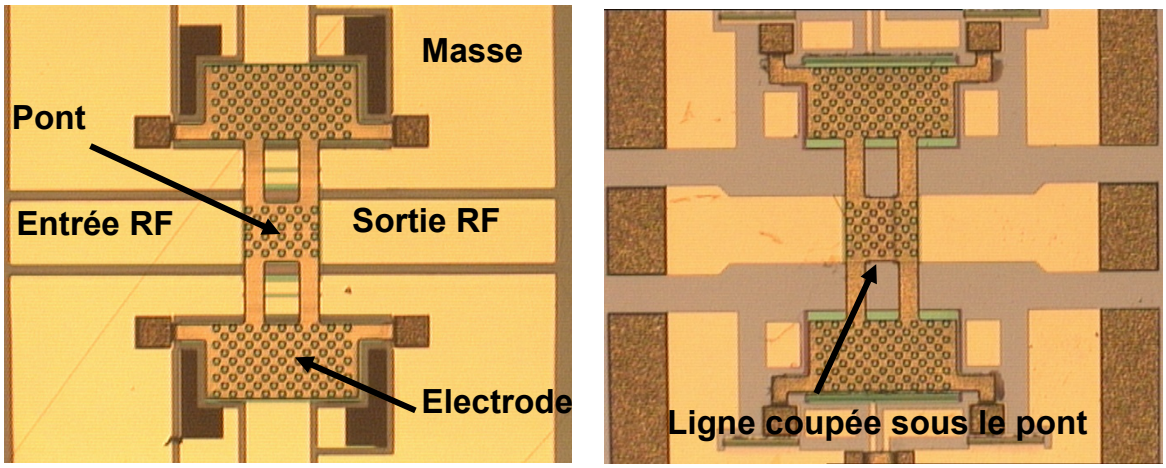
Dans les deux cas, le pont est suspendu 3µm au dessus des lignes coplanaires. La partie centrale de la ligne coplanaire est recouverte de diélectrique juste en dessous de la membrane afin d'éviter les court-circuits entre la partie mobile et la ligne. La différence entre les deux configurations réside dans la coupure de la partie centrale de la ligne coplanaire qui existe seulement pour le commutateur série. La Figure 1.7 illustre cette dissemblance.



(a) (b)

Figure 1.7 Différence entre les configurations parallèle (a) et série (b)

La transmission du signal RF à travers la ligne est possible lorsque le pont est en position haute pour la configuration parallèle ou lorsque le commutateur est en position basse en configuration série. Dans les deux cas, le commutateur est dit à l'état passant. Au contraire, la transmission du signal n'est pas permise si le commutateur parallèle est à l'état bas ou si le commutateur série est à l'état haut. On parle d'état bloqué. Un spécimen de chaque configuration est montré sur les photographies de la Figure 1.8.



(a) (b)

Figure 1.8 Photographie de commutateurs MEMS RF parallèle (a) et série (b) du LAAS

Les commutateurs fonctionnent en tout ou rien, c'est-à-dire qu'ils n'ont que deux états de fonctionnement : passant ou bloqué. Il en résulte une valeur de capacité pour chaque état du commutateur calculée par l'équation suivante [1.35] :

$$C = \varepsilon_0 \frac{w \times w_b}{g_0 + \frac{e_{die}}{\varepsilon_r}} \qquad \textbf{Équation 1.1}$$

Où ε_0 est la permittivité du vide, ε_r la permittivité relative du diélectrique, w la largeur du conducteur central de la ligne coplanaire, w_b la largeur active du commutateur et g_0 la hauteur entre la ligne et le pont. Un facteur de mérite (appelé Con/Coff ou Cbas/Chaut) est défini par le rapport entre la capacité à l'état bas et celle à l'état haut.

Activer un commutateur revient à faire passer le pont de l'état haut à l'état bas par une force électrostatique dans notre cas. Lorsque la force électrostatique ($F_{électrostatique}$) est supérieure à la force de rappel (F_{rappel}), la membrane s'abaisse et vient en contact avec la ligne. $F_{électrostatique}$ est générée par une tension d'activation Vp définit par l'équation 1.2 [1.36].

$$Vp = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 w \times w_b} g_0^3} \qquad \textbf{Équation 1.2}$$

Dans cette équation, la hauteur du pont joue un rôle très important. Par conséquent, une hauteur de 3µm a été choisie afin de limiter la tension d'activation à une valeur inférieure à 50 – 60V.

Le LAAS a développé son propre procédé technologique dont on a vu les photographies en Figure 1.8. Il va être présenté dans la partie suivante.

2) Description de la filière technologique d'un micro-commutateur du LAAS

La filière technologique du LAAS comporte 6 étapes principales pour fabriquer un commutateur capacitif, comme l'indique la Figure 1.9.

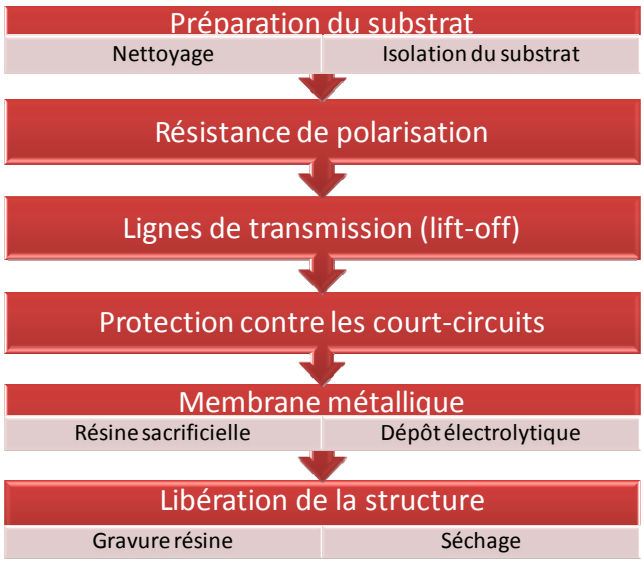


Figure 1.9 Etapes élémentaires de la filière technologique de MEMS RF du LAAS

Elles se définissent par une préparation du substrat (nettoyage et procédé de compatibilité « above IC »), l'élaboration des résistances de polarisation en germanium, le dépôt des lignes de transmission, la réalisation de la couche protectrice qui sera présente entre la ligne et la membrane, la fabrication de la membrane par l'intermédiaire d'une couche sacrificielle et d'un dépôt métallique et enfin la libération. Toutes ces étapes vont être détaillées dans la suite du manuscrit.

3) Compatibilité « above IC », préparation du substrat

Afin de pouvoir être compatible avec les technologies des circuits intégrés (ICs) de type hétérostructure SiGe, la technologie de MEMS RF du LAAS-CNRS a été développée sur substrat Si (confère la thèse de JP Busquère, année 2005 [1.38]). Celui-ci comporte néanmoins l'inconvénient de présenter de fortes pertes en raison de son importante tangente de pertes. Afin de réduire ces pertes, les plaques de silicium utilisées sont choisies avec une haute résistivité (HR) dont les valeurs sont comprises entre 3kΩ et 30kΩ. Une valeur minimale de 2kΩ permet en effet de considérablement réduire l'impact nocif du Si sur les pertes des lignes de transmission de type coplanaire [1.34]. Une couche polymère est de plus intercalée entre le substrat et le circuit afin de minimiser encore plus la pénétration des lignes de champ dans le silicium.

Mais avant cela, la toute première étape du procédé consiste au nettoyage de la plaque de silicium par le procédé RCA. La procédure de nettoyage a été élaborée par W. Kern et D.A. Puotinen [1.37]. Elle permet la suppression de deux classes principales de contaminants: les résidus organiques et les résidus métalliques. Lorsqu'on applique une tension entre le signal et le plan de masse, les charges localisées à l'interface du silicium induisent un état d'interface d'accumulation ou d'inversion. Dans chacun de ces deux états, les charges mènent à une atténuation très élevée. Le nettoyage permet ainsi de s'affranchir de toutes charges parasites bloquées à l'interface silicium/polymère et donc d'améliorer les performances RF des circuits réalisés sur le wafer.

Dans l'objectif d'une intégration Above IC des commutateurs, une couche intermédiaire épaisse de Benzocyclobutène (BCB) du fournisseur DOW Chemical Company est donc déposée sur le substrat silicium [1.39]. Il s'agit d'un polymère qui présente des caractéristiques physiques intéressantes pour des applications micro-ondes et millimétriques.

En effet, sa tangente de perte δ est de 0.002 et sa permittivité relative ε_r de 2,65 vers 10 GHz. Les performances d'une ligne coplanaire sur BCB sont meilleures que sur substrat massif de silicium. Une épaisseur de 10µm au minimum est nécessaire pour considérer l'apport du BCB bénéfique [1.38]. Le choix de l'épaisseur dépend aussi de la complexité à déposer de fortes épaisseurs et des contraintes induites par ces fortes épaisseurs. Souvent, deux ou trois dépôts de polymère sont nécessaires pour atteindre des épaisseurs de 20 µm ou 30µm. Il s'ensuit des problèmes d'homogénéité de la couche finale et de fortes contraintes du wafer qui ne permettent pas de poursuivre le procédé technologique.
Le BCB présente également des avantages technologiques considérables avec une facilité de dépôt, une photosensibilité à la longueur d'onde 365nm, une résistance aux produits chimiques utilisés au cours du procédé de réalisation des MEMS RF et une forte tendance à planariser. Le BCB peut subir des photogravures ce qui permet de réaliser facilement des vias d'interconnexions ou des vias thermiques.

Classiquement, une couche de 20µm de BCB est élaborée par deux dépôts successifs de 10µm. Mais un seul dépôt de BCB de 20 µm permet d'augmenter l'homogénéité de la couche obtenue en supprimant des « auréoles » provoquées par le deuxième dépôt comme le montre la Figure 1.10.

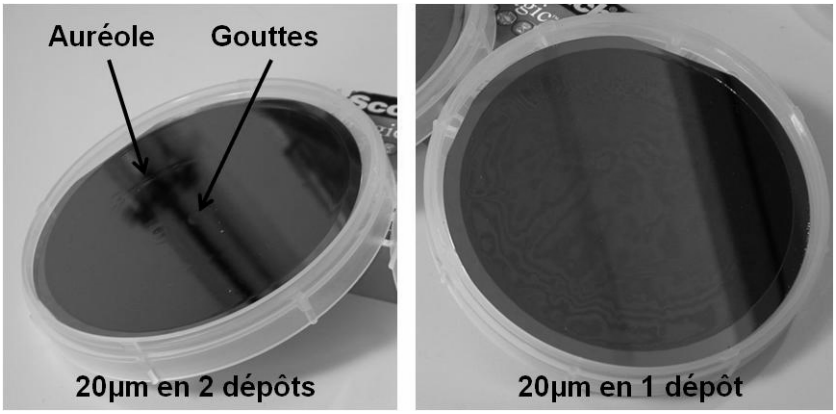


Figure 1.10 Dépôts de 20µm de BCB en deux étapes (a) et en une seule étape (b)

Après le nettoyage RCA, le wafer subit une déshydratation à 200°C et un plasma O_2 à 200Watts pendant 120s. Ensuite, un promoteur d'adhérence AP3000 est déposé à la tournette en dynamique suivi d'un recuit à 120°C pendant 60s facultatif. Les vitesses et accélérations de la tournette sont alors bien calibrées pour obtenir une épaisseur de 20µm avec 3ml de BCB. La Figure 1.11 indique le schéma tri-dimensionnel d'une cellule après cette étape. L'épaisseur du silicium n'est pas à l'échelle afin de mieux observer les différentes couches qui vont se succéder.

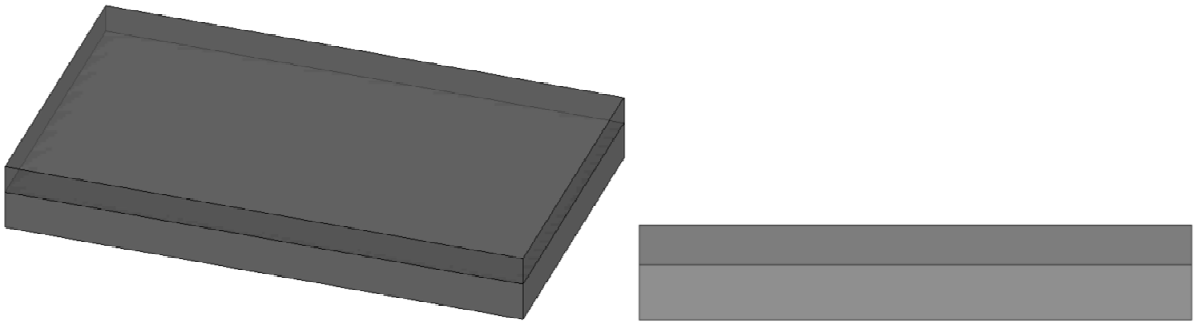


Figure 1.11 Dépôt de 20µm de BCB

La plaquette subit alors un recuit à 90°C pendant 90s sur plaque chauffante. Finalement, une cuisson du BCB de type « hardcure » est utilisée afin d'atteindre une polymérisation quasi-totale (95%). Elle accroît les résistances chimiques et mécaniques. Les paramètres des rampes et des plateaux du recuit sont fournis dans le Tableau 1.4.

Durée rampe (en min)	Température (en °C)	Durée plateau (en min)
5	*50*	*5*
10	*100*	*10*
15	*150*	*15*
60	*250*	*60*
60	*30*	

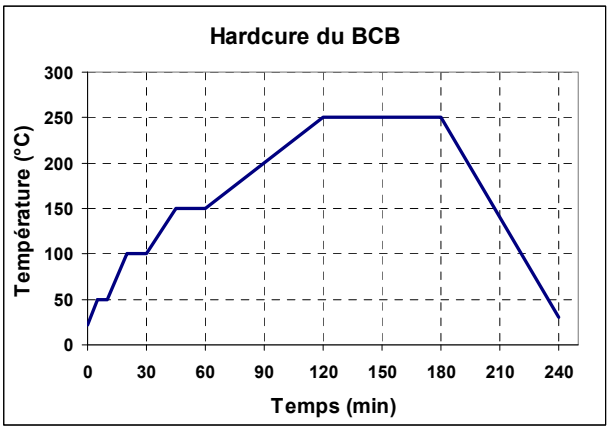


Tableau 1.4 Durées et températures de recuit du BCB de type « hardcure »

Avec le dépôt de cette couche isolante en polymère sur le substrat Si, la plaquette est alors prête pour la fabrication des MEMS. Cela implique l'élaboration de résistances de polarisation.

4) Elaboration de résistances

L'utilisation de résistances intégrées est fortement conseillée dans les composants MEMS RF afin d'éviter la propagation du signal RF dans les lignes de commandes. L'activation électrostatique implique une tension DC dans le pont MEM et dans les électrodes alors qu'un signal RF circule aussi dans le pont par l'intermédiaire des capacités. Une résistance est donc placée au niveau des électrodes d'activation.
Pour être compatible avec des composants IC, des résistances sont également utilisées pour protéger les IC qui ont des tensions de commande beaucoup plus basses (de l'ordre de 3V) que celles des commutateurs MEMS (20-30V).

Il existe un compromis concernant la valeur de cette résistance. En effet, pour que la résistance soit vue comme un circuit ouvert, il faut une forte valeur de résistance mais en contre partie le temps de réponse du commutateur MEMS risque d'être allongé. Plus la valeur de la résistance sera grande, plus le blocage du signal RF sera efficace. Mais le temps de commutation en sera d'autant plus détériorer à cause de la constante de temps RC. Généralement, le temps de commutation d'un MEMS est de l'ordre de 10µs, et sachant que les valeurs maximales de capacité tournent autour de quelques pF, les résistances pourront présentées des valeurs supérieures à quelques MΩ.

Différents matériaux sont utilisés communément pour rendre résistives les lignes de commandes en microélectronique [1.9], [1.43]. Certains sont listés dans le Tableau 1.5 avec leur valeur de résistivité correspondante. Seuls le Silicium Chrome et le Germanium présentent une résistivité suffisante pour atteindre des valeurs supérieures à plusieurs dizaines de kΩ.
Le SiCr est habituellement utilisé dans la littérature des MEMS. Cependant pour obtenir les valeurs adéquates, ces résistances deviennent des lignes très longues ce qui limite la miniaturisation des circuits. Le germanium de résistivité supérieure au SiCr présente donc un

intérêt considérable dans l'élaboration de microsystèmes RF compactes puisque sa forte valeur permet d'utiliser des tailles de résistances réduites.

Matériaux	NiCr [1.40] et [1.41]	TaN [1.40]	NiV [1.40]	SiCr [1.9] et [1.43]	Ge
Résistivité (µΩ.cm)	~ 100	~ 150-200	60	~ 20. 10^3	~ 46. 10^6

Tableau 1.5 Résistivité de matériaux résistifs classiques déposés par évaporation ou sputtering

Le germanium possède différents avantages :

- Compatibilité avec la micro-fabrication sur silicium,
- Excellente sélectivité de sa gravure,
- Basse température de dépôt (<350°C), ce qui le rend par la même compatible avec du post procédé sur circuits intégrés.

Il est aussi employé comme couche sacrificielle [1.44]-[1.47] et même pour le packaging [1.48]. Sa faible bande d'énergie est favorable à l'élaboration de détecteurs infrarouges et de spectroscopes [1.49]-[1.51].

Le Germanium se dépose sur le BCB après un léger plasma qui permet d'améliorer son adhésion. Le dépôt se réalise par évaporation à 150°C et à une vitesse de 1nm/s. Pour des vitesses supérieures, des craquelures apparaissent en formes de stries circulaires. De plus, un dépôt à froid (température ambiante : TA) ne permet pas une bonne adhérence du germanium (cf. Tableau 5), avec une forte augmentation de la contrainte.

Type de substrat	**Température (°C)**	**Contrainte (MPa)**	**Aspect de la couche Ge**
BCB	TA	580	Craquelures
BCB	150	260	OK
Au	TA	130	OK
Au	150	60	OK

Tableau 1.6 Stress de la couche de germanium sur différents substrats et à différentes températures

Des dépôts de Ge sur or ont également été testés mais n'ont pas donné satisfaction. Un mixage entre le germanium et l'or perturbait et même empêchait la délimitation des motifs de Ge. Il est délimité par photogravure d'une résine classique et gravé par une solution comprenant du HF (acide fluorhydrique), de H2O (eau), et de H2O2 (péroxyde d'hydrogène ou encore eau oxygénée). Le péroxyde d'hydrogène oxyde le germanium qui est ensuite gravé par le HF. La Figure 1.12 montre le schéma des motifs obtenus après gravure. La couche de germanium peut être dégradée avec les produits chimiques de gravure d'or et de libération de MEMS (AZ 100 Remover). En conséquence, cette couche résistive sera protégée à l'aide de nitrure de silicium déposé ultérieurement lors de la filière.

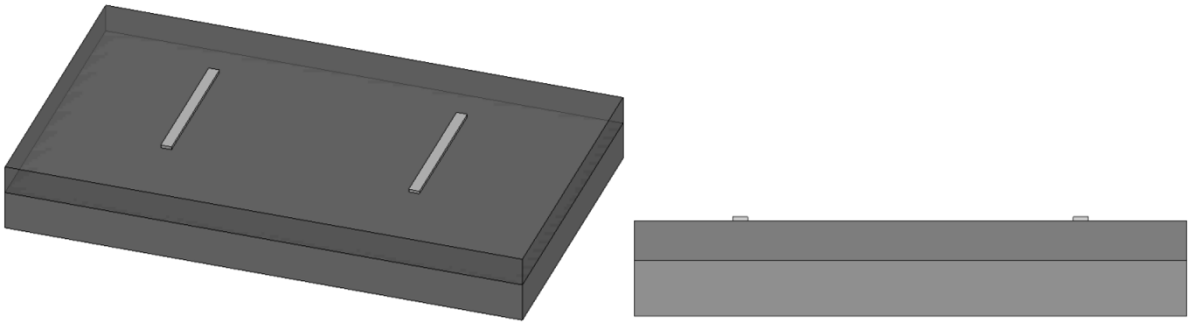


Figure 1.12 Dépôt par évaporation de la couche de Germanium et photogravure de celle-ci

La photographie des résistances germanium est représentée en Figure 1.13. Le motif du masque a été respecté car la gravure a été réalisée avec précaution.

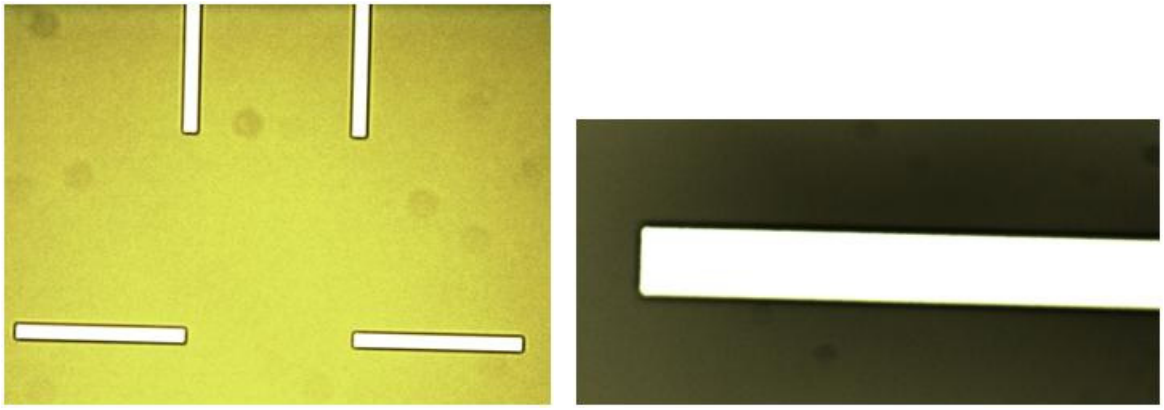
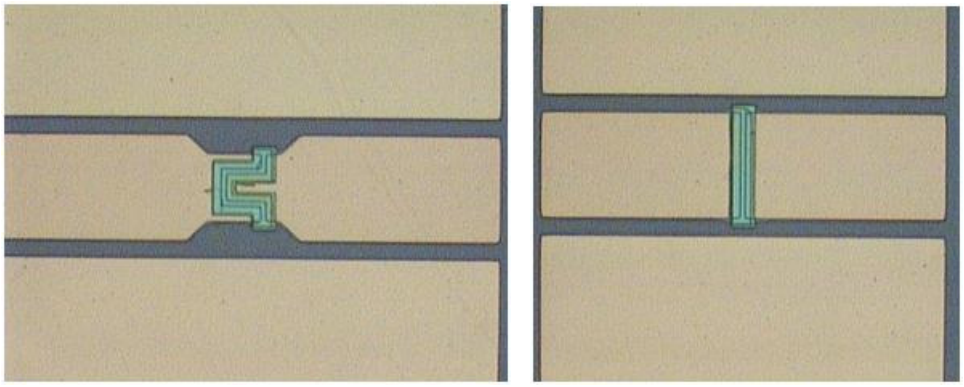


Figure 1.13 Vue au microscope des résistances intégrées en Germanium sur BCB

Des caractérisations RF de motifs en Germanium ont été réalisées afin de vérifier que ces résistances bloquent le signal RF sans induire un comportement perturbant le fonctionnement général du commutateur [1.52]. De plus, ces mesures ont permis de déterminer la valeur des résistances fabriquées au laboratoire. Les démonstrateurs consistent en une ligne coplanaire coupée en sa ligne centrale. Le gap engendré est comblé afin d'avoir une connexion entre les deux bouts de ligne par une bande de germanium qui est soit droite soit en serpentin comme le montre la Figure 1.14.



(a) (b)

Figure 1.14 Motifs de test de résistances Germanium en serpentin (a) et droite (b)

La résistance en serpentin a une largeur de 220µm alors que la droite présente une largeur de 160µm. Ces deux types de résistances ont la même longueur égale à 10µm et une épaisseur de

1µm. La discontinuité produite par ces résistances se modélisent par une capacité placée en parallèle avec une résistance (cf Figure 1.15). Après exploitation des mesures, une valeur de capacité de 2fF a été obtenue, associée à une résistance de 240kΩ. Cela correspond à une résistance carrée de 5.5 10^6 Ω/□.

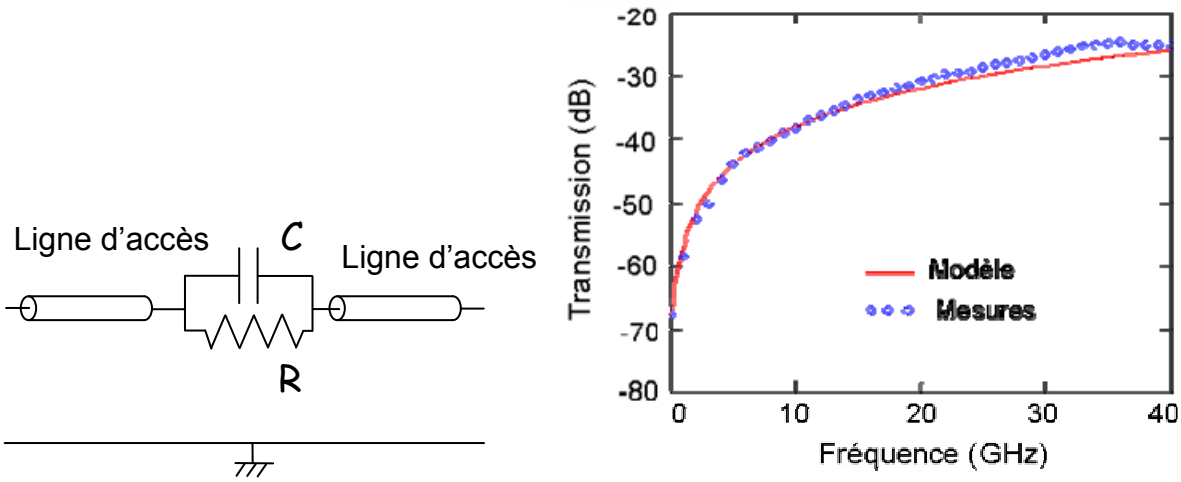


Figure 1.15 Modèle électrique et sa validation

Ces résistances ont été implémentées avec succès dans les configurations série et parallèle des commutateurs MEM. L'utilisation du Ge dans la fabrication de résistances à fortes valeurs a donc été validée électriquement et électromagnétiquement.

Une fois les résistances de polarisation préparées, l'étape suivante consiste à créer les lignes de transmission.

5) Fabrication des lignes de transmission

La résistivité est un des principaux critères de choix de la métallisation des lignes. L'aluminium, l'or et le cuivre présentent des résistivités basses. Mais le cuivre n'est pas un bon candidat pour les commutateurs à cause de sa tendance à s'oxyder rapidement. De la même façon, en contact avec l'air, il se forme une couche isolante d'oxyde d'aluminium sur l'aluminium qui réduit sa conductivité. L'or reste le métal le plus intéressant permettant de limiter les pertes ohmiques dans les lignes. C'est donc ce matériau qui a été exploité pour l'élaboration des lignes de transmission (cf Figure 1.16).

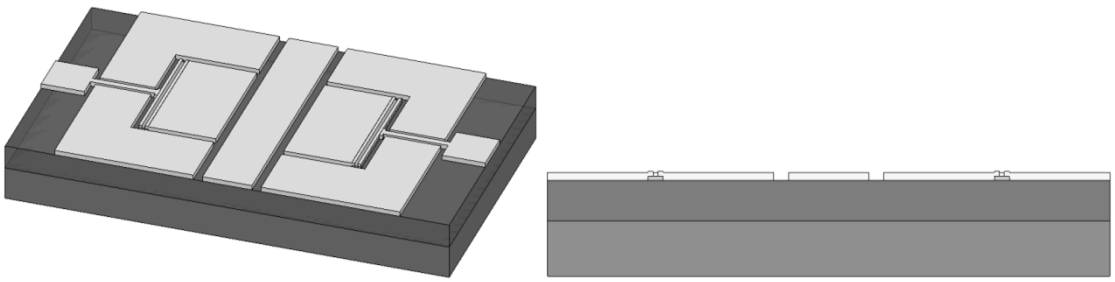


Figure 1.16 Dépôt métallique des lignes de transmission

Quant au procédé technologique choisi pour le dépôt d'or, cette étape sera plus amplement expliquée et détaillée dans la suite de ce chapitre au niveau des optimisations apportées à la filière.

Problèmes :

Pour des applications de forte puissance, l'épaisseur des lignes de transmission doivent être conséquentes, c'est-à-dire supérieure à 1µm. En effet, les courants induits peuvent entrainer l'électromigration du métal et voire la destruction de la ligne. Les dépôts électrolytiques permettent facilement d'obtenir des épaisseurs importantes. Mais avec cette solution, les couches ont une rugosité non négligeable. Sachant que le nitrure de silicium se dépose de façon conforme, nous retrouvons cette rugosité au niveau du contact de la membrane sur le diélectrique. Elle ne permet donc pas d'obtenir des performances RF optimales. Une solution a donc été mise en place et est détaillée dans le paragraphe III.1.1).

6) Réalisation de la couche de protection contre les court-circuits

D'après le paragraphe 4), de nombreux diélectriques isolants existent. Le meilleur candidat en terme de permittivité, de facilité à processer et disponible au laboratoire est le Si_3N_4 (nitrure de silicium) déposé par PECVD. Le diélectrique qui sera déposé sur les lignes coplanaires va servir à déterminer la valeur des capacités formées par le pont. Il va prévenir les court-circuits entre la ligne de transmission et la membrane métallique et enfin protéger les résistances en germanium tout au long de la filière. Ce dépôt de 0.25nm est effectué par PECVD (Plasma Enhanced Chemical, Vapor Deposition) à 300°C en HF (Haute Fréquence) à une vitesse de 0.22nm/s. Il résulte d'un mélange de différents gaz : SiH_4 (silane), NH_3 (Ammoniaque), He (hélium) et N_2 (azote). Ensuite, la définition des motifs se fait par photolithographie et par gravure RIE (Reactive Ion Etching) à l'aide de tetrafluorométhane (CF_4). Cette étape est résumée sur la Figure 1.17 et le résultat est montré sur la Figure 1.18.

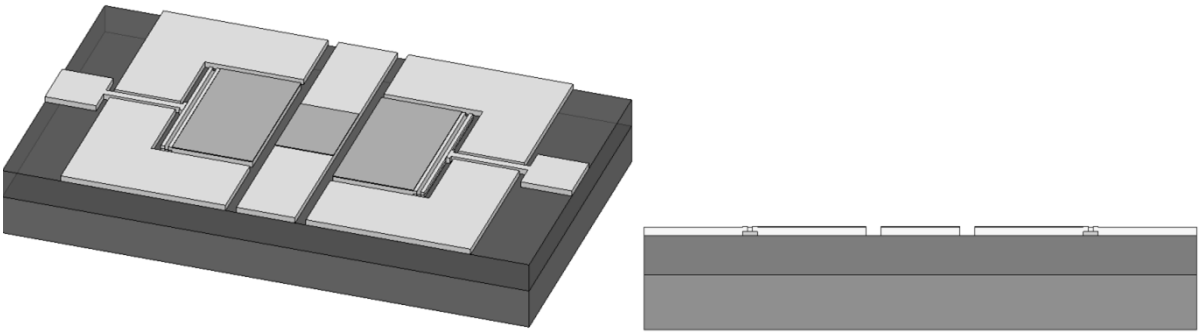


Figure 1.17 Délimitation du diélectrique de protection

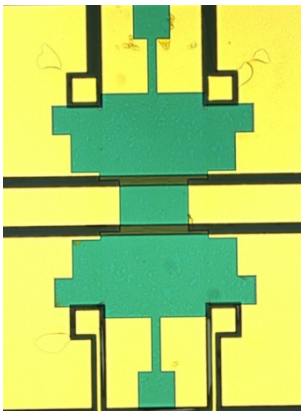


Figure 1.18 Photographie après délimitation du nitrure de silicium

Problème :

Les diélectriques à forte permittivité sont généralement difficiles à déposer avec des moyens classiques de salle blanche. Un équipement spécifique est souvent indispensable. C'est pour ces raisons que notre procédé est à base de nitrure de silicium. De plus, lors du fonctionnement des commutateurs (cyclage), un phénomène de chargement du diélectrique intervient et dégrade leur durée de vie. Ce problème sera traité dans la suite du manuscrit.

L'étape suivante qui consiste à la fabrication de la partie mobile est la plus déterminante pour la bonne fonctionnalité du commutateur.

7) Elaboration de la membrane métallique sur une couche sacrificielle

Les étapes permettant la réalisation de la membrane sont résumées par la Figure 1.19. Tout d'abord, une couche sacrificielle en résine photosensible de type AZ et d'épaisseur 3µm est déposée à la tournette. Elle servira de support à la membrane métallique. L'épaisseur de la résine sacrificielle va déterminer la hauteur finale du pont. Cette résine est ensuite délimitée par photogravure dans le but d'effectuer des ouvertures sur les conducteurs préalablement déposés et permettre l'ancrage du pont mobile. Elle est enfin recuite à 150°C afin d'obtenir des flancs inclinés permettant ensuite un recouvrement métallique correct.

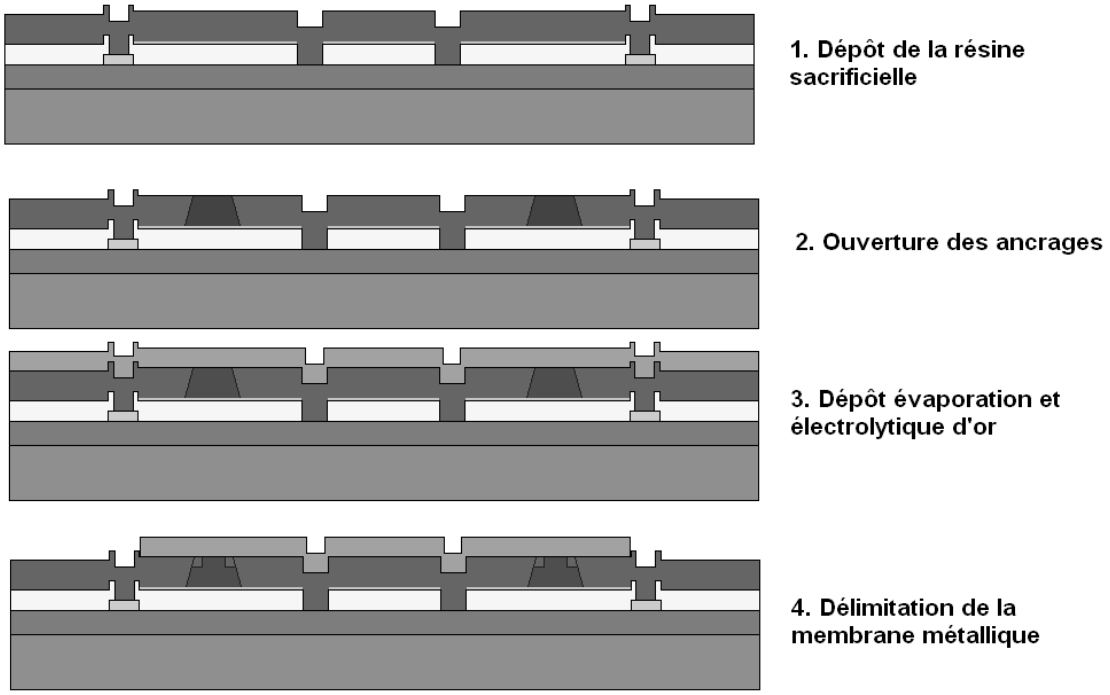


Figure 1.19 Etapes d'élaboration de la membrane

La métallisation de la membrane s'effectue à partie d'une couche d'accroche évaporée d'or d'épaisseur 0.2µm. Ensuite, cette couche est épaissie par un dépôt électrolytique d'or d'épaisseur 1.8µm. Finalement, la membrane est délimitée par photolithographie et les couches d'or sont gravées à l'aide d'une solution composée de H_2O (eau), de KI (iodure de potassium) et de I_2 (iode). Sur la Figure 1.20, le pont a été gravé par contre la résine sacrificielle n'a pas encore été supprimée.

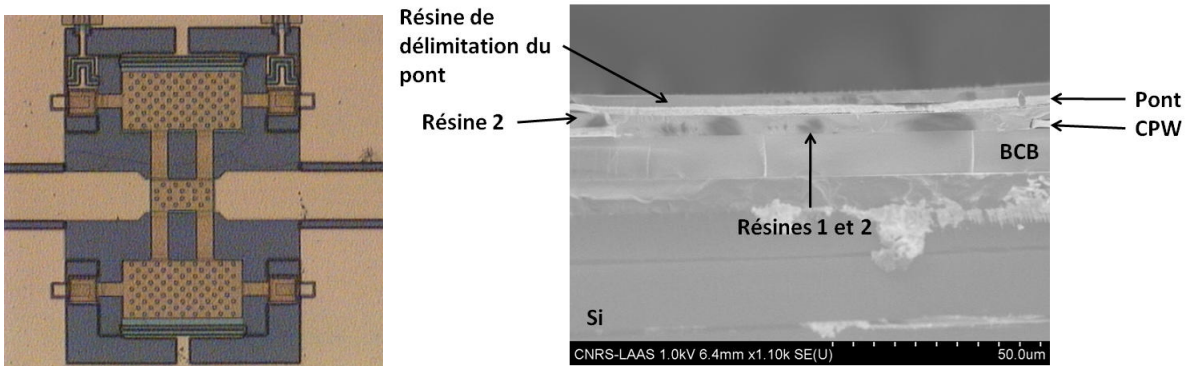


Figure 1.20 Photographie d'un pont délimité mais non libéré

Dans les paragraphes III.3.1) et III.3.2), des études sur plusieurs résines sacrificielles ainsi que sur différentes métallisations de la membrane ont permis d'améliorer cette étape de fabrication.

Problème :

Nous avons vu précédemment que les lignes coplanaires sont très épaisses pour des raisons de tenue en puissance. La résine sacrificielle d'épaisseur 3µm ne suffit pas à combler totalement les fentes coplanaires de 2µm. Le pont traverse ces lignes coplanaires. Par conséquent, son dépôt va suivre le relief. La structure finale ne sera donc pas plane. Ce manque de planéité affecte la qualité de contact du commutateur à l'état bas.

La structure fabriquée devient fonctionnelle après l'étape de libération présentée dans le paragraphe suivant.

8) Libération de la structure

L'étape finale qui est très délicate consiste en la suppression de la résine sacrificielle et surtout le séchage de la structure. Dû au recuit à haute température de la résine sacrificielle de type AZ, un solvant classique (acétone) à température ambiante ne suffit pas à enlever cette résine. Un bain d'AZ 100 Remover chauffé à 80°C permet en renouvelant ce bain et en répétant les montées en température de supprimer la résine. Cette technique est souvent accompagnée d'ultrasons qui restent légers pour ne pas arracher les ponts. Un problème de déformation des membranes peut tout de même survenir à cause de la température de 80°C. Des tests en température ont été réalisés et seront détaillés au chapitre 2. Ensuite les structures sont rincées à l'eau déionisée avant d'être séchées. Une structure corruguée est ainsi obtenue et illustrée dans la Figure 1.21.

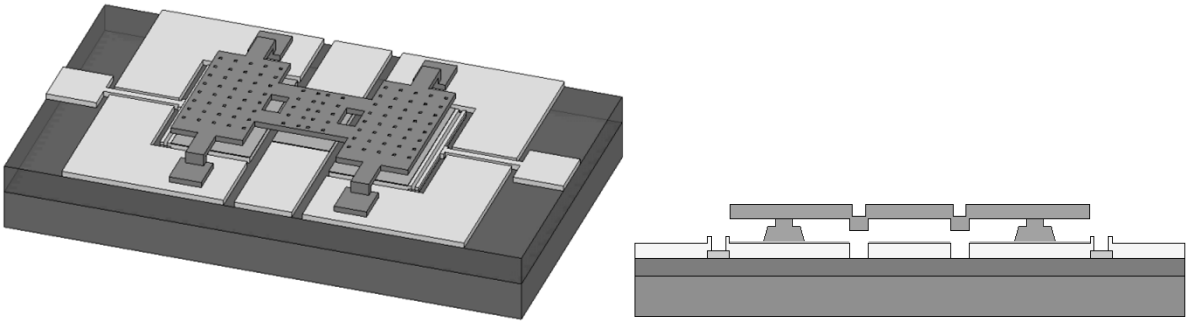


Figure 1.21 Libération de la membrane

Deux types de séchages sont utilisés au laboratoire. Le premier consiste à plonger le wafer dans une solution de trichloréthylène chauffé à 50°C et à le ressortir rapidement. La solution étant très volatile, elle s'évapore instantanément du wafer et laisse les structures sèches. Le deuxième type de séchage utilise le passage du CO2 en phase liquide à sa phase vapeur à une température et une pression données. La plaque n'a donc plus de trace d'humidité.

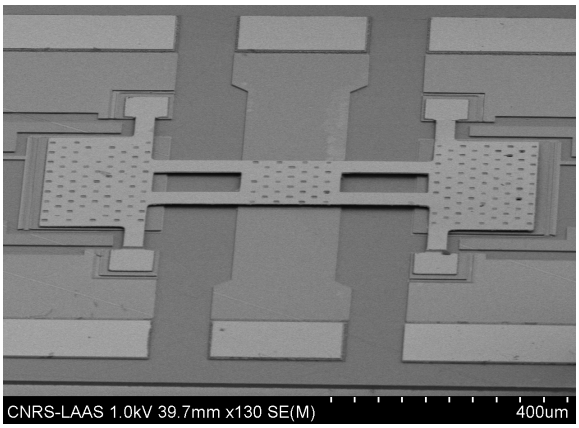


Figure 1.22 Photographie ou MEB d'un commutateur MEMS libéré

Problème :

Une première difficulté survient lors de la suppression de la résine sacrificielle. En effet, l'acétone froid ne suffit pas et la solution de gravure efficace fait intervenir une température de 80°C néfaste à la fonctionnalité de la membrane. Une forte température est aussi utilisée lors du séchage. De plus, le collage des ponts est fréquent à cause des forts phénomènes de stiction mis en jeu pendant l'étape de libération. Le rendement sur plaque s'en trouve fortement réduit.

Alors que le problème de planéité de la couche isolante BCB a été résolu, d'autres restent à solutionner comme nous venons de le voir. En particulier, la rugosité des lignes coplanaires épaisses réduit les performances des commutateurs. De plus, le chargement du diélectrique qui provoque le collage des ponts est un problème récurrent et difficile à optimiser. Nous verrons une approche qui permet tout de même d'améliorer la fiabilité des commutateurs. Deux problématiques sont liées à la résine sacrificielle. La première consiste à avoir une résine qui permette d'obtenir une membrane plate. La seconde problématique réside dans la difficulté à graver cette résine lors de la libération. Finalement, il est également important d'optimiser le séchage pour éviter des effets de collage et de déformation des structures. Des solutions à toutes ces difficultés sont proposées dans le paragraphe suivant.

III. Optimisations apportées à la filière technologique de MEMS RF

Dans ce paragraphe, trois problématiques sont étudiées en détail : la qualité de contact, la fiabilité et le rendement de fabrication. Elles résument celles énumérées précédemment. Les objectifs des améliorations technologiques sont d'obtenir un commutateur fonctionnel avec une qualité de contact optimale, qu'il soit un minimum fiable pour atteindre un nombre de cycles corrects et que le rendement technologique soit tel que nous puissions tendre vers l'élaboration de circuits à plusieurs MEMS fonctionnels. Dans cette perspective, un circuit synthétiseur d'impédance à six MEMS est présenté dans le chapitre 3. De plus, Nous verrons

que le procédé de fabrication optimisé est aussi efficace pour élaborer des structures MEMS miniatures.

1. Qualité de contact des commutateurs parallèles et séries

Pour obtenir des performances RF optimales, la qualité du contact entre les lignes coplanaires et la membrane doit être parfaite c'est-à-dire que la présence d'air entre ces deux parties doit être limitée en considérant deux aspects : la planéité des lignes coplanaires ainsi que celle de la membrane [1.53]. Cela sous-entend de minimiser la rugosité des lignes de transmission mais aussi d'utiliser une couche sacrificielle la plus aplanie possible.

1) Minimisation de la rugosité des lignes de transmission métalliques

Généralement, les lignes de transmission RF sont affinées juste en dessous du pont pour s'affranchir des problèmes de relief et obtenir un bon rapport entre les valeurs de capacité à l'état haut et à l'état bas comme dans l'exemple de la Figure 1.23. Cette solution contribue fortement à assurer une bonne qualité de contact.

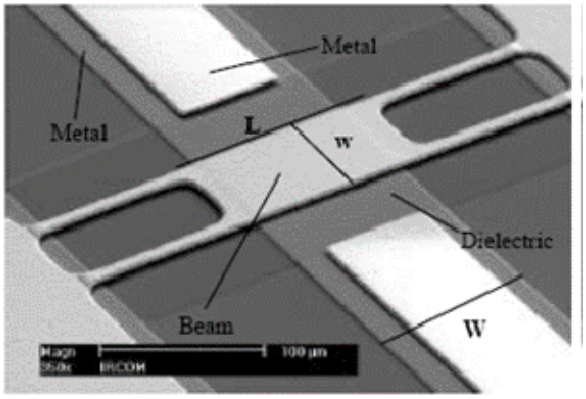


Figure 1.23 Ligne de signal affinée sous la membrane [1.54]

Cependant, les commutateurs que nous fabriquons sont dédiés à des applications de faibles et fortes puissances. Des phénomènes d'électromigration et même de cassure de la ligne peuvent donc apparaître sous le passage d'une très forte puissance. Le chapitre suivant dédié à la tenue en puissance de MEMS détaillera de façon plus approfondie ce phénomène physique. La solution pour éviter cela est de conserver une même épaisseur tout au long de la ligne centrale et qu'elle soit suffisante pour tenir la puissance. Classiquement pour obtenir une couche métallique épaisse à moindre coût, un dépôt électrolytique est choisi. Mais ce dépôt d'or conduit à une forte rugosité de l'ordre de 10nm minimum pour 2µm d'épaisseur. Par conséquent, lorsque la membrane vient en contact avec la ligne à l'état bas, ce contact n'est que partiel à cause de l'air présent entre la partie mobile et la ligne comme illustré sur la Figure 1.24.

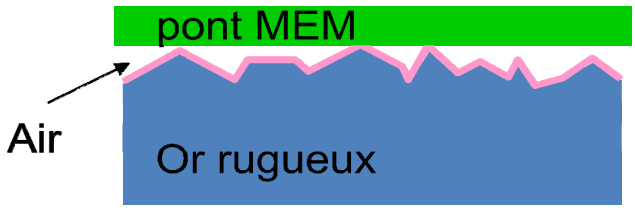


Figure 1.24 Schéma d'un contact dégradé par la rugosité de la ligne

La rugosité a une forte influence sur la capacité à l'état bas et donc sur l'isolation du commutateur [1.24]. En effet, plus les interstices d'air sont grands et nombreux, plus la valeur de l'isolation baisse. La Figure 1.25 démontre ce phénomène.
Les lignes coplanaires de 2µm d'épaisseur sont donc fabriquées par lift-off épais. Cette technique est basée sur un dépôt d'or évaporé qui limite la rugosité. Elle a été diminuée d'un facteur 3 puisque a maintenant une valeur d'environ 3nm.

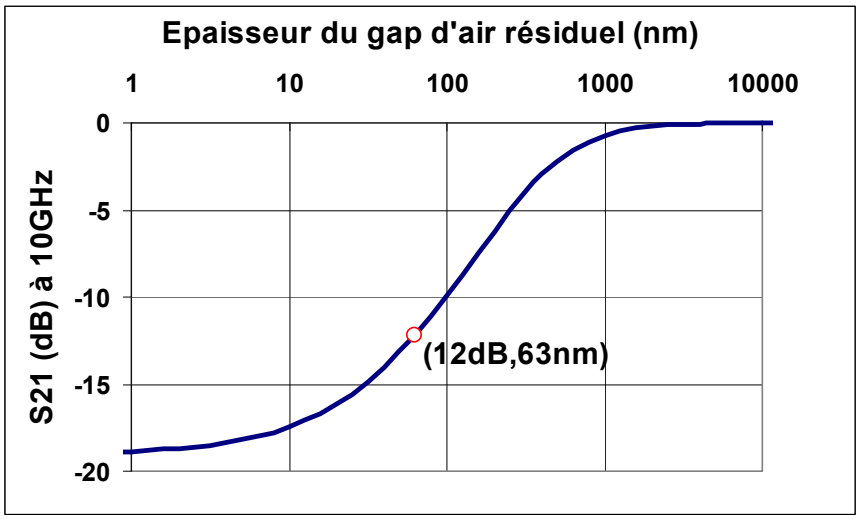


Figure 1.25 Isolation observée en fonction de la qualité du contact

Cette étape de lift-off épais d'or exploite les flancs inclinés d'un moule de résine comme illustré sur la Figure 1.26. Elle est décrite en détails par les schémas de la Figure 1.27. Après une déshydratation du substrat et un léger plasma O_2-CF_4, deux couches successives de résines sont déposées et délimitées par photogravure. La première (du LOR) a une épaisseur de 2.5µm et des flancs inclinés à 50° tandis que la seconde a une épaisseur d'environ 2.7µm et des flancs droits.

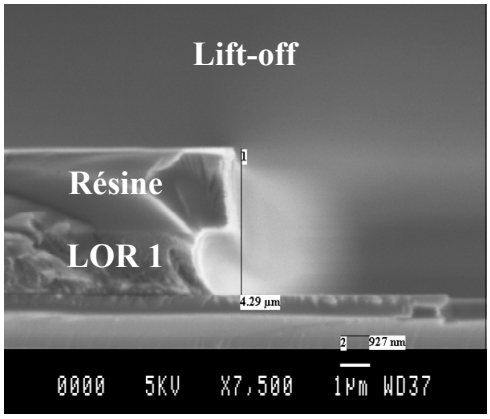


Figure 1.26 Vue transversale au MEB du moule de résine

Une couche de titane-or-titane d'épaisseur 2µm est ensuite évaporée. La première couche de titane sert d'accrochage à l'or sur le BCB alors que la deuxième couche de titane aura cette même fonction pour le futur dépôt de diélectrique de protection mais aussi servira de barrière entre la ligne en or et ce diélectrique de protection. Il reste à libérer le lift-off à l'aide d'acétone et d'ultrasons faibles. Pour avoir une bonne libération, il est nécessaire d'avoir un moule de résine au moins deux fois plus épais que la métallisation. Par conséquent, l'inclinaison de la première résine permet au solvant de passer sous la seconde résine et de la graver. Le métal partira donc en même temps que la résine. La première résine est finalement supprimée à l'AZ 400K. La technique du lift-off permet d'obtenir des flancs plus droits comparés à des techniques de photogravures simples et de gravure chimique.

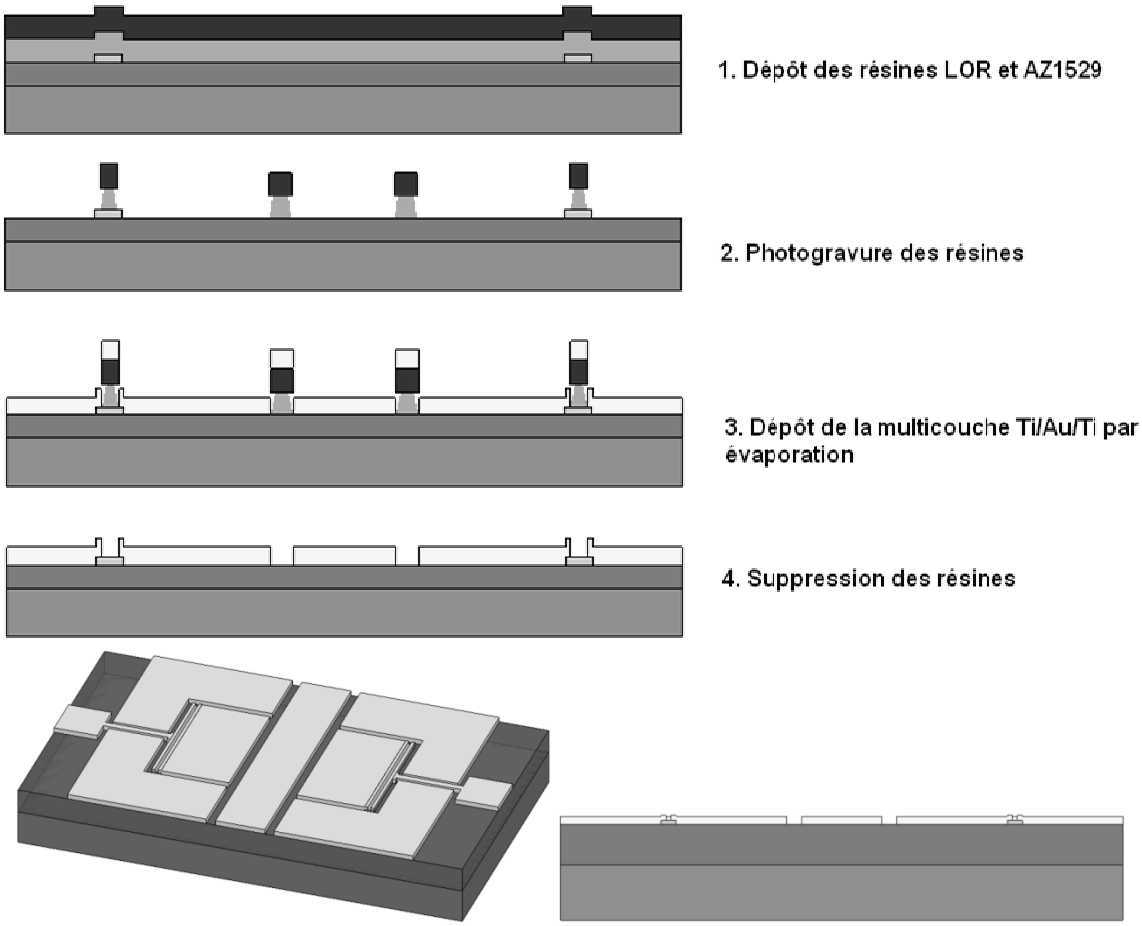


Figure 1.27 Etapes du procédé de lift-off pour réaliser le premier niveau métallique

La Figure 1.28 présente la métallisation après lift-off et suppression du moule de résine ainsi qu'une vue en coupe des lignes coplanaires.

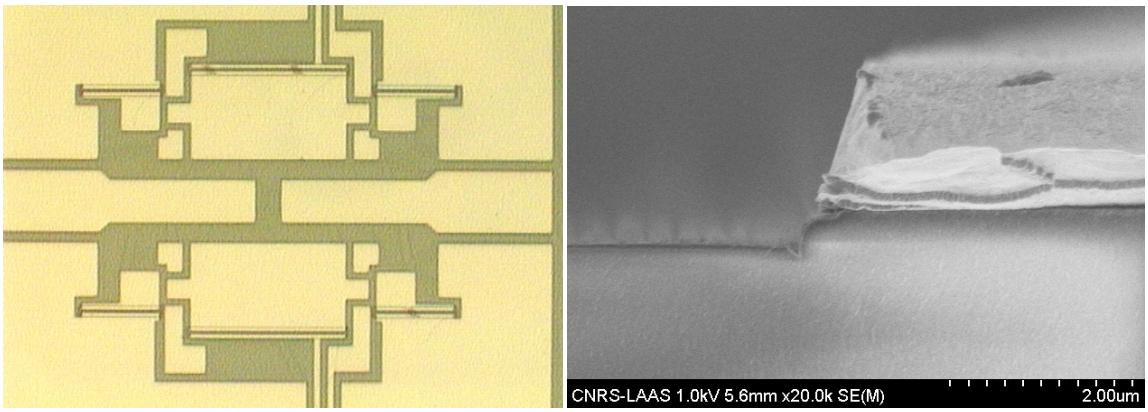


Figure 1.28 Photographie des lignes coplanaires après lift-off et vue en coupe MEB

Il est donc possible de minimiser l'impact de la rugosité sur les performances. Il reste néanmoins que la forte épaisseur des lignes engendre un important relief au niveau des fentes coplanaires. La planéité du pont en est dégradée. Dans le paragraphe suivant, une méthode de planarisation des ponts va être décrite.

2) Optimisation de la planéité du pont MEM

a) Relief de pont MEMS : problématique

Les lignes ont une épaisseur importante de 2µm pour tenir la puissance qu'elles sont susceptibles de véhiculer. Afin d'obtenir une différence notable entre la capacité à l'état haut et celle à l'état bas, la membrane est définie à une hauteur de 3µm au dessus de la ligne. La résine sacrificielle a donc une épaisseur de 3µm qui n'est pas suffisante pour combler et planariser les 2µm d'épaisseur des lignes coplanaires. En déposant une seule couche de cette résine, la métallisation du pont suit les fentes coplanaires et le pont obtenu est corrugué comme sur la Figure 1.29 et la vue au MEB de la Figure 1.30.

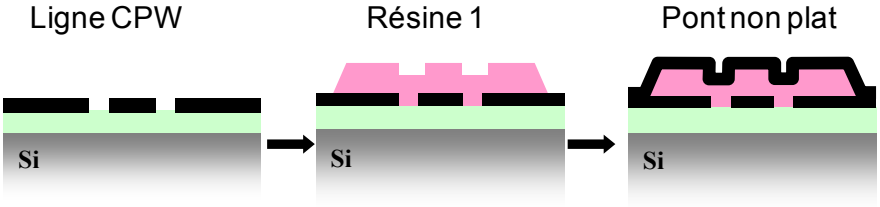


Figure 1.29 Procédé de fabrication du pont sans planarisation

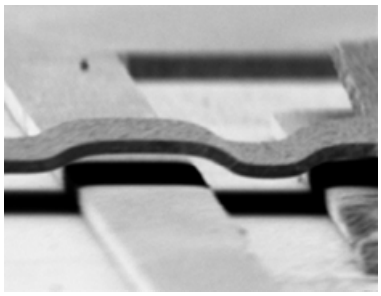


Figure 1.30 Photographie prise au MEB d'une membrane non planarisée

Dans ce cas, la membrane est bloquée à l'état bas par les bords de la ligne coplanaire comme le montre la Figure 1.31 et ne peut pas venir totalement en contact avec la ligne. Par conséquent, une fente d'air sépare la membrane de la ligne. L'impact est dramatique sur

l'isolation RF du commutateur (cf Figure 1.24). La valeur de la capacité mesurée n'est pas égale à la valeur théorique.

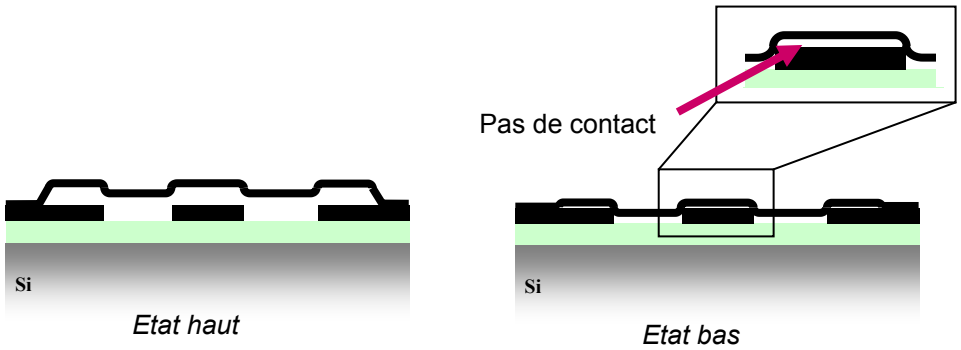


Figure 1.31 Schéma d'un mauvais contact obtenu avec une membrane corruguée

Nous allons donc voir comment éliminer les corrugations du pont dans le paragraphe suivant.

b) Planarisation de pont MEM

L'utilisation du CMP (Chemical Mechanical Polish) est difficile à mettre en œuvre et onéreuse. De plus, au début de cette étude de planarisation, le laboratoire ne possédait pas de CMP. Par conséquent, notre choix technologique s'est orienté vers une optimisation de la résine sacrificielle comme moyen de substitution.

Pour améliorer la valeur de la capacité à l'état bas, le procédé de la résine sacrificielle a été optimisé. Il consiste tout d'abord à remplir de résine les fentes coplanaires aux abords du futur pont [1.55], comme l'indique la Figure 1.32.

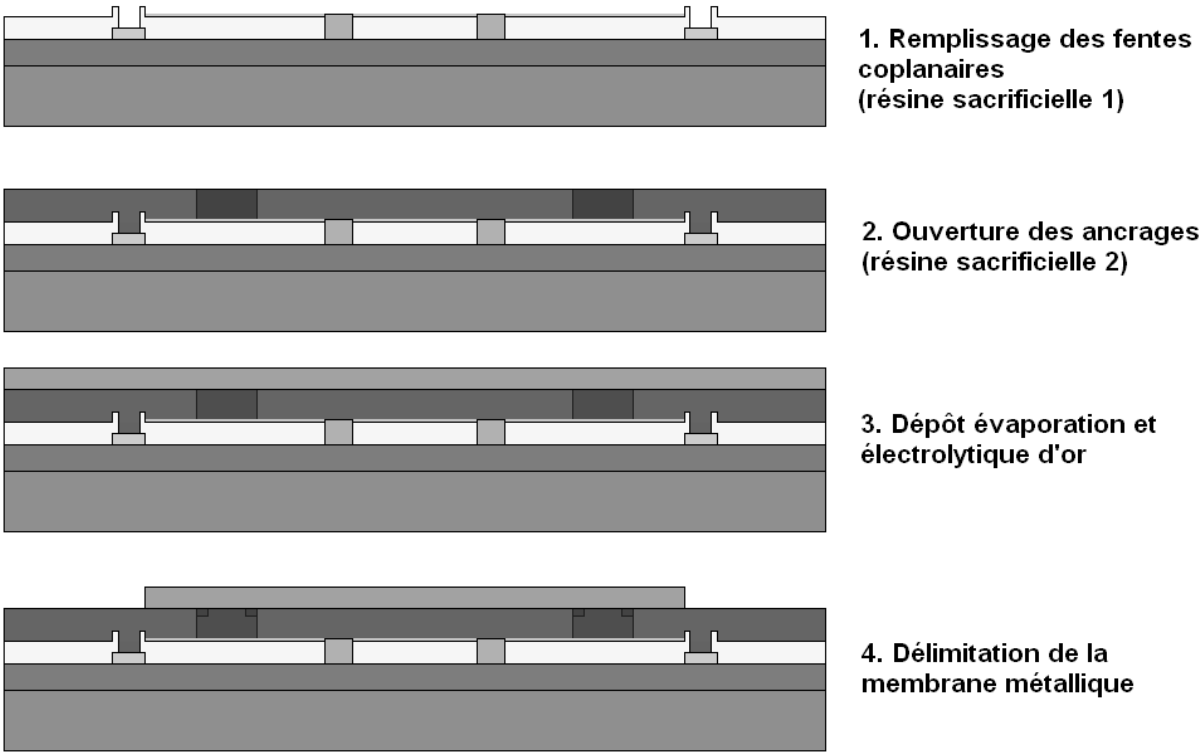


Figure 1.32 Description du procédé pont plat

L'épaisseur des lignes coplanaires est premièrement mesurée de façon précise. Ensuite, la vitesse de dépôt à la tournette est ajustée pour obtenir cette épaisseur. Cette première couche sacrificielle est finalement délimitée sous le futur pont. La seconde résine sacrificielle de 3µm d'épaisseur est ensuite déposée et photogravée pour fabriquer les membranes métalliques. Ce procédé a été appliqué aux micro-commutateurs parallèles avec succès. Un exemple est donné en Figure 1.33 et Figure 1.34. La première figure représente une vue 3-D d'un pont ayant reçu le procédé pont plat tandis que la deuxième montre le profil optique de cette même structure.

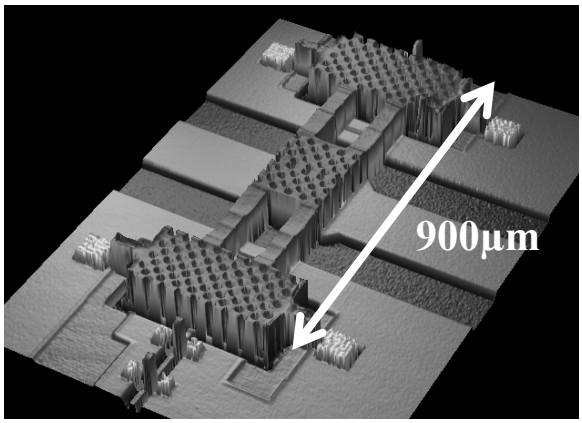


Figure 1.33 Vue 3D d'un pont plat sur des lignes coplanaires de 2µm d'épaisseur

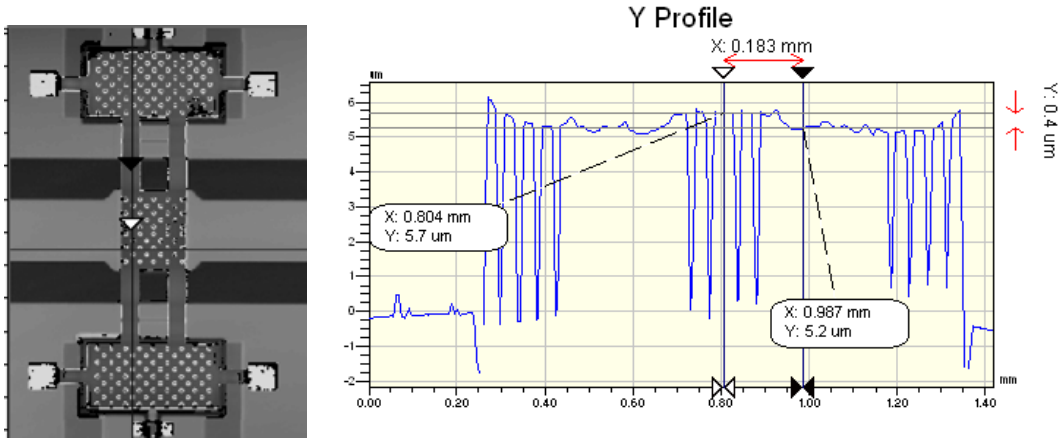


Figure 1.34 Profil optique d'un commutateur à pont plat

Une très bonne planéité est obtenue avec seulement une variation de 0,4µm sur une longueur de pont de 860µm (i.e 0.05%). Ce résultat permet de valider l'étape de résine sacrificielle utilisée pour garantir un contact capacitif correct pour ce genre de structures. La photographie MEB de la Figure 1.35 confirme l'intérêt du procédé pont plat afin d'obtenir des membranes plates sur une importantes longueur.

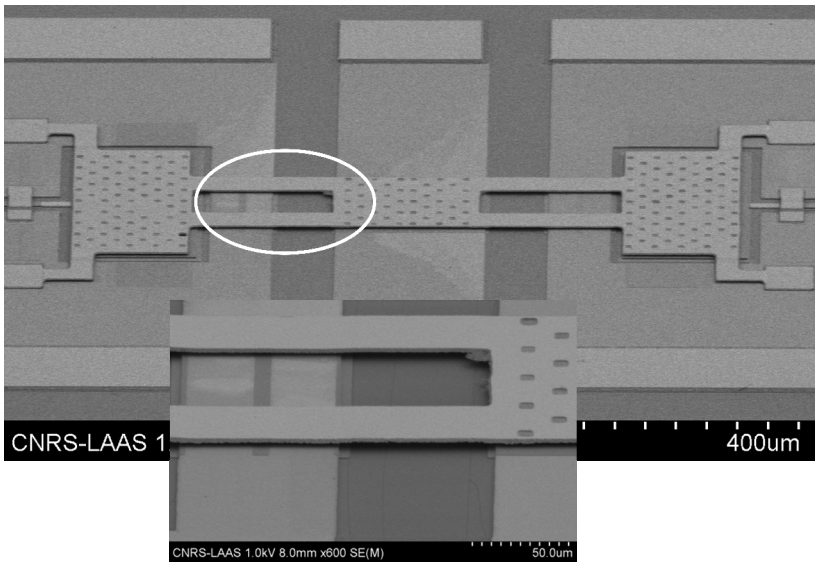


Figure 1.35 Photographie d'un commutateur obtenu avec le procédé technologique dit à « pont plat »

Ce procédé technologique a été validé à l'aide de mesures de paramètres [S] effectuées de 40MHz jusqu'à 40GHz avec un analyseur de réseau vectoriel et une station sous pointe dédiée aux micro-commutateurs MEMS. La tension d'activation de ce commutateur est de 30V afin d'avoir un contact optimum. La Figure 1.36 montre ses performances mesurées au niveau des lignes d'accès. Des pertes d'insertion de 0,15dB à 10GHz sont obtenues à l'état haut, ce qui correspond à des pertes totales de seulement 0,08dB (les pertes en réflexion sont de 0,07dB). L'isolation est de 12dB à 10GHz et atteint 40dB à la fréquence de résonance (20GHz).

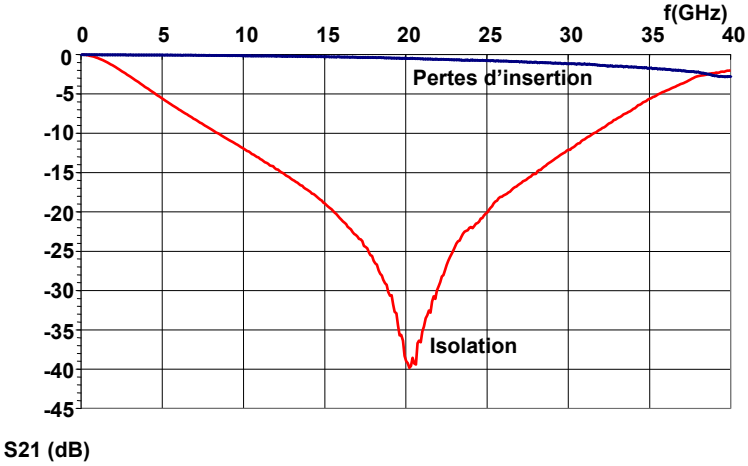


Figure 1.36 Mesures des paramètres de transmission (S21) à l'état haut et l'état bas

La capacité à l'état haut est de 68fF dans ce cas. La différence par rapport à la valeur théorique peut venir du fait que le pont n'est pas exactement à 3µm de haut mais un peu plus bas et aux effets de franges. A l'état bas, une capacité de 1,92pF a été extraite, différente de la valeur théorique en considérant un contact parfait qui est égale à 5,6pF. Ceci est du à la rugosité résiduel des lignes coplanaires. Le Con/Coff mesuré est donc égal à 28 :1. Sachant que le rapport théorique des capacités est de 60 :1, cette nouvelle technologie permet d'atteindre une qualité de contact de 47% ce qui représente un bon facteur de mérite.

Néanmoins, cette technique rencontre certaines limites avec les commutateurs « série ». En effet, le bon remplissage des fentes coplanaires dépend de leur largeur ou des

dimensions de la partie à combler. Une étude plus spécifique aux commutateurs de type série a donc été menée et fait l'objet du paragraphe suivant.

c) Planarisation de pont MEM dans le cas de commutateur de type « série »

Dans le cadre d'un commutateur « série », la membrane obtenue après le procédé « pont plat » précédemment présenté n'est pas assez plate au niveau de la coupure de la ligne centrale due à la configuration série comme le montre la Figure 1.37.

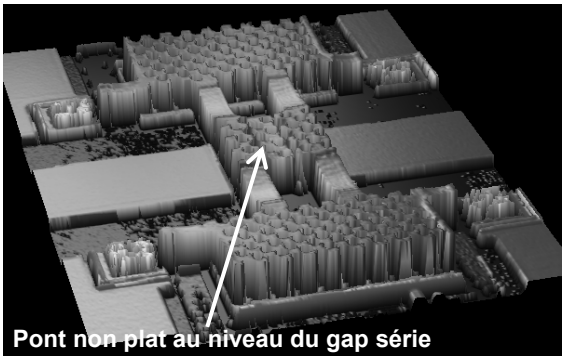


Figure 1.37 Vue 3D d'un pont non plat d'un commutateur série ayant subi le procédé « pont plat »

En effet, si nous observons au profilomètre optique le relief obtenu après dépôts successifs de la résine de comblement des fentes coplanaires et celle de la couche sacrificielle de même composition (cf. Fig 33), nous pouvons constater un fluage important des deux résines au niveau de la coupure de la ligne centrale. Ceci est dû au type de résine utilisée et aux températures de recuit appliquées. Le post recuit final des deux résines sacrificielles atteint une température de 150°C afin d'éliminer tous les solvants et par conséquent d'éviter toute formation de bulle pendant le dépôt métallique dans le bâti d'évaporation.
Or dans la configuration série, la résine a beaucoup plus de facilité à s'évacuer de part et d'autre de la coupure dans les fentes coplanaires que pour un MEMS parallèle. Un fluage indésirable de 2µm est obtenu et se traduit par une forte détérioration du facteur de mérite, avec une déformation en z de 0,2µm au dessus de la partie capacitive (et donc par une courbure du pont) comme illustré en Figure 1.38.

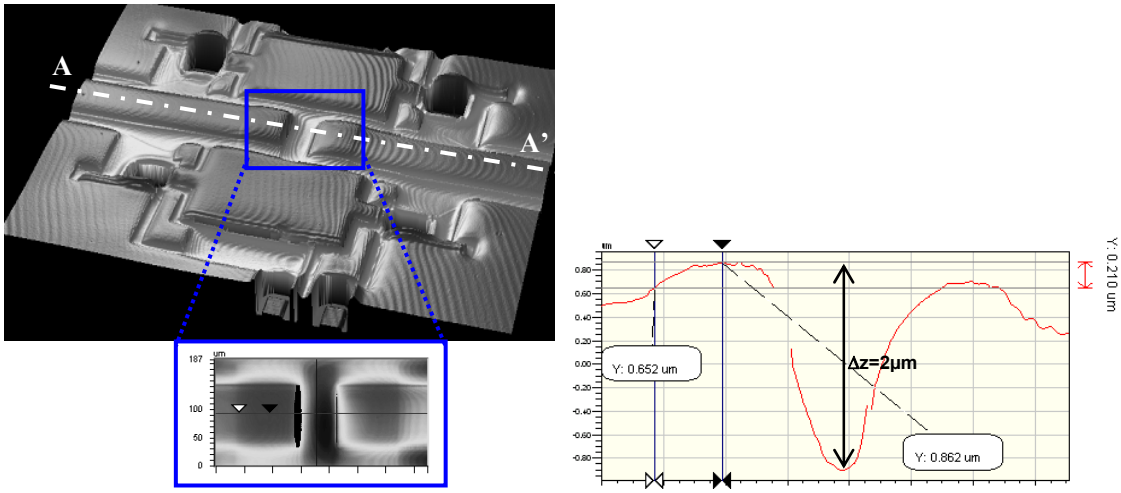


Figure 1.38 Profil optique d'un commutateur série utilisant deux résines photosensibles identiques comme couche sacrificielle

En général, dans la configuration parallèle, un léger fluage existe dans les fentes coplanaires mais il est facilement compensé en prévoyant une épaisseur de résine de comblement légèrement supérieure (+0,2µm) à la hauteur des fentes coplanaires. Mais dans la configuration série, cette précaution ne suffit pas.

Le fluage ici constaté résulte en fait de l'utilisation d'une résine à température de transition vitreuse inférieure au point d'ébullition des solvants contenus. En conséquence, pour palier à ce fort fluage, nous avons choisi de nous intéresser à une résine de comblement avec une température de transition vitreuse supérieure à la deuxième résine dans le but d'avoir la première résine qui ne flue pas et la seconde qui épouse le relief [1.56]. Le recuit de la première sera par conséquent à température plus élevée que celui de la deuxième. Il est donc nécessaire d'utiliser deux types de résines sacrificielles distinctes, qui présentent des viscosités et des propriétés thermiques différentes [1.57].
La résine de comblement doit avoir une très faible tendance à fluer pour des températures inférieures à 200°C. Un polymère appelé PMGI (polymère polydiméthylglutarimide de MicroChem.) a donc été choisi pour accomplir cette tâche, étant donné sa température de recuit supérieure ou égale à 200°C.

Le procédé technologique de ce polymère PMGI a donc du être développé et est décrit en Figure 1.40. Après l'étape de réalisation de la couche diélectrique de protection contre les court-circuits, une couche de polymère est déposée à la tournette (Figure 1.39 et Figure 1.40-1).

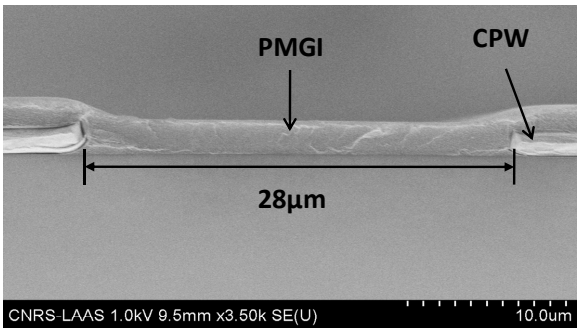


Figure 1.39 Dépôt de la première couche de PMGI servant au comblement des gaps

Ensuite, une résine de masquage recouvre le polymère par dépôt à la tournette (Figure 1.40-2). Elle est délimitée par photolithographie et gravée en même temps que la PMGI lors du développement (Figure 1.40-3). Finalement, la résine de masquage est supprimée à l'acétone (Figure 1.40-4).

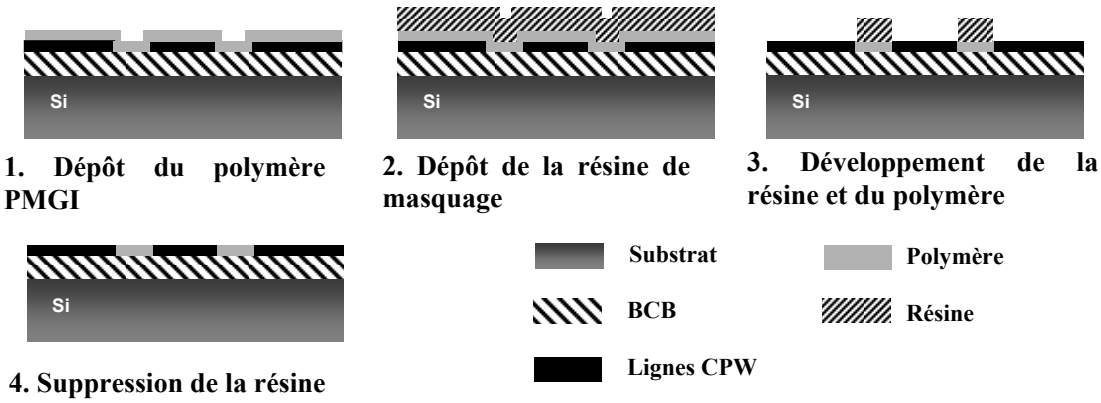


Figure 1.40 Procédé technologique du polymère PMGI pour le comblement

Cette étape de comblement des fentes coplanaires a été validée par des mesures au profilomètre mécanique ainsi que par la Figure 1.41 (photographie MEB).

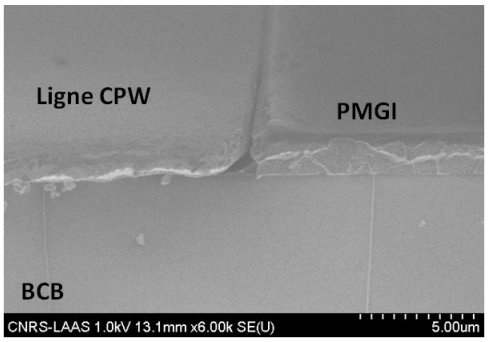


Figure 1.41 Comblement des fentes coplanaires par la résine PMGI

L'épaisseur de la PMGI, qui doit être égale à celle des lignes coplanaires, a été calibrée en fonction de la vitesse de la tournette en tenant compte de l'état du capôt de la tournette (ouvert ou fermé). Ce calibrage est reporté dans la Figure 1.42.

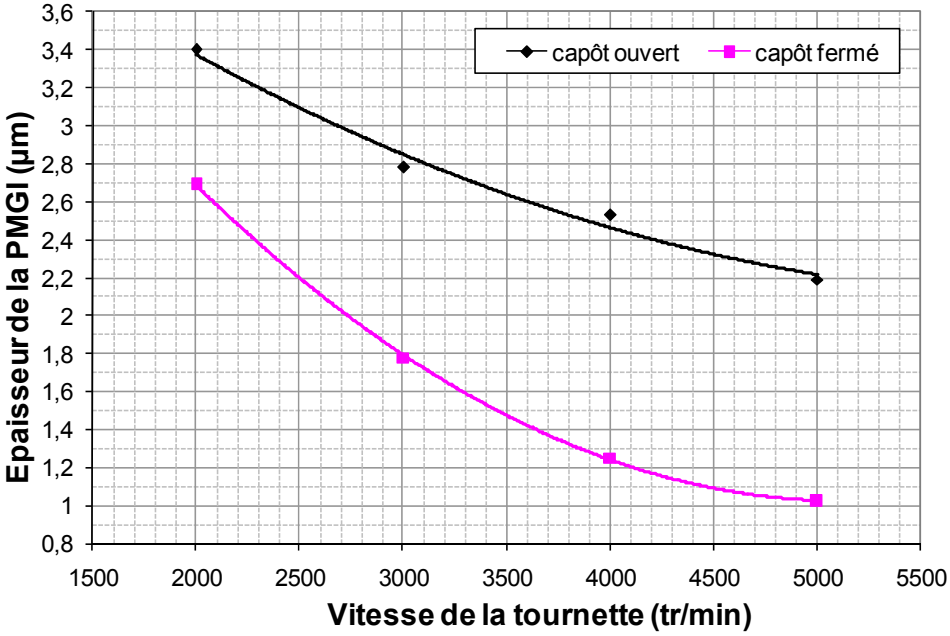


Figure 1.42 Calibrage de l'épaisseur du PMGI

L'utilisation ou non du capôt permet d'augmenter considérablement la gamme d'épaisseur accessible avec un seul et même type de PMGI. Dans le cas de la PMGI SF15, des épaisseurs de 1um jusque 3,4um sont ainsi possibles.

Une fois le procédé technologique de la PMGI au point, nous avons effectué deux tests pour l'optimisation de la couche sacrificielle de pont MEM :

- l'un consiste à remplacer les deux couches de résine par de la PMGI,
- l'autre correspond à uniquement remplacer la résine de comblement des fentes coplanaires par de la PMGI et conserver la résine classique de type AZ pour la couche sacrificielle du pont MEM.

Le résultat obtenu dans le premier cas avec uniquement le polymère PMGI est indiqué sur la Figure 1.43. Celle-ci montre que tous les défauts et les petites différences de hauteur entre les couches sont amplifiés.

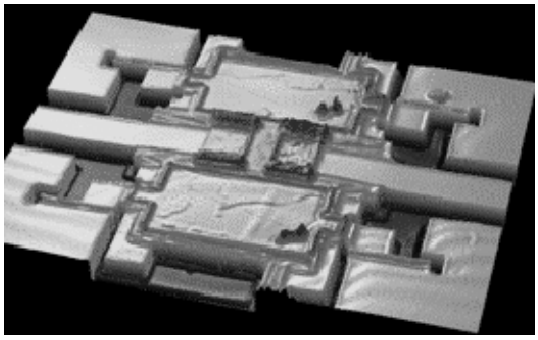


Figure 1.43 Fluage pour un commutateur série avec une bi-couche en PMGI

Cette solution ne semble donc pas optimale pour l'élaboration de MEMS « série ».

Quant au second test, celui-ci allie à la fois l'utilisation de la PMGI comme couche de comblement, tandis que la seconde couche sacrificielle reste inchangée avec une résine de type AZ pour garder le bénéfice du fluage au niveau des ancrages du pont MEM. Etant donné la composition très différente de ces deux matériaux, aucun mélange ne se produit entre les deux couches lors des étapes de recuit, ce qui limite grandement tout fluage.

De plus, nous avons étudié de manière plus approfondie les propriétés de fluage du polymère et de la résine AZ, en fonction de la largeur des fentes coplanaires. Les résultats sont indiqués dans la Figure 1.44.

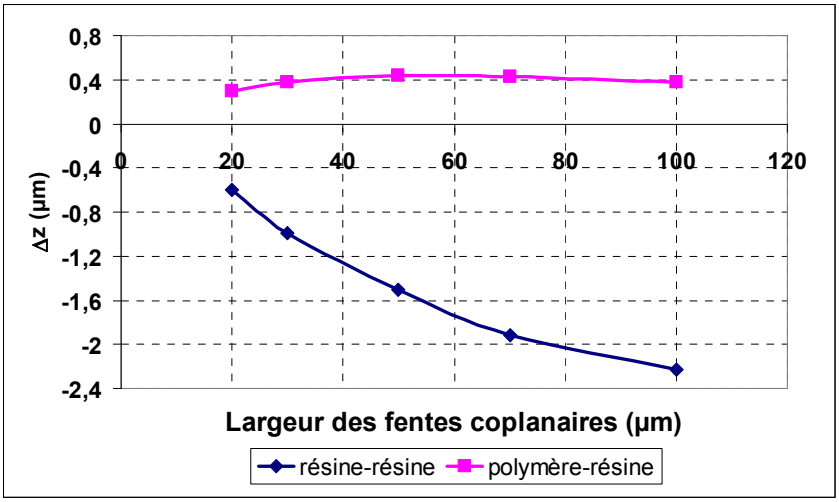


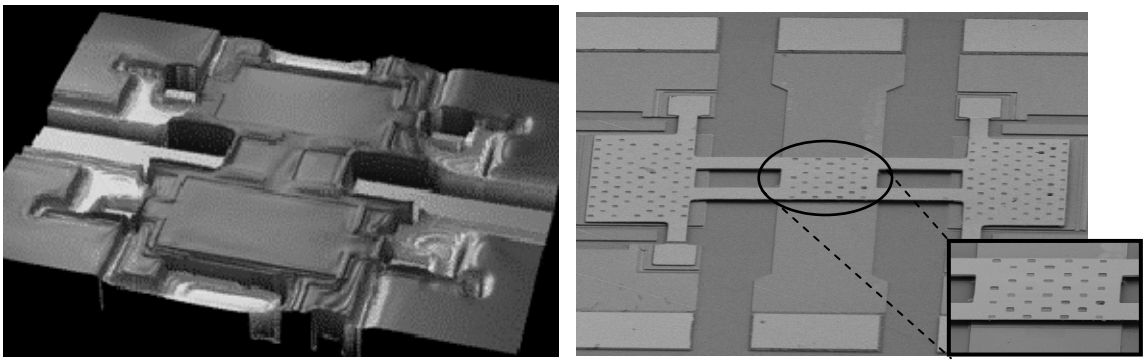
Figure 1.44 Comparaison du fluage de la résine AZ et du PMGI

Des fentes coplanaires de plusieurs largeurs sont remplies soit avec la superposition PMGI/résine AZ soit avec de la résine AZ classique. Le remplissage de réseaux de lignes simulant les fentes coplanaires a été contrôlé par mesure au profilomètre optique de la hauteur des creux coplanaires. Idéalement, cette hauteur doit être nulle.

Tout d'abord, nous pouvons constater que le fluage de la résine AZ (courbe foncée) est fortement proportionnel à la largeur du gap coplanaire contrairement au polymère, qui ne semble pas être affecté par un changement de dimension.

Dans le cas d'un commutateur série, le gap est de 70µm et le fluage était de 2µm. D'après la Figure 1.44, un fluage légèrement inférieur à 2µm est obtenu pour 70µm, ce qui correspond aussi à la valeur obtenue précédemment. La règle prévoyant de remplir les fentes coplanaires avec une épaisseur majorée de 0,2µm a été aussi appliquée au polymère lors du test de fluage. Par conséquent, les cavités de différentes largeurs sont trop remplies d'environ

0,4µm sachant que le polymère ne flue pas pendant le post-recuit. Cette majoration de 0,2um est donc totalement inutile dans le cas de la couche sacrificielle global en PMGI/résine AZ.
La vue 3D et la photographie MEB de la Figure 1.45 confirme la validation de ce procédé. Une courbure du pont de seulement 0,1µm a été finalement obtenue. La qualité de contact est de ce fait augmenter de 50% ainsi que la valeur de la capacité à l'état bas du commutateur (cf. Tableau 1.7).



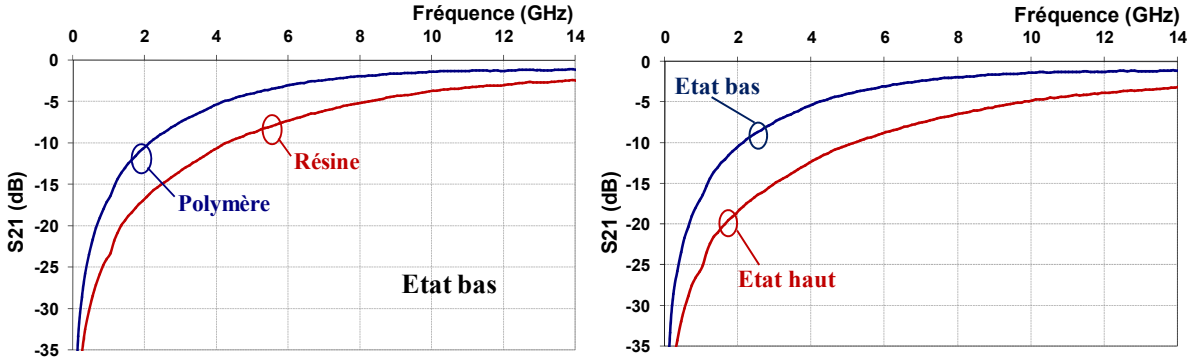
(a) (b)

Figure 1.45 Fluage pour un commutateur série du bi-couche PMGI + résine photosensible (a), photographie MEB de validation d'un commutateur série (b)

Couche sacrificielle	Résine/résine	Polymère/résine
Δz	0.2µm	0.1µm
Con	0.16pF	0.24pF

Tableau 1.7 Courbure des ponts suivant les couches sacrificielles et leur capacité à l'état bas correspondante

Le commutateur fabriqué à l'aide du polymère présente une capacité à l'état bas de 0,24pF au lieu de 0,16pF pour celui réalisé à l'aide de résine classique. Cette performance se traduit sur le paramètre de transmission des commutateurs, qui est amélioré de 5dB à 2GHz (cf Figure 1.46).



(a) (b)

Figure 1.46 Paramètre de transmission S21 : comparaison de l'état bas obtenu avec polymère et résine (a), état bas et haut pour un commutateur à couche sacrificielle en polymère

En conclusion, un procédé spécifique nommé « pont plat » a été développé afin d'améliorer la planéité des membranes. Dans la configuration parallèle, une résine classique permet le bon comblement des fentes coplanaires de 30µm de large. Par contre, ce procédé à

lui seul n'est pas suffisant dans les cas où les fentes coplanaires sont larges, et plus particulièrement dans la configuration série. En effet, il a été nécessaire de changer de résine de comblement par un polymère dont la tenue en température est largement supérieure à celle de la résine et le fluage quasi inexistant aux températures utilisées. Dans les deux cas, les performances RF ont été améliorées.

Nous allons étudier dans le paragraphe suivant la fiabilité des diélectriques en comparant leur performance en termes de durée de vie.

2. *Fiabilité des diélectriques*

Une étude approfondie des mécanismes de chargement des diélectriques des commutateurs MEMS RF capacitifs a été développée par Samuel Mellé dans le cadre de sa thèse [1.58].

1) Problématique de fiabilité des commutateurs capacitifs

Malgré les avantages manifestes en termes de performances électriques aux fréquences micro-ondes et millimétriques des commutateurs MEMS RF, la technologie pour fabriquer des composants fiables et robustes est encore en pleine maturation. Le problème dominant la fiabilité des MEMS capacitifs réside dans le chargement du diélectrique qui est la conséquence d'un fort champ électrique dans ce dernier et se traduit par la défaillance du commutateur.

La tension appliquée au commutateur pour son activation provoque l'accumulation de charges électriques dans le diélectrique qui sont piégées à l'intérieur de celui-ci. En effet, d'intenses champs électriques vue la fine épaisseur de diélectrique utilisée se mettent en place. Consécutivement, des courants de conduction apparaissent et un mécanisme d'accumulation de charges. Les phénomènes physiques de conduction et de piégeage de charges sont encore mal connus et sont actuellement appréhendés essentiellement par des expérimentations et modèles empiriques [1.59].

Les charges, éléments clefs de la défaillance des MEMS RF capacitifs, se présentent sous plusieurs formes : électrons, trous, ions et sont d'origine intrinsèque ou extrinsèque au diélectrique. Les charges intrinsèques sont des ions déjà présents dans le diélectrique lors de son élaboration ou générés soit par électrodissociation d'espèces neutres, soit par ionisation des constituants du solide du à des interactions avec des rayonnements énergétiques ou des particules [1.60]. Lors du fonctionnement du composant MEMS l'accumulation de charges (dites extrinsèques) s'intensifie à cause des mécanismes de conduction en surface et en volume dont il est essentiel d'en comprendre l'origine.

- Deux mécanismes de conduction sont contrôlés par l'interface métal/isolant : la conduction Schottky et la conduction Fowler-Nordheim. L'effet Schottky correspond aux porteurs qui, ayant acquis assez d'énergie sous l'effet combiné du champ électrique et de la température, peuvent passer au-dessus de la barrière de potentiel [1.61]. L'effet Fowler-Nordheim concerne les électrons qui, de par leur nature ondulatoire, peuvent être transmis par effet tunnel à travers la barrière de potentiel si le champ électrique est assez élevé pour que la largeur de barrière n'excède pas grandement la longueur d'onde associée aux électrons (longueur de Broglie) [1.61].
- Trois phénomènes de conduction se distinguent dans le volume du diélectrique : la conduction Frenkel-Poole, la conduction ionique et la conduction limitée par charge d'espace. L'effet Frenkel-Poole concerne le porteur qui est piégé dans le puit de potentiel coulombien présent dans le volume du diélectrique. Physiquement un tel site peut être une liaison pendante ou un défaut dans le réseau cristallin [1.61]. Sous l'effet du champ

électrique et de la température, le porteur franchit la barrière de potentiel correspondant à la profondeur du puit ΦB diminuée de ΔΦ (champ électrique) et participe ainsi à la conduction dans l'isolant. L'effet Frenkel-Poole est en fait l'analogue de l'effet Schottky mais au niveau moléculaire dans le volume du diélectrique. Des ions existent dans les matériaux diélectriques, provenant d'impuretés héritées lors des procédés technologiques de fabrication (plasma, rayonnement, dépôt métallique…). Le mécanisme de transport des ions se fait de deux manières : soit les ions se glissent entre les ions « fixes » du réseau, soit il existe une lacune dans le réseau, un ion peut alors « sauter » au-dessus de barrières de potentiel successives dans les positions vides. Finalement dans le cas de la conduction limitée par charge d'espace, le porteur se déplace sous l'effet d'un champ électrique. Mais contrairement à d'autres mécanismes, la valeur du champ est déterminé non seulement par la polarisation appliquée au diélectrique mais aussi par le champ induit par les charges déjà injectées et participant au transport.

La majorité des commutateurs fabriqués au LAAS utilise du nitrure de silicium comme diélectrique. Les études de Samuel Mellé ont montrées que le principal phénomène de conduction dans ce diélectrique est celui de Frenkel-Poole.

2) Facteurs impactant la durée de vie

Le chargement du diélectrique est accéléré par les fortes tensions d'activation utilisées. Il se traduit par une dérive de la tension d'activation et mène à des défaillances fonctionnelles comme le collage.

La durée de vie des commutateurs est très souvent mesurée par le nombre de cycles à une tension d'activation donnée avant défaillance. Plus cette tension est élevée plus le nombre de cycles sera faible. Mais ce paramètre n'est pas adéquat si l'on ne précise pas la fréquence de cyclage et le rapport cyclique pour les commutateurs dont la défaillance aboutit au collage de la membrane. L'IMEC a démontré que le temps de contact entre le pont et le diélectrique est un meilleur paramètre de fiabilité [1.63].

3) Détection et analyse du mode de défaillance

Le mode de défaillance observé dans la majorité des cas se résume au collage du pont qui se détecte lorsque le pont reste à l'état bas pour une tension appliquée nulle. La méthode de détection consiste à appliquer un signal de commande carré, unipolaire ou bipolaire à une fréquence fixée et de surveiller pendant ce cyclage le collage du pont par des mesures du paramètre S_{21} à intervalle de temps régulier.

L'analyse de la défaillance s'effectue quant à elle par des mesures du paramètre S_{21} en fonction de la tension appliquée ($S_{21}(V)$). Ces analyses ont prouvé [1.58] que le chargement du diélectrique se traduit par un décalage de la tension d'activation du micro-commutateur. E. K. Chan et son équipe ont été les premiers à montrer ce phénomène grâce à des mesures C(V) réalisées sur une poutre en polysilicium [1.64]. En 2002, cette signature du chargement du diélectrique a aussi été démontrée par J.R. Reid sur un micro-commutateur parallèle capacitif fabriqué à l'aide d'une membrane métallique [1.65]. La Figure 1.47 représente un exemple de mesures de S21(V) avant et après un stress c'est-à-dire un cyclage.

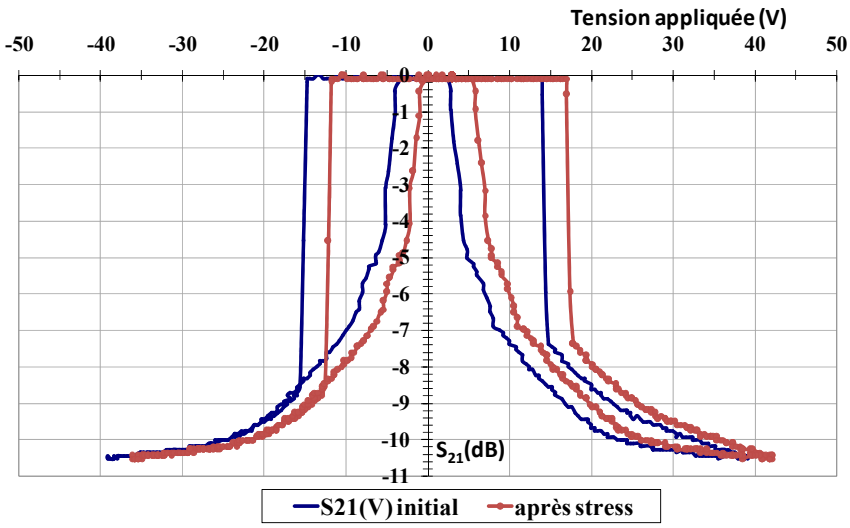


Figure 1.47 Analyse du mode de défaillance par la mesure de S_{21}(V)

Nous constatons ainsi que les tensions de seuil sont décalées vers les tensions positives. Dans cet exemple, la tension de pull-up négative atteint 0V, le micro-commutateur entre alors en défaillance car un retour à 0V ne va pas se traduire par un état haut du pont. A partir de la courbe précédente, la cinétique du chargement du diélectrique peut être déterminée en introduisant un facteur qui s'appelle la VDTA ou Vitesse de Décalage des Tensions d'Activation.

$$\boldsymbol{VDTA} = \frac{\boldsymbol{décalage\ de\ tension}}{\boldsymbol{temps\ de\ contact\ à\ l'état bas}} = \frac{\Delta V}{\tau_{bas}} \qquad \textbf{Équation 1.3}$$

Notons que le décalage des tensions d'activations est normalisé par le temps de contact du pont avec le diélectrique comme déjà discuté. En effet, L'IMEC [1.63] a démontré la pertinence de ce paramètre pour l'évaluation de la fiabilité.
Plus le diélectrique aura tendance à se charger, plus la valeur de la VDTA sera grande et moins la durée de vie du commutateur sera longue. Le décalage de la tension n'est pas forcément symétrique à cause de paramètres autres que le chargement du diélectrique comme la fatigue mécanique ou la répartition des charges non uniforme dans le diélectrique [1.66]. Un paramètre traduisant le décalage de tension symétrique V_D et un autre le resserrement des tensions V_R sont donc définis comme suit :

$$\boldsymbol{V_D} = \frac{\Delta V_{pd-} + \Delta V_{pd+}}{2} \qquad \textbf{Équation 1.4}$$

$$\boldsymbol{V_R} = \frac{\Delta V_{pd-} - \Delta V_{pd+}}{2} \qquad \textbf{Équation 1.5}$$

Nous venons de voir les problématiques de fiabilité liées au chargement du diélectrique des commutateurs capacitifs. Dans la partie suivante, des solutions sont proposées et détaillées afin d'augmenter la durée de vie de ceux-ci.

4) Solution technologique proposée pour l'amélioration de la fiabilité des MEMS RF capacitifs

Différentes méthodes ont été exploitées dans le but de maitriser et de comprendre le chargement des diélectriques et d'améliorer la durée de vie des commutateurs MEMS.

Une première solution pour minimiser le chargement du diélectrique est de travailler sur les formes d'ondes spécifiques d'activation du commutateur. Plusieurs milliards de cycles ont ainsi été atteints en utilisant une commande bipolaire [1.62].

Une autre solution est de supprimer le diélectrique en le remplaçant par de l'air [1.29]. Un très faible chargement est toutefois observé et se localise dans le substrat. Une dérive de la courbe C(V) de seulement 3V en 12h a été ainsi mesurée [1.67]. Par contre les performances RF restent médiocres du point de vue de l'isolation à cause de la faible permittivité de l'air. Un rapport Con/Coff de 9 est atteint au maximum.

Goldsmith et al. ont travaillé sur le même principe en réduisant la surface de contact accessible au diélectrique [1.68]. En effet, le diélectrique du commutateur n'est pas continu mais formé d'un réseau de plots hexagonaux de 4µm et séparés entre eux de 8µm. Un grand pourcentage de la surface active utilise donc de l'air comme isolant au lieu de dioxyde de silicium. Ils ont démontré une durée de vie supérieure à 100 milliards de cycles à 60kHz en utilisant une activation de forme trapézoïdale de rapport cyclique 10%. Les pertes d'insertion sont typiques de l'état de l'art, le rapport Con/Coff est modéré mais acceptable pour bon nombre d'applications.

Ehmke et al ont déposé un brevet sur un diélectrique modifié [1.69]. La concentration de silicium dans du nitrure de silicium a été amplifiée afin de baisser sa résistivité. Par conséquent, l'accumulation de charges est limitée dans le diélectrique pendant l'application de la polarisation et la fiabilité du commutateur est donc améliorée.

Trois diélectriques ont été testés et comparés du point de vue de la durée de vie des commutateurs au diélectrique classique (nitrure de silicium) :

- Nitrure de silicium dopé aux nanotubes de carbone (CNT),
- Fluorure de strontium,
- Nitrure de silicium non uniforme.

a) Nitrure de silicium dopé aux nanotubes de carbone

Dans une approche similaire à Ehmke et al, nous avons réalisé des études sur un diélectrique original qui se compose de nitrure de silicium dopé avec des nanotubes de carbone. De nombreuses études discutent actuellement de composites à base de nanotube de carbone dont leurs propriétés physiques sont modifiées. Par exemple, la conductivité électrique et thermique ([1.71] et [1.72]) ou les performances RF ([1.73] et [1.74]) des composites peuvent être modifiés simplement en fonction de la proportion de nanotubes incorporés. Comme le mentionne [1.73], l'utilisation de nanotubes de carbone dans les diélectriques permet d'obtenir une forte conductivité de façon plus efficace qu'un dopage classique avec des atomes de silicium ou du « carbone noir » avec les mêmes quantités. L'association de nanotubes à fort rapport de forme (diamètre de l'ordre du nanomètre pour une longueur de quelques micromètres) facilite en effet la formation d'un réseau fortement conducteur héritant ainsi des propriétés conductrices remarquables des CNT.

Comme dans le procédé classiquement utilisé, le diélectrique proposé est fabriqué après avoir élaboré les lignes coplanaires (a). Une première couche de nitrure de silicium d'épaisseur 70nm est déposée par PECVD (b). Les nanotubes de carbone disposés dans un solvant sont ensuite dispersés de façon aléatoire sur le wafer à la tournette (c). Grâce aux forces de capillarités, les nanotubes restent accrochés à la surface. L'étape suivante consiste en leur encapsulation par une seconde couche de nitrure de silicium d'épaisseur 180nm (d). Ensuite une couche de résine photosensible est délimitée pour définir les zones actives (e). Finalement, les parties non protégées sont gravées par plasma (RIE : Reactive Ion etching) avant que la résine soit à son tour supprimée (f). Ces étapes de fabrication sont résumées par

la Figure 1.48. Le gaz CF_4 (tétrafluorométhane) qui permet de graver le nitrure de silicium est aussi performant pour graver en même temps les nanotubes de carbone.

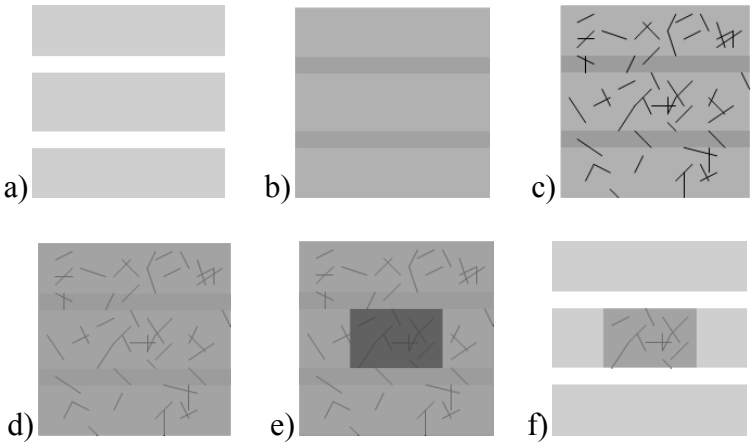


Figure 1.48 Procédé d'élaboration du nitrure de silicium dopé par des nanotubes de carbone

Les nanotubes de carbone fournis par E. Flahaut du CIRIMAT à Toulouse sont à double feuillets avec un diamètre de 2nm et une longueur d'environ 10µm [1.75]. La densité de nanotubes déposés est différente suivant la localisation sur le wafer comme le montre les photos prises au microscope à des endroits différents sur une même plaque sur la Figure 1.49 (haut). Il faut noter que la densité de nanotubes a été contrôlée pour rester en dessous du seuil de percolation afin de garder le comportement isolant du diélectrique.

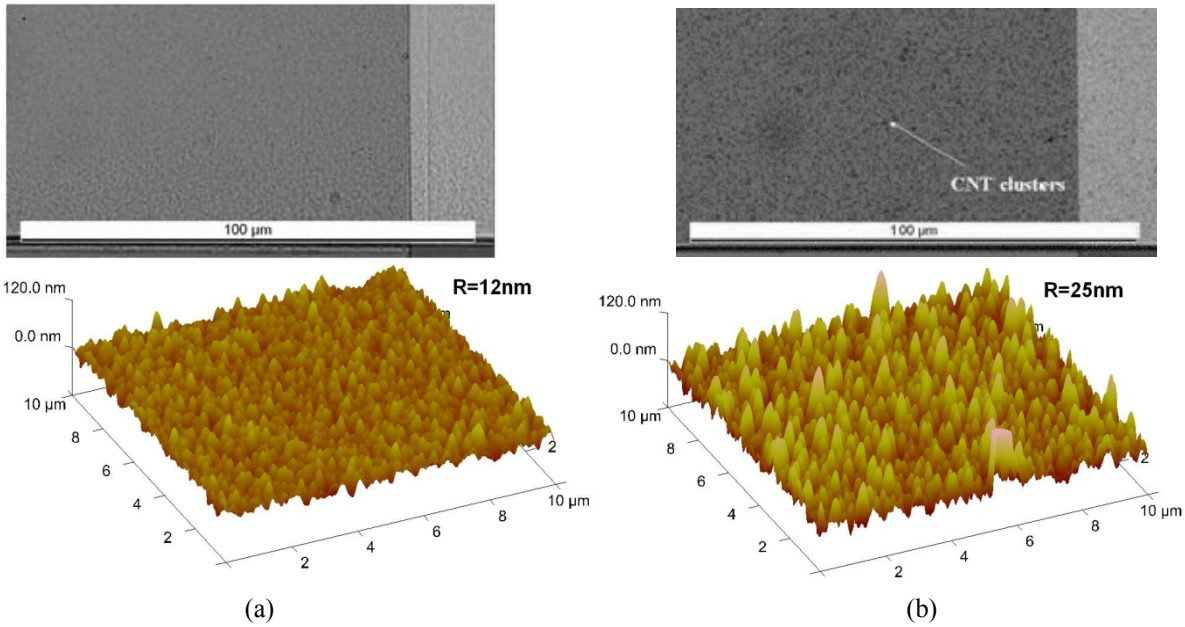


Figure 1.49 Rugosité du SiN (a) et du SiN dopé par les nanotubes (b)

De plus, afin de déterminer précisément la quantité de nanotubes présents dans le diélectrique, sa rugosité a été mesurée grâce à un AFM (Atomic Force Microscope). D'après la Figure 1.49 (bas), le nitrure de silicium de référence (sans CNT) a une rugosité de 12nm alors que ce même diélectrique dopé par des nanotubes peut atteindre une rugosité de 25nm. Cette rugosité est, in fine, corrélée avec la densité de CNT dans les composants. Des mesures de fiabilité ont été effectuées (voir paragraphe 6)) sur ces échantillons à densités de nanotubes différentes

afin de mesurer leur impact. Le Tableau 1.8 résume la rugosité des échantillons testés et les valeurs de densité de CNT extraites.

Echantillons	SiN	SiN + CNT S1	SiN+ CNT S2	SiN+ CNT S3
Rugosité (nm)	12	18	24	25
Densité de CNT (nombre/10µm²)	0	25	38	46

Tableau 1.8 Rugosité mesurée en fonction de la densité des CNT pour chaque échantillon

Des mesures RF ont été réalisées sur ces échantillons. D'après la Figure 1.50, l'isolation du commutateur au diélectrique dopé aux nanotubes de carbone est supérieure à 40dB à la fréquence de résonance lorsque la membrane est à l'état bas. Les pertes d'insertion sont quant à elles égales à 0,5dB à 10GHz lorsque l'interrupteur est en position haute. Elles sont un peu élevées car la membrane est à une hauteur inférieure à 3µm. Mais d'un point de vue qualité de contact, ce commutateur présente une capacité de l'ordre de 1,7pF ce qui est proche de la valeur maximale déjà obtenue avec un commutateur classique.

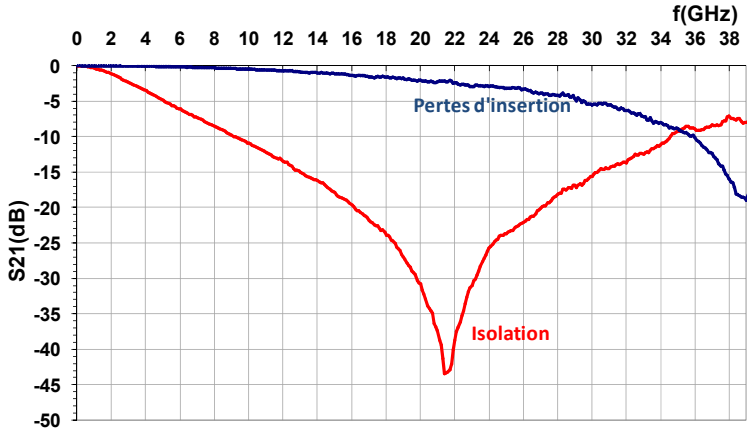


Figure 1.50 Performances RF d'un micro-commutateur fabriqué avec un diélectrique de SiN dopé CNT

Ces performances valident ainsi la technologie d'élaboration de diélectrique proposé et démontrent que la solution examinée ne se traduit par aucune dégradation des qualités de nos commutateurs.

Avant de présenter les résultats de fiabilité obtenus, nous allons décrire deux autres types de diélectrique envisagés pour l'amélioration de la durée de vie des MEMS RF capacitifs.

b) Fluorure de strontium

Un autre diélectrique réputé de qualité médiocre a de plus été étudié : le fluorure de strontium (SrF_2). Il a une permittivité relative théorique de 7,7 voisine de celle du nitrure de silicium qui est égale à 7,5.

La technique du lift-off est utilisée pour ce diélectrique (voir Figure 1.51). La première étape consiste à déposer une résine photosensible négative et à la délimiter pour former les parties isolantes. Ensuite, le SrF_2 est déposé par évaporation sous vide d'une poudre à température ambiante.

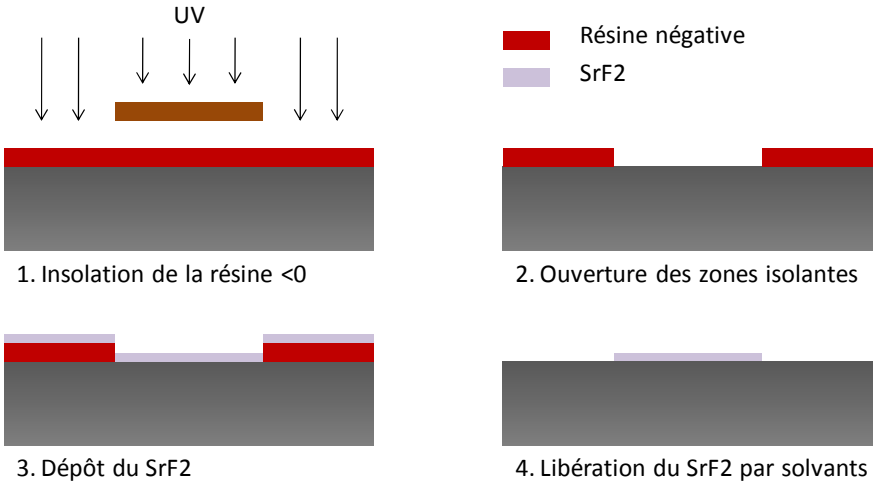


Figure 1.51 Procédé de déposition du Fluorure de Strontium

Une étape de calibrage ayant pour principal paramètre le temps de dépôt est nécessaire pour obtenir l'épaisseur souhaitée de diélectrique. L'avantage du dépôt à température ambiante est de minimiser les contraintes pendant le procédé. Par contre, les impuretés sont plus nombreuses dans ce diélectrique qui en fait un matériau réputé de qualité médiocre. Finalement, le SrF2 est supprimé par lift-off en plongeant le wafer dans un solvant.

Le commutateur MEMS RF présente malgré la mauvaise qualité du SrF_2 des performances RF similaires qu'avec du nitrure de silicium résultant du fait de l'épaisseur négligeable de SrF_2. En effet, les pertes d'insertion sont de 0,05dB pour le SiN et 0,06dB pour le SrF2 à 20GHz comme le montre la Figure 1.52.

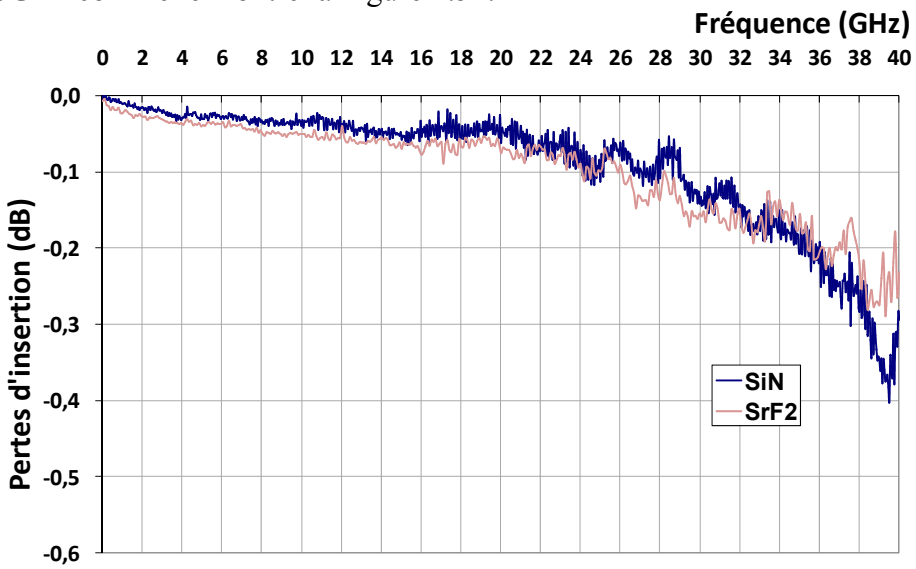


Figure 1.52 Comparaison des pertes d'insertion pour du diélectrique SiN et SrF2

L'isolation est de plus excellente comme le montre la Figure 1.53. Des valeurs de 17dB à 20GHz et 56dB à la fréquence de résonance sont en effet atteintes.

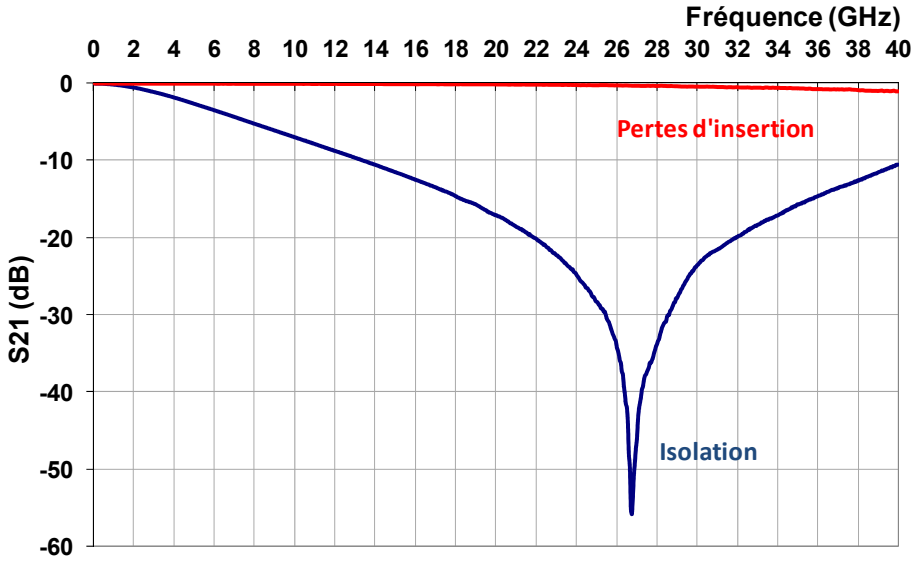


Figure 1.53 Performances RF d'un commutateur à base d'un diélectrique SrF2 à l'état bas et l'état haut

Ainsi les performances RF obtenues avec ce diélectrique sont excellentes et des améliorations en fiabilité sont attendues ce qui va être vu au paragraphe 6).

c) Nitrure de silicium troué

Cette méthode a été proposée par Goldsmith et Al [1.30] et déjà partiellement présenté au paragraphe II.4). Sur la Figure 1.54, nous pouvons voir les plots de diélectrique sur lesquels le pont viendra en contact à l'état bas. Ils permettent de séparer l'électrode inférieure (électrode d'activation) de la membrane supérieure par une faible distance réalisant une forte capacité de fermeture.

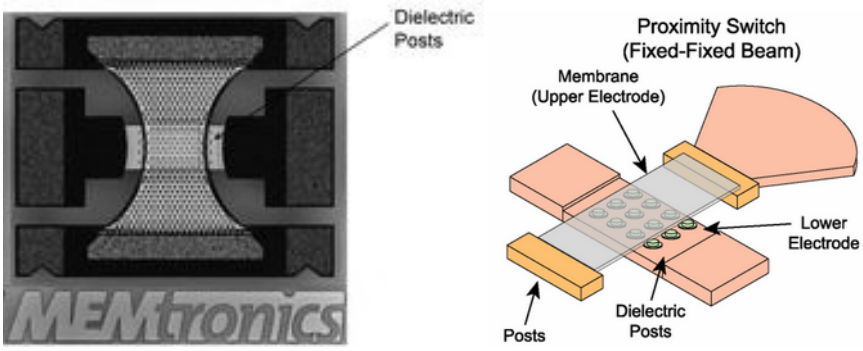


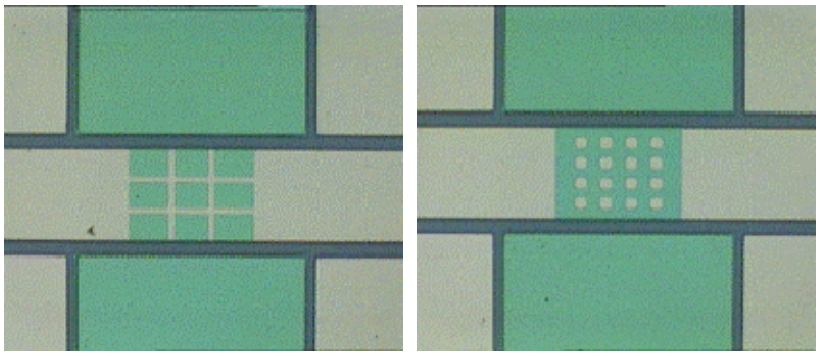
Figure 1.54 Structure proposé par MEMtronics à plots de diélectrique

D'après MEMtronics, Ce type de commutateur a différents avantages comparés aux autres topologies déjà testées de MEMS capacitifs :

- Le chargement est faible car uniquement localisé au niveau des plots mécaniques de diélectrique. Ils représentent une faible proportion de la surface totale active. Ce commutateur a donc un fonctionnement longue durée,
- Le maintien d'un espace d'air entre les deux électrodes réduit la sensibilité des performances de l'interrupteur aux contaminations environnementales,
- Le faible effet de chargement du diélectrique fait de ces commutateurs des candidats idéaux pour des applications spatiales où l'impact des radiations est normalement un problème de fiabilité.

Ce commutateur a le potentiel de fonctionner pour un nombre de cycles supérieurs à 100 milliards et de tenir une puissance de plusieurs watts en commutation chaude.

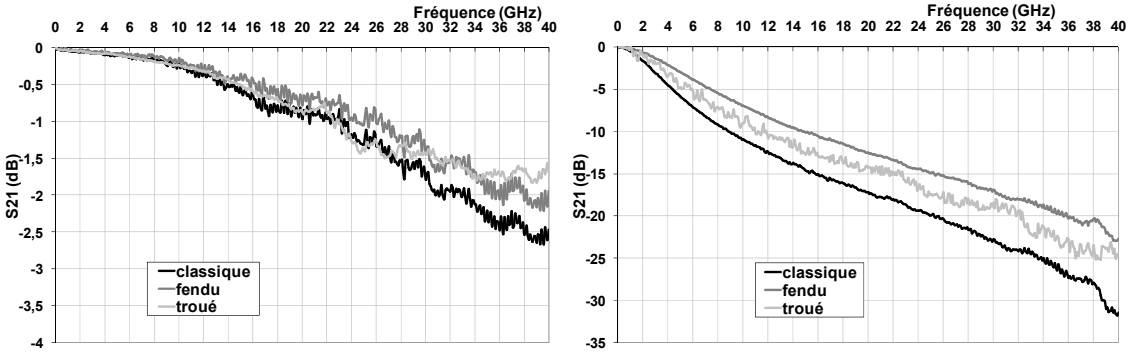
Nos structures reprennent le concept de diminuer la surface du diélectrique par rapport à la surface active totale. Les deux géométries présentées à la Figure 1.55 seront testées. La première comporte des plots de silicium rectangulaires isolés les uns des autres par 10µm d'air. La seconde consiste en des trous créés dans le nitrure de silicium. Ils sont de formes carrés de 20µm de côté. La surface totale de nitrure de silicium des géométries modifiées est diminuée de 20% par rapport à la géométrie classique. Le but de ce design est d'obtenir un rapport Con/Coff quasi similaire à la topologie classique en améliorant la fiabilité du composant.



(a) (b)

Figure 1.55 Nitrure de silicium fendu (a) ou troué (b) pour un commutateur parallèle

La valeur de la capacité à l'état haut de ces topologies ne sera pas modifiée car le diélectrique n'a que très peu d'influence dans cet état. Ceci est démontré par la Figure 1.56 (a) et par les valeurs de Coff répertoriées dans le Tableau 1.9 qui sont quasiment égale pour toutes topologies de diélectrique. La valeur de la capacité à l'état bas sera en théorie inférieure que celle avec la topologie classique. La pratique corrobore la théorie car l'isolation du commutateur à diélectrique classique est plus forte que pour les commutateurs à diélectriques modifiés. La Figure 1.56 (b) le montre parfaitement. Une meilleure isolation signifie une plus grande valeur de capacité en position basse.



(a) (b)

Figure 1.56 Pertes d'insertion (a) et isolation (b) des commutateurs au diélectrique classique et modifié

Les mesures de paramètres [S] sur plusieurs échantillons d'une même plaque ont permis d'extraire ces valeurs de capacité et de les comparer entre elles dans le Tableau 1.9. Nous avons vu qu'à l'état haut, les capacités étaient les mêmes.

Type de diélectrique	Coff (pF)	Con (pF)	Con/Coff
Classique	0,14	2,1	15
Fendu	0,12	1,2	10
Troué	0,14	1,6	11,4

Tableau 1.9 Comparaison du facteur de mérite des commutateurs suivant leur type de diélectrique

Par contre à l'état bas, la capacité est inférieure de 24% dans le cas du diélectrique troué et de 43% dans celui du diélectrique fendu par rapport au diélectrique classique. Il est normal de trouver une différence car la proportion de diélectrique n'est pas la même. Il existe aussi des dispersions et des différences de comportements mécaniques entre les commutateurs qui expliquent la plus faible qualité de contact du commutateur à diélectrique fendu.

Nous avons détaillé plusieurs types de diélectriques qui sont différents soit par leur composition soit par leur topologie. Des mesures de fiabilité ont été effectuées sur ces dispositifs afin de comparer leur performance. Une présentation du protocole de test de fiabilité vient donc en introduction des résultats de mesures dans le paragraphe suivant.

5) Description du protocole de test de fiabilité

a) Description du banc de test

Le banc de caractérisation de la fiabilité de MEMS-RF disponible au laboratoire a été développé et entièrement automatisé par S. Mellé dans le cadre de sa thèse [1.58]. Il est composé de trois blocs gérés par un logiciel de programmation en High Tech Basic (HTBasic 9.1) permettant l'activation du commutateur, les mesures micro-ondes et les mesures électromécaniques (voir Figure 1.57).

La partie activation du commutateur est composée de deux alimentations continues 100V, d'un générateur de fonctions arbitraires et d'une carte électronique l'amplification du signal. De plus, un voltmètre permet de vérifier les tensions d'activation appliquées et un Té de polarisation permet d'amener les tensions de commande jusqu'au composant à tester tout en protégeant les appareils pour les mesures micro-ondes.

Le principal appareil nécessaire pour effectuer les caractérisations micro-ondes est un analyseur de réseaux vectoriel (ARV) qui réalise des mesures de paramètres [S] de 40MHz à 40GHz. Des pointes RF coplanaires montées sur une station sous pointe permettent les mesures directement sur wafer et sont associées aux câbles et aux transitions pour les connecter à l'ARV.

Le troisième bloc comprend un détecteur de puissance RF et un oscilloscope numérique pour mesurer les paramètres électromécaniques des composants.

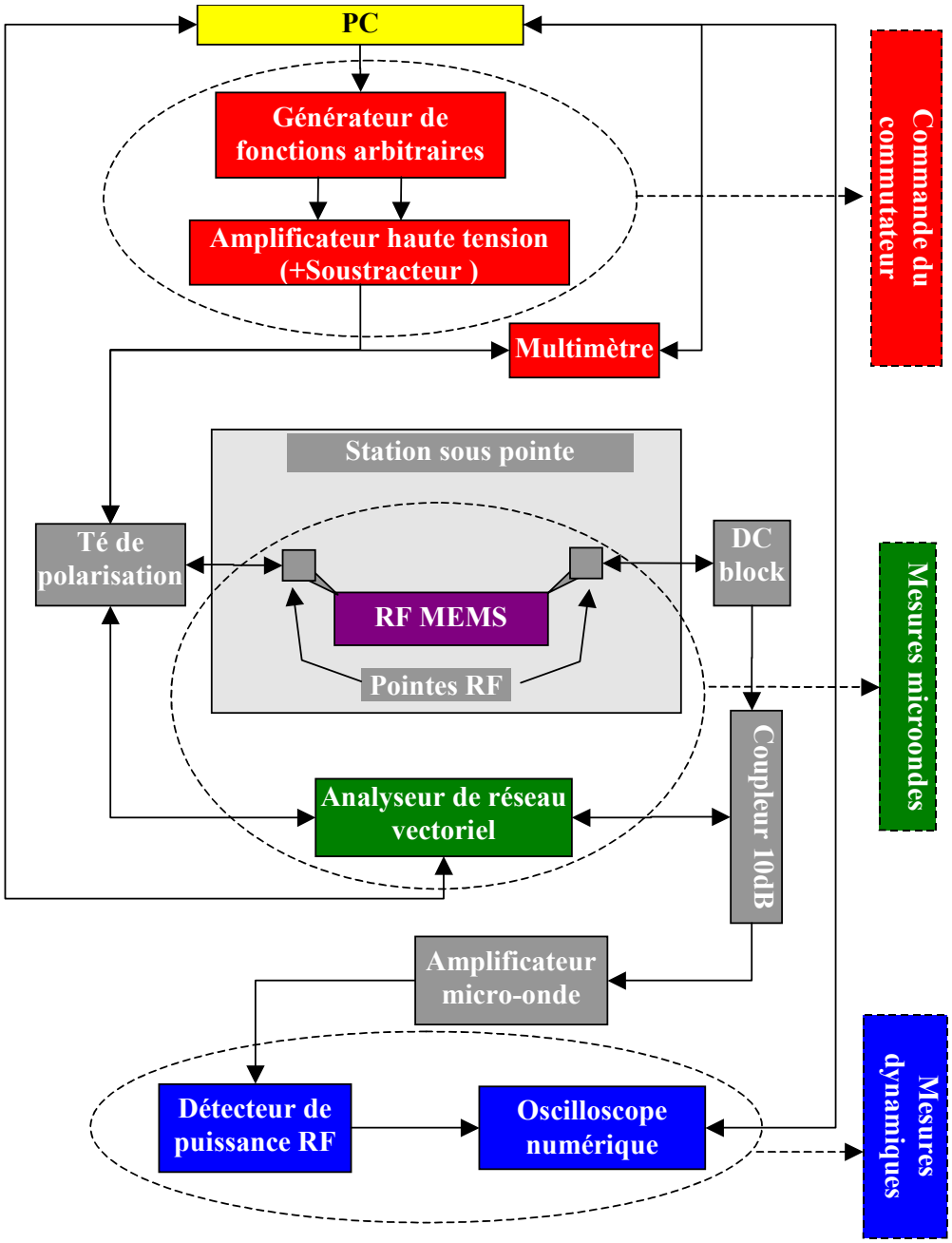


Figure 1.57 Schéma bloc du banc de caractérisations des MEMS RF

b) Protocole mis en œuvre

Les différentes structures à diélectrique modifié ont été soumises au même test de fiabilité que les micro-commutateurs à diélectrique classique (nitrure de silicium). Le protocole est expliqué par la Figure 1.58. Des mesures systématiques de paramètre [S] à l'état haut et de $S_{21}(V)$ sont avant tout réalisées afin d'éliminer et de trier les structures non fonctionnelles. De plus, la courbe $S_{21}(V)$ permet de déterminer la tension d'activation du commutateur et donc d'ajuster la tension de stress nécessaire pendant le cyclage.

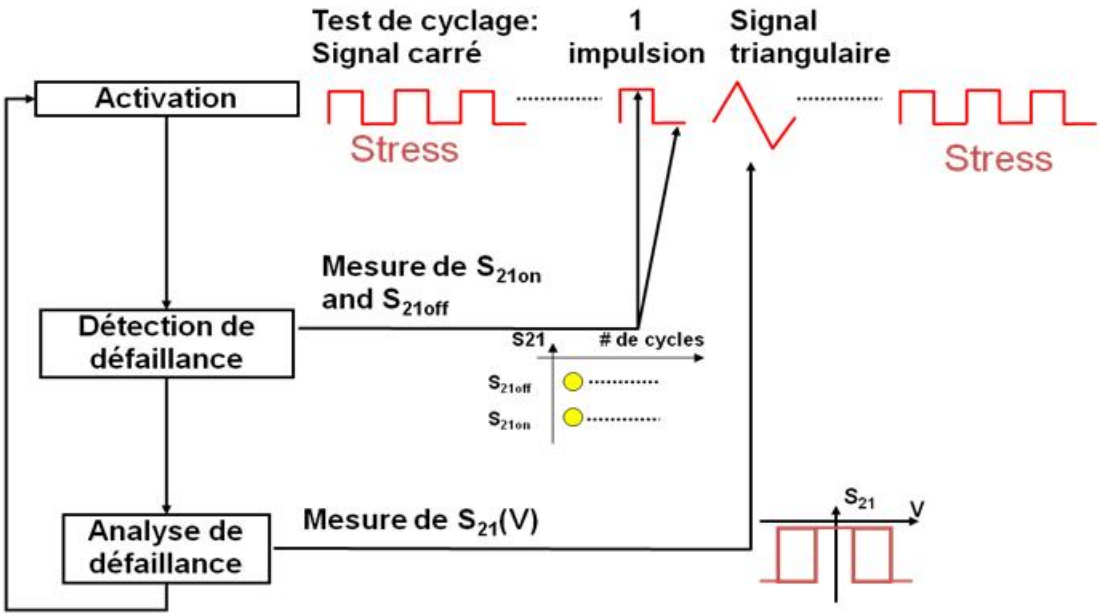


Figure 1.58 Protocole de test de fiabilité

Au lancement du test, une mesure de $S_{21}(V)$ et du paramètre S_{21} aux états off et on est effectuée. Ensuite, le cyclage débute en appliquant au commutateur un signal carré dont on règle la fréquence, le rapport cyclique et l'amplitude. Au bout d'un nombre de cycles qui est paramétrable, le signal de commande est interrompu afin de passer à l'étape de détection des défaillances. Une impulsion est appliquée au composant dans le but de mesurer les paramètres S21on et S21off. Si le logiciel détecte une défaillance traduite par un collage du pont, le test s'arrête de lui-même. Pour analyser la défaillance, un signal triangulaire est alors appliqué afin d'obtenir la courbe $S_{21}(V)$ et observer l'amplitude du décalage des tensions de pull-in et pull-down. Finalement, le cyclage reprend tandis que les deux étapes de détection et d'analyse de la défaillance sont réalisées à intervalles de temps réguliers. Le test prend fin si le nombre de cycles programmés est atteint ou si une défaillance intervient ou si l'opérateur arrête intentionnellement la manipulation.

6) Résultats de fiabilité des diélectriques proposés

Le test de fiabilité décrit dans le paragraphe précédent a été réalisé sur les commutateurs ayant des diélectriques différents (Si_3N_4, SrF2, Si_3N_4 dopé par des CNT et Si_3N_4 avec des saignées). Le stress appliqué pendant le cyclage est un paramètre très important. Deux types de tensions de stress ont été appliqués aux commutateurs. Il s'agit d'une tension unipolaire ou d'une tension bipolaire qui se différencient par leur forme d'onde comme décrit dans la Figure 1.59. Les autres paramètres de cyclage sont fixes : une fréquence de 1kHz et un rapport cyclique de 50%. Connaissant la tension d'activation de chaque commutateur, la tension de stress est ajustée à une valeur légèrement au-dessus de cette tension pour éviter un chargement trop rapide du diélectrique et donc un collage immédiat du pont sur la ligne coplanaire. Le nombre de cycles est quant à lui fixé à une valeur importante pour observer un décalage significatif des tensions d'activation dû au chargement du diélectrique.

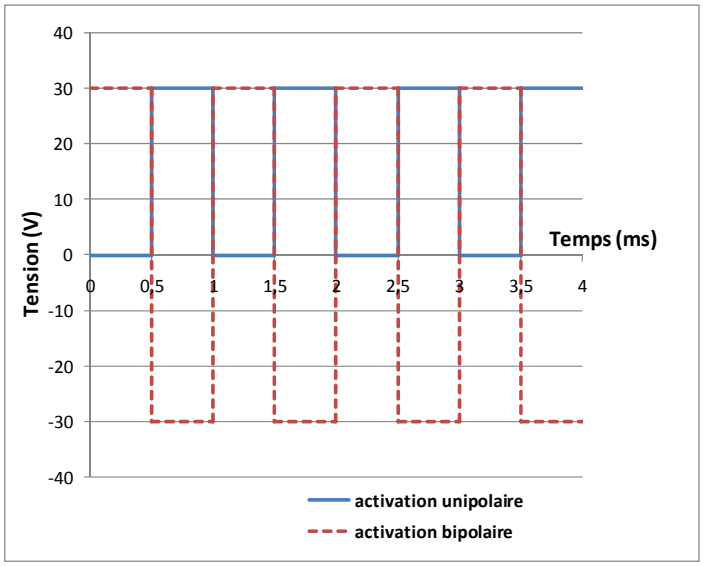


Figure 1.59 Types de stress appliqués aux commutateurs

Des caractérisations préliminaires ont été effectuées pour déterminer la tension de claquage des différents diélectriques. Le principe est simple : une tension de plus en plus forte est appliquée à des commutateurs fabriqués à l'état bas jusqu'à ce que le diélectrique claque. Le paramètre S21 n'a alors plus l'allure fréquentielle de celle d'un commutateur à l'état bas comme le montre la Figure 1.60. Le claquage du diélectrique pouvant être un facteur dans la défaillance des micro-commutateurs, ces mesures sont essentielles car permettent de définir des zones de sécurité en fonction des technologies étudiées. Il est montré dans [1.70] que la rugosité du diélectrique joue sur la tension de claquage.

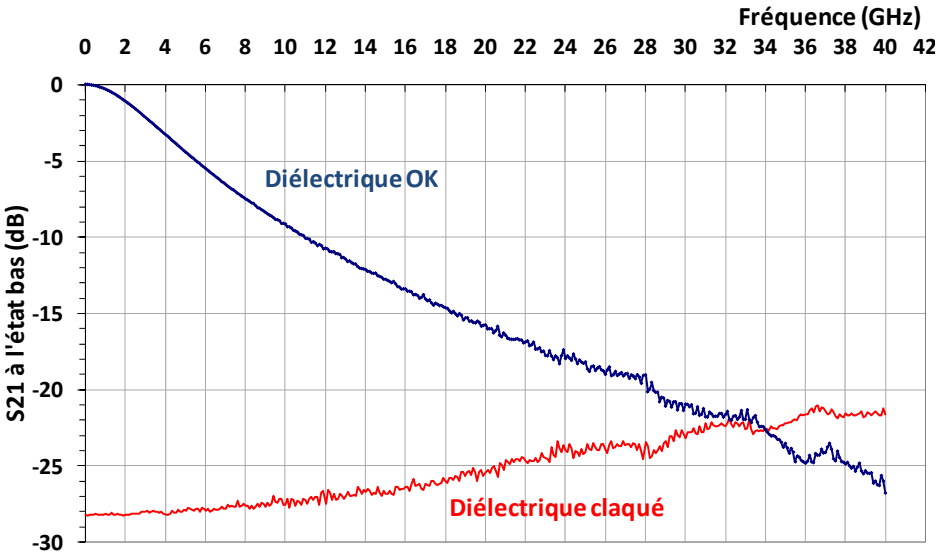


Figure 1.60 Paramètre de transmission d'un diélectrique sain et d'un diélectrique claqué

Des paramètres physiques et électriques sont récapitulés dans le Tableau 1.10 pour les différents diélectriques étudiés. Tous ces diélectriques ont une épaisseur de 0,25µm.

	Diélectriques		
	Nitrure de silicium (SiN)	Fluorure de strontium (SrF2)	Nitrure de silicium + nanotubes (SiN+CNT)
Température de dépôt (°)	300°C	25°C	300°C
Permittivité théorique (εr)	7,5	7,69	?
Tension de claquage (V)	35-40	25-30	60-80
Rugosité (nm)	12	10	24
Con/Conthéorique moyen (pF) (qualité de contact)	2,32/ 1,36	1,46	1,03

Tableau 1.10 Comparaison des différents diélectriques

Ont de plus été mesurés et déduits les paramètres de fiabilité relatifs au chargement du diélectrique pour les différentes solutions proposées. Ces différents paramètres (VDTA, FIS, FdM-D) sont explicités ci-dessous. Le VDTA (Vitesse de Décalage de la Tension d'Activation) quantifie la vitesse du mécanisme de défaillance dû à la charge du diélectrique. C'est un paramètre qui est adapté pour jauger la fiabilité des structures car la durée de vie des micro-commutateurs (en termes de nombres de cycles avant défaillance) est directement proportionnelle à ce paramètre [1.76]. Il prend en compte la capacité du diélectrique à accumuler des charges mais dépend aussi de paramètres accélérateurs de défaillance comme la tension de stress appliquée [1.77]. Pour comparer de façon efficace les technologies des commutateurs vis-à-vis de leur fiabilité, un autre facteur a donc été mis en place car le VDTA n'est pas suffisant. La figure de mérite du diélectrique (FdM-D) qui est donnée par l'équation 1.6, ne rend compte que de l'influence sur la fiabilité des paramètres physiques du diélectrique du commutateur : son épaisseur et sa permittivité, sa conductivité, la hauteur de barrière de Frenkel Poole et la température.

$$\boldsymbol{FdM - D = \frac{VDTA}{FIS}} \qquad \textbf{Équation 1.6}$$

$$\textbf{Avec } \boldsymbol{FIS = E_{eff} \times \exp\left(\frac{q}{kT}\sqrt{\frac{q}{\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}}\sqrt{E_{eff}}\right)} \qquad \textbf{Équation 1.7}$$

Où FIS correspond au Facteur d'Intensité de Stress qui rend compte de paramètres extrinsèques au diélectrique impactant sur la fiabilité comme notamment le champ électrique effectif dans le diélectrique.

Cette figure de mérite (FdM-D) quantifie donc la qualité intrinsèque du diélectrique au regard des effets de chargement et correspond donc au paramètre à extraire et observé pour l'évaluation de différents diélectriques.

a) Stress avec une tension unipolaire

La Figure 1.61 présente les FdM-D extraits pour les différentes technologies. La valeur moyenne de la figure de mérite du SrF2 est multipliée par 4 par rapport à celle du SiN. De plus l'ajout de CNT dans le nitrure de silicium permet d'augmenter la durée de vie du commutateur d'un facteur 167 pour la plus forte concentration de CNT (46CNT/10µm²).

Le nitrure de silicium est déposé par l'intermédiaire d'un procédé plasma PECVD. Dans une étude récente, J-R. Webster et al ont souligné que des pièges peuvent être créés lors des procédés à base de plasma [1.78]. Le diélectrique peut de plus être endommagé par les plasmas O2/CF4 qui permettent de préparer les surfaces pour l'accroche des couches ou encore par sa gravure RIE (Reactive Ion Etching). Ses propriétés physiques peuvent donc être

modifiées avec des effets électroniques comme des pièges dans son volume ou à son interface. Le fluorure de strontium lui ne subit que les plasmas O2/CF4 car son dépôt se fait par évaporation et sa gravure par lift-off. Par contre, il est évaporé à température ambiante ce qui laisse supposer que ce diélectrique est de qualité médiocre et que le taux d'impuretés (pièges) est supérieur à celui du nitrure de silicium. Ceci est appuyé par la faible tension de claquage du fluorure de strontium. D'un point de vue de la fiabilité, un fort taux de pièges /impuretés permet un déstockage plus rapides des charges et diminue donc le chargement global du diélectrique sous cyclage et donc le facteur VDTA.

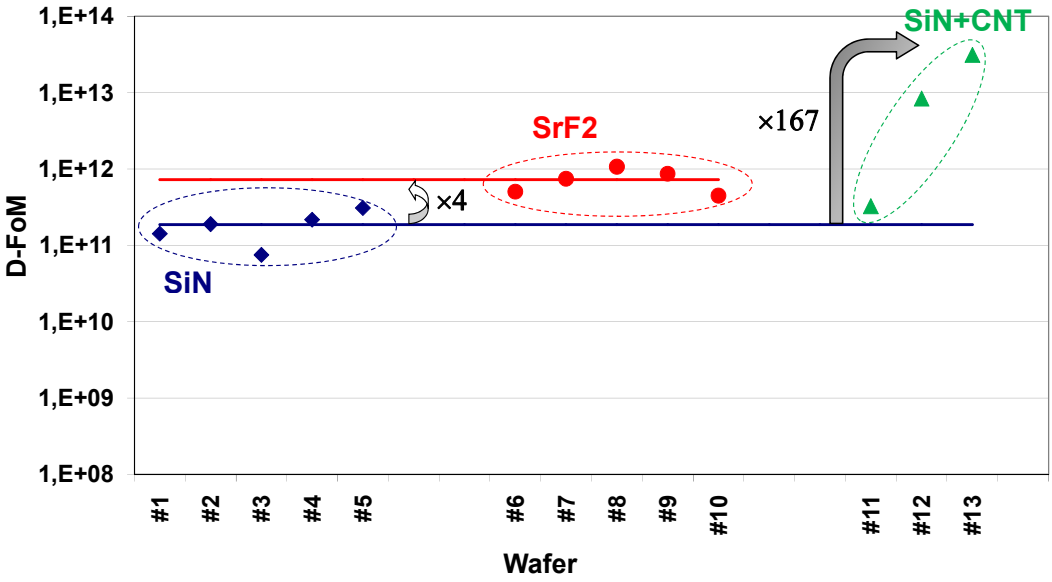


Figure 1.61 Figure de mérite des différents types de diélectriques

Les données du Tableau 1.11 appuient cette proposition : l'augmentation de la conductivité du diélectrique lorsque la densité des nanotubes de carbones devient plus importante se traduit par une amélioration du Facteur de Mérite. Ce phénomène a été précédemment publié par F. Du et al [1.79]. Le résultat le plus important qui réside dans ces données consiste à la considérable augmentation de la figure de mérite en fonction du dopage de nanotubes de carbone ce qui ce traduit par une amélioration de deux décades de la durée de vie des commutateurs MEMS. De plus, il n'a pas été observé de dégradation notable sur le rapport des capacités à l'état haut et bas en fonction du dopage de CNT. La variation aléatoire de ce rapport (facteur de mérite du commutateur) reste négligeable et est due aux dispersions technologiques mesurées habituellement sur une même plaque.

Echantillons	Densité de CNT (CNT/10µm²)	VDTA (V/min)	Tension de stress (V)	FdM-D
SiN (moyen)	0	1,00	15	1,86E+11
SrF2 (moyen)	0	1,08	24	7,25E+11
SiN + CNT	25	2,5	32	3,25E+11
SiN + CNT	38	0,037	30	8,36E+12
SiN + CNT	46	0,0308	32	3,11E+13

Tableau 1.11 Cinétique de chargement des diélectriques et leur figure de mérite

b) Stress avec une tension bipolaire

La Figure 1.62 montre que la durée de vie des commutateurs est largement supérieure lorsque la tension de stress est une tension bipolaire. En effet, la figure de mérite moyenne du nitrure de silicium dans le cas du bipolaire est de 1,07E+15 alors qu'elle se réduit à 1,86E+11 dans le cas de l'unipolaire. L'accumulation alternée de charges positives et négatives permet en effet de réduire la quantité de charges totales stockées dans le diélectrique et donc d'obtenir un nombre de cycles supérieurs.

Dans le paragraphe 4, la faisabilité de réalisation de commutateurs dans la gamme millimétrique (c'est-à-dire de commutateurs très petits par rapport à ceux étudiés dans l'ensemble de ce manuscrit) sera prouvée. Du point de vue de la fiabilité, ces commutateurs ont une durée de vie égale voire même supérieure aux commutateurs classiques.

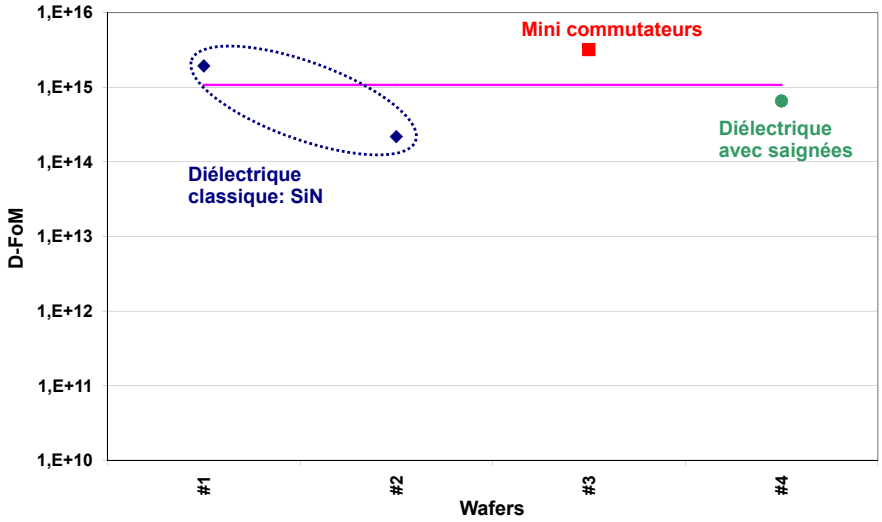


Figure 1.62 Figure de mérite d'un même diélectrique mais avec des architectures différentes

L'ajout de saignées dans le diélectrique diminue la surface du pont en contact avec le diélectrique et doit à priori limiter le chargement de celui-ci. Mais d'après la Figure 1.62, il n'apporte pas d'améliorations en termes de durée de vie. Une hypothèse proposée serait que la proportion de diélectrique reste encore trop importante par rapport à l'air et que les phénomènes de chargement ne sont pas assez réduits. De plus Il est nécessaire d'avoir un compromis entre le pourcentage de diélectrique et le rapport Con sur Coff que l'on veut conserver. Une étude plus approfondie reste à mener afin que ce type de diélectrique apporte un bénéfice dans la fiabilité des micro-commutateurs.

Dans cette partie, nous avons vu qu'il existe de nombreux diélectriques et que nous pouvons en créer d'autres par l'insertion de nanotubes de carbone par exemple. Ce type de diélectrique semble très prometteur mais une étude approfondie des phénomènes physiques doit être conduite pour expliquer les progrès observés. Dans le paragraphe suivant, nous allons voir les points sur lesquels notre attention s'est portée afin d'améliorer le rendement de fabrication.

3. Optimisation du rendement de fabrication

Nous avons constaté que la filière technologique usuelle du LAAS présentée dans le paragraphe II.2 ne permettait pas d'obtenir un fort rendement de commutateurs fonctionnels. En effet, d'après les observations faites au profilomètre optique sur un nombre représentatif de commutateurs d'une même plaquette, le rendement maximum obtenu est seulement de l'ordre de 50%. Il est donc impératif d'améliorer ce rendement dans le but d'obtenir des performances reproductibles d'un commutateur à un autre et d'une plaquette à une autre mais aussi pour fabriquer des circuits à multiples MEMS viables (tuner d'impédance, déphaseur, filtre accordable, …). Nous verrons effectivement dans le chapitre 3 un exemple d'un circuit à six commutateurs permettant de synthétiser des impédances. Quasiment lors de toutes les étapes du procédé classique, des causes de mauvais rendement sont détectables :

- couche isolante en BCB : des défauts d'homogénéité peuvent déformer certaines structures de la plaquette.
- la couche sacrificielle : sa tenue en température, sa méthode de gravure, son fluage,
- La fabrication du pont : sa composition, son épaisseur qui fixe sa rigidité et donc son comportement lors de la libération,
- Le séchage : problème de collage voire d'arrachage.

De plus, lors de chaque étape des problèmes de dispersions dans les épaisseurs des couches sur la plaque et entre les plaques surviennent et donc altèrent le rendement de fabrication. Nous allons voir les étapes critiques jouant sur le rendement de fabrication.

1) Via le choix de la couche sacrificielle

a) Sélection de couches sacrificielles potentielles

Dans la majorité des procédés MEMS RF connus, la couche sacrificielle est composée de résine ou polymère mais certains utilisent des métaux comme le cuivre par exemple [1.17]. L'épaisseur de la couche sacrificielle de notre procédé est égale à 3µm. Un dépôt électrolytique est le seul moyen facile et peu onéreux pour réaliser de telles épaisseurs. Mais ce type de dépôt présente une forte rugosité qui dégraderait la qualité de contact du commutateur. Les résines et polymères sont au contraire très faiblement rugueux et donc très utilisés.

Classiquement, la résine photosensible AZ 1529 est utilisée comme résine sacrificielle dans le procédé de fabrication des MEMS RF du laboratoire. Cette résine présente quelques inconvénients. En effet, des problèmes de planéité surviennent à cause de sa forte tendance au fluage. De plus, il est difficile de l'enlever à température ambiante. Un bain d'AZ 100 remover à 80°C est donc utilisé pour y remédier au détriment des déformations encourues avec une telle température. Au final, le rendement des commutateurs est médiocre en utilisant cette résine (de l'ordre de 50% maximum).

Les propriétés de plusieurs résines et polymères ont donc été comparées dans le Tableau 1.12 afin de choisir le meilleur candidat pour la fabrication des micro-commutateurs. Les principaux critères de sélection de la résine sacrificielle correspondent à une forte température de transition vitreuse, une insolation possible (avec le matériel disponible au laboratoire), une gravure facile, l'obtention de flancs obliques, une épaisseur entre 1µm et 4µm, une mise en œuvre facile et une compatibilité avec l'ensemble de la filière MEMS.

	PMGI [1.80] **Polydime-thylglutarimide**	**AZ1529 [1.81]**	**PMMA [1.82]** **Polymethyl methacrylate**	**PiRL III [1.83]** **Polymide**	**SU-8 [1.84]**
Polarité	Positive	Positive	Positive	Positive	Négative
Épaisseur	0,3-8µm	2.3-4µm	0,1-5µm	0.8 à 20µm	2-75µm
Tg	~ 190°C		95-106°C	180°C	55°C
Exposition	e-beam UV profond (240-280nm) Rayons X	UV (310-440nm)	e-beam UV profond Rayons X	UV profond	UV (350-400nm)
Révélation	TMAH (AZ 300MIF)	AZ developer	MBIK+IPA	TMAH	SU-8 developer
Gravure	EBR PG	AZ 100 remover @ 80°C	Stripper commun	MF312-CD27	Remover PG RIE piranha
Température maximale	350°C	150°C,	260°C	400°C	200°C
☺	Haute température de procédé Flanc oblique Facile à graver Planarisation Compatible dépôt métaux et diélectrique	Exposition classique Flanc oblique Mis en œuvre facile	Haute température de procédé Facile à graver	Haute température de procédé Flanc oblique	Flanc droit
☹	UV profond	Limitation en température Fluage	UV profond Non compatible avec dépôt électrolytique	Problème avec diélectrique (Non compatible avec bain électrolytique d'or)	Mis en œuvre recuit Flanc droit

Tableau 1.12 Comparaison de résines sacrificielles potentielles

Les deux résines qui répondent à ces critères sont le PIRL III (connu dorénavant sous le nom de ProLIFT™ 100) et la PMGI. Le PMMA a été écarté à cause de sa plus faible Tg, de l'obligation d'utiliser des UV profonds et sa difficile compatibilité avec les bains électrolytiques d'or. La résine SU-8 est très étudiée au sein du laboratoire mais sa mise en œuvre est délicate et sa tenue en température limite pour nos applications. La méthode la plus simple d'insolation du PIRL III et de la PMGI réside dans l'utilisation des UV profonds. Cette technique n'existe pas au laboratoire actuellement mais des solutions aussi efficaces existent pour faire une photolithographie de ces polymères. De plus, ils présentent tous les deux une tenue en température suffisante pour la filière MEMS, la possibilité de déposer les épaisseurs voulues et d'obtenir des flancs obliques. Le Pirl III et la PMGI ont donc été choisi pour mettre au point leur mise en œuvre et vérifier leur compatibilité avec le procédé MEMS.

b) Le Pirl®III

Le Pirl®III est un polyimide fabriqué par la société Brewer Science dont les principales applications résident dans les procédés lift-off ou l'élaboration de structures suspendues. Nos premiers tests avec des mesures de contrainte au profilomètre mécanique ont permis de montrer que la contrainte induite par le dépôt du polymère sur le wafer varie au cours du temps. En effet, elle diminue de moitié en l'espace de 24 heures. Deux heures après le dépôt, la contrainte est de 101MPa alors qu'au bout de 24 heures, elle est passée à 44MPa.

Ce polymère exige donc des temps de relaxation non négligeable, dont il faudra tenir compte, entre chaque étape de son procédé.

Etude des flancs

La résine sacrificielle doit avoir des flancs obliques lors de son développement afin d'obtenir un bon recouvrement de celle-ci lors du dépôt d'or évaporé de 200nm d'épaisseur pour la fabrication des ponts MEM. Des flancs entre 45° et 60° sont tolérables pour limiter tout problème de cassure des ancrages des ponts. L'inclinaison des flancs dépend du type de révélateur, de sa dilution et du temps de révélation. Le schéma de la Figure 1.63 explique que lors du développement, une résine perd de l'épaisseur mais aussi de la largeur. Il faut donc tenir compte de ce phénomène lors du dessin des masques.

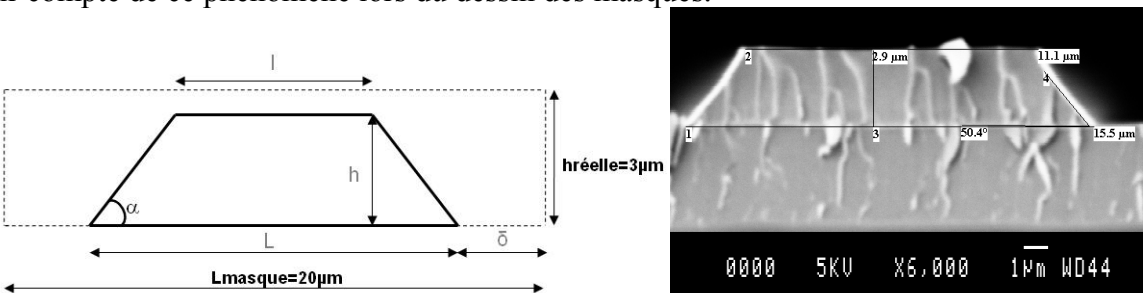


Figure 1.63 Profil de gravure du polymère

Pour définir des motifs dans le pirl, une résine de masquage (AZ1529 ou AZ5214) est utilisée puisque le laboratoire LAAS ne possède pas d'équipement à UV profonds. Il faut donc révéler la résine de masquage et graver ensuite le polymère.

Différents développeurs ont été testés. Finalement, le meilleur choix consiste à se servir de MIF pur. Deux paramètres vont être à fixer : le nombre de bain dans le MIF (nécessité de 2 en général) et surtout la durée de ces bains. Le premier bain va servir à révéler la résine de masquage et le second permettra de graver le Pirl. Le Tableau 1.13 résume les différents tests de révélation effectués ainsi que leur performance. Plus le temps de développement est long et plus l'angle réalisé par le polymère est petit mais aussi plus les motifs perdent en largeur à cause de la surgravure. Le recouvrement métallique sera dans ce cas plus facile par contre les dimensions du masque ne seront pas respectées.

Type de révélation	Temps total de révélation	α angle du flanc	δ Pertes en largeur (µm)
1 : 30s MIF pur+rinçage eau DI+30s MIF pur	60s	45,4°	6,6
2 : 30s MIF pur+rinçage eau DI+20s MIF pur	50s	47,7°	4,3
3 : 20s MIF pur+rinçage eau DI+20s MIF pur	40s	48,8°	1,8
4 : 30s MIF pur+rinçage eau DI+40s MIF pur	70s	44,8°	>10
5 : 30s MIF pur+rinçage eau DI+50s MIF pur	80s	39,0°	>10
6 : 40s MIF pur+rinçage eau DI	40s	51,6°	1,2

Tableau 1.13 Performances des différentes révélations

D'après les résultats du Tableau 1.13, les développements 3 et 6 remplissent les conditions fixées. L'angle obtenu avec ces deux développements est visible sur la Figure 1.64. Finalement, il est préférable de choisir le développement 6 pour des raisons d'économie et de facilité de mise en œuvre.

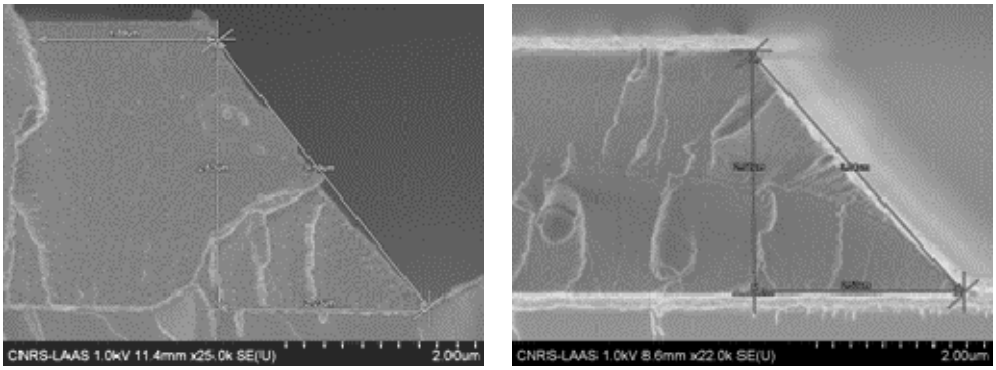


Figure 1.64 Flancs du polymère pour les deux meilleurs développements (3 et 6)

Malgré l'obtention de flancs obliques, la Figure 1.65 montre un bourrelet indésirable sur la surface qui provoque une cassure de la couche métallique du pont MEM.

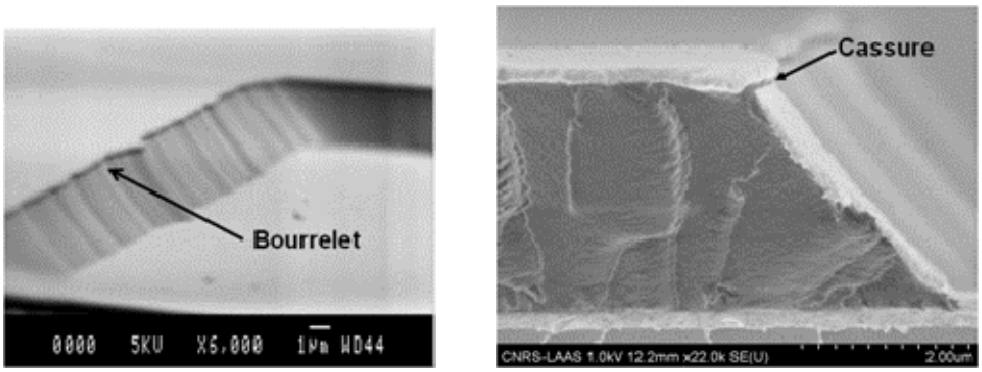


Figure 1.65 Recouvrement métallique du PIRL III

Pour remédier à ce problème, nous avons ajouté de légers ultrasons lors du développement pour diminuer l'épaisseur du bourrelet.

Une fois les flancs du Pirl optimisés, nous nous sommes intéressés au dépôt métallique du pont MEM sur Pirl. Ce dépôt s'effectue en deux étapes avec une première couche d'accrochage évaporée de 200nm d'or puis un épaississement électrolytique de 1,8um. Lors du test de ce dernier avec une couche sacrificielle en Pirl, nous avons constaté d'une part de nombreuses cassures de la couche métallique (cf. Figure 1.66), qui ont entrainés un décollement de l'or, quand le courant est appliqué dans le bain électrolytique, et d'autre part la pollution du bain d'or par le polymère (auréoles autour des ancrages sur la Figure 1.66). Ceci peut être expliqué par la faible tension de claquage du pirl.

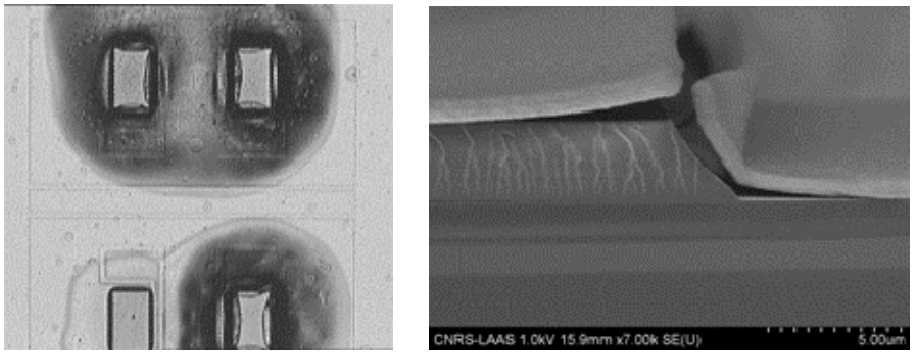


Figure 1.66 Décollement de l'or lors du dépôt électrolytique

Etant donné la mauvaise réaction du Pirl au bain d'or électrolytique et surtout à la mise sous tension, l'exploitation de cette résine sacrificielle a donc été abandonnée.

Une autre résine a alors été mise à l'épreuve pour remplacer le pirl : la résine PMGI.

c) La PMGI

La résine PMGI consiste en un polymère polydiméthylglutarimide du fournisseur Microchem. Un dépôt de 3µm de cette résine a une contrainte en tension moyenne de 20MPa, qui n'évolue pas au cours du temps. Cette couche sacrificielle n'apporte pas une contrainte trop importante pour la suite du procédé. Par conséquent, les contraintes finales dans le pont mobile seront essentiellement dues aux étapes de dépôt métallique et de libération.

Tenue en température

Un test de tenue en température de cette couche sacrificielle a été effectué pour s'affranchir de problèmes de dégazage de cette dernière lors de la métallisation du pont MEM. En effet, l'encapsulation de la résine par la couche métallique interdit tout dégazage sous peine de craquelures de la métallisation. De plus, une bonne tenue thermique de la PMGI lors de l'étape de photolithographie des membranes pourrait permettre de recuire à 105°C la résine de masquage utilisée pour la délimitation.

Pour ce test, 3µm de PMGI a été déposée sur un wafer et est encapsulée par l'or des ponts qui n'est pas encore délimité. Cette plaque est alors soumise à une rampe en température sur une plaque chauffante de 100°C jusqu'à 170°C ou plus si besoin, telle que la température maximale avant cloquage soit atteinte. Au final, la PMGI a commencé à réagir et former des cloques sous l'or au-delà de 140°C, ce qui est largement suffisant pour éviter tout dégazage. A titre indicatif, la résine classique (AZ1529) commence à libérer des solvants pour des températures bien inférieures à 100°C, ce qui limitait jusqu'ici un recuit de la dernière résine de masquage du pont à une température de 50°C uniquement.

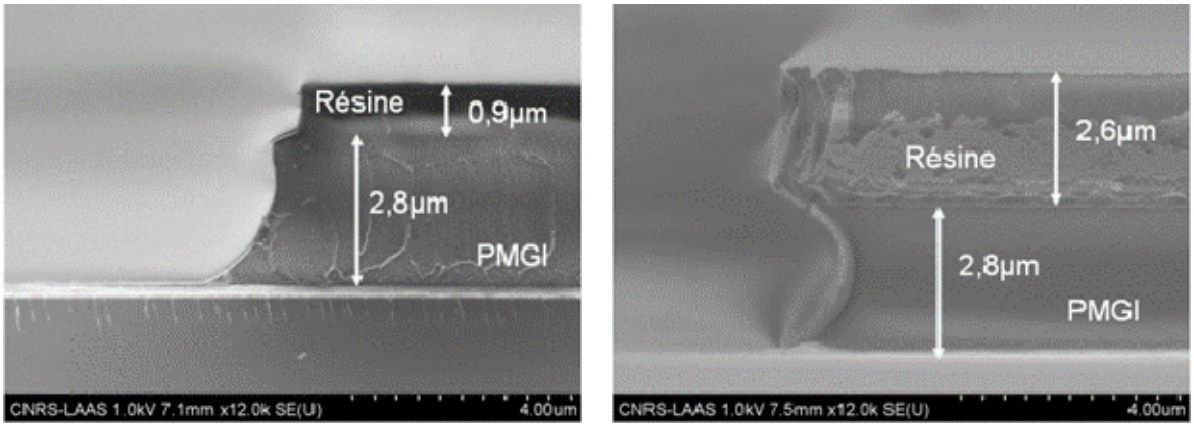
Etude des flancs

Comme le Pirl III, la résine PMGI peut être photolithographié à l'aide d'UV profond, outil non disponible au laboratoire. Nous avons donc utilisé une résine de masquage classique (AZ 1529) pour pouvoir délimiter ce polymère. L'AZ developer permet de révéler cette résine mais pas de graver la PMGI. Deux autres révélateurs ont été alors testés : le MIF 726 et l'AZ400K.

L'AZ 400K a été dilué de trois façons différentes :

- Solution 1 : AZ400K pur
- Solution 2 : 1 part d'AZ400K et 1 part d'eau déionisée
- Solution 3 : 1 part d'AZ400K et 3 parts d'eau déionisée

La résine de masquage et la PMGI sont complètement gravées et ont donc disparu totalement avec la solution 1. Leur vitesse d'attaque est aussi difficilement contrôlable avec la dilution 2, ce qui a engendré un phénomène de surgravure important. La résine de masquage n'a plus qu'une épaisseur de 0,9µm au lieu de 2,6µm par exemple. Enfin, la troisième solution ne permet pas d'obtenir des flancs obliques mais plutôt en arc de cercle ce qui n'est pas compatible avec le recouvrement métallique. La Figure 1.67 montre les défauts des deux derniers développements et gravures.

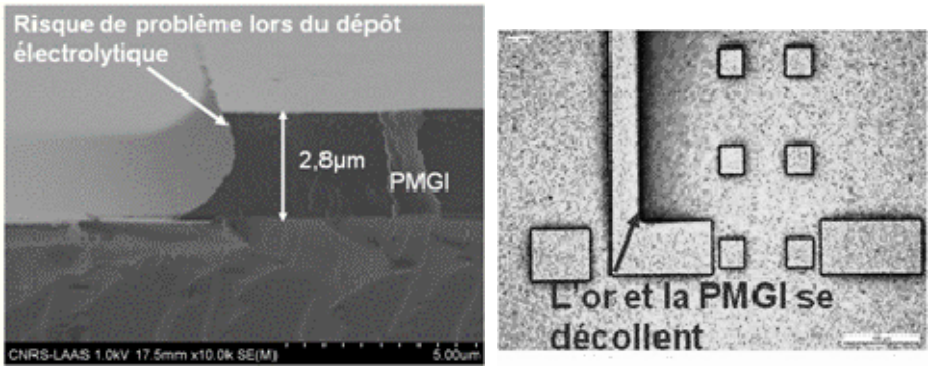


(a) (b)

Figure 1.67 Profils de la PMGI après gravure à l'400K : dilution 2 (a), dilution 3 (b)

En conclusion, l'AZ 400K a été abandonné au profit de tests avec du MIF 726.

Le révélateur MIF 726 est utilisé pur pour à la fois développer la résine de masquage et graver la PMGI. Les temps de gravures sont compris entre 3min et 10min en fonction du substrat sur lequel la PMGI a été déposée. Le même problème qu'avec l'AZ400K survient, c'est-à-dire que les flancs de la PMGI sont en arc de cercle (voir Figure 1.68). Par conséquent, l'or électrolytique et la PMGI se soulèvent du fait de l'angle saillant au niveau des ancrages des ponts MEM.



(a) (b)

Figure 1.68 Profil de la PMGI après gravure au MIF726 (a), résultat après le dépôt électrolytique (b)

Une solution pour adoucir les flancs est de travailler sur le recuit du polymère et d'utiliser de faibles ultrasons lors de sa gravure. En effet, des tests ont montré une amélioration pour des recuits effectués en étuve. La gravure est plus uniforme comme le montre la Figure 1.69. Malheureusement cette solution n'est pas suffisante pour obtenir un recouvrement métallique sans cassure.

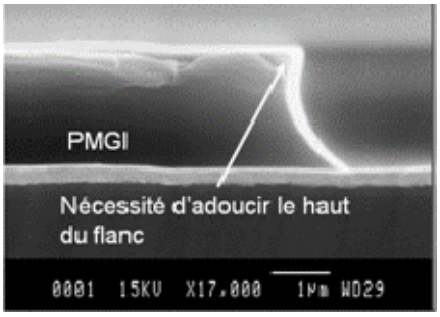


Figure 1.69 Profil de la PMGI recuite en étuve et gravée avec ultra-sons

Pour pallier à ce problème, la résine de masquage a été remplacée par une couche de titane. Ce procédé permet d'obtenir des flancs obliques inférieurs à 50° comme le montre la Figure 1.70.

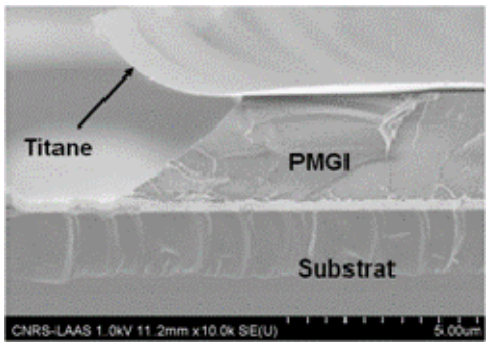


Figure 1.70 Profil de la PMGI avec utilisant d'une couche de titane de masquage

Un procédé spécial, pour réaliser le pont, a donc été mis en place et est décrit dans la Figure 1.71. Le procédé pont plat est réalisable avec la PMGI. Tout d'abord, la PMGI de comblement des fentes coplanaires est déposée avec la bonne épaisseur et recuite. Ici, il est inutile d'avoir des flancs obliques. Une résine de masquage est alors utilisée afin de délimiter la PMGI de comblement. Elle est insolée et révélée pour ne rester qu'aux niveaux des fentes coplanaires. Après gravure de la PMGI, la résine de masquage est supprimée à l'acétone. Il est à noter que la PMGI résiste à ce genre de solvants. Ensuite, la couche de PMGI sacrificielle est déposée avec une épaisseur de 3µm et recuite. Suit un flash de titane évaporé d'environ 50nm d'épaisseur qui va subir une photolithographie afin d'ouvrir les ancrages de la membrane. La PMGI sacrificielle est gravée grâce à du MIF pur au niveau des même motifs. Les flancs de la PMGI sont ainsi obtenus obliques. La couche de titane est alors gravée au buffer HF. La couche d'accroche d'or évaporé de 200nm puis la couche d'or électrolytique de 1,8µm sont déposées. Elles sont ensuite soumises à une photolithographie pour former la membrane. Finalement, la résine sacrificielle est gravée grâce au développeur pour libérer la membrane.

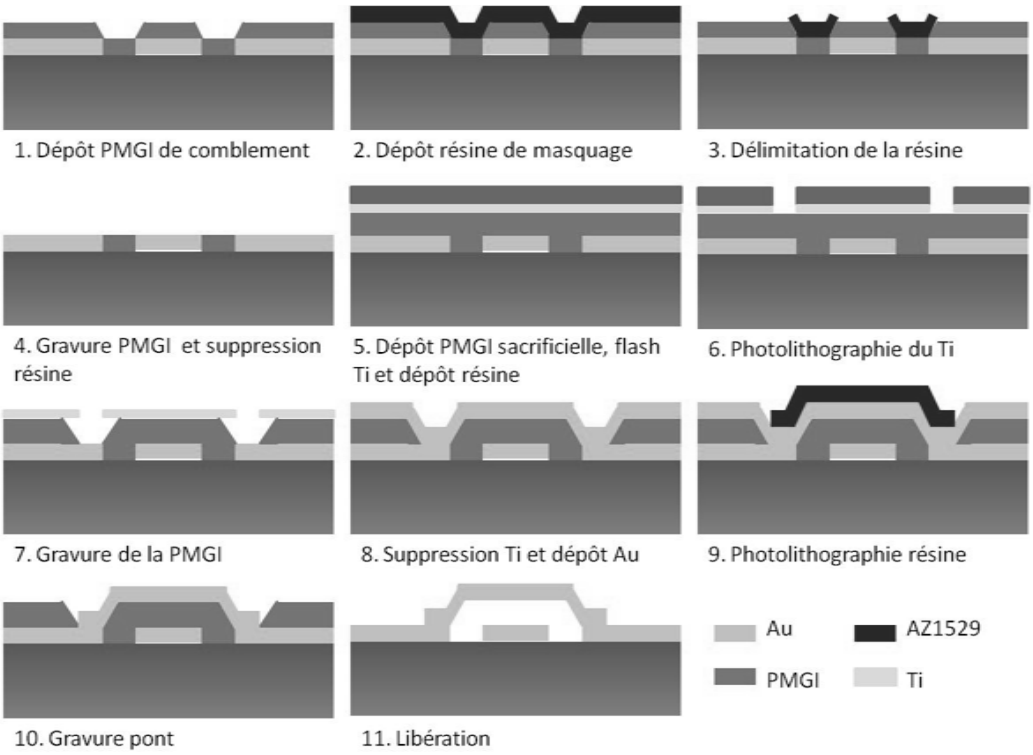


Figure 1.71 Mise en œuvre de la PMGI pour la fabrication des commutateurs

La Figure 1.72 valide le procédé « pont plat » à base de la résine sacrificielle en PMGI. La membrane métallique sera plane après sa gravure.

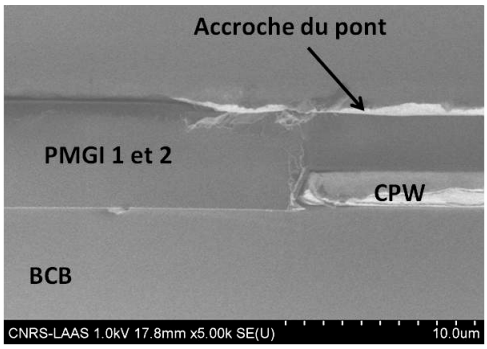


Figure 1.72 Vue en coupe du procédé pont plat avec la résine PMGI

Enfin, la PMGI présente un autre avantage thermique pour la fabrication de MEMS. Sa gravure se fait à température ambiante, ce qui permet d'éviter un stress important lors de la libération des MEMS et de leur séchage et donc de s'affranchir des déformations de la membrane métallique dues à un stress en température. Cette résine a donc été validée. Il reste la composition des ponts.

2) Via la métallurgie des ponts

Choisir la métallisation des ponts est difficile car il faut un compromis entre un pont qui soit peu raide afin qu'il s'active à des tensions raisonnables (<50V) et en même temps pas trop flexible pour que la force de rappel soit suffisante à la remontée de la membrane. La raideur k du pont est fonction de sa géométrie et notamment de celle des bras d'attache mais aussi du matériau utilisé (de son épaisseur, de son module d'Young, de sa contrainte interne…).

Des tests faits au laboratoire par Laurent Mazenq sur différentes couches métalliques et épaisseurs de pont MEM ont été initiés. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau 1.14.

Couches déposées:	Epaisseur (µm)	Stress (MPa)	Flèche ponts	Collage (trichlo)	Collage (CO_2)
2 µm or évaporation	2,00	***+47,20***	*3,22*	***35%***	
1.5 µm or évaporation	1,50	***+144,40***	*1,64*	***80%***	
1 µm or évaporation	1,00	***+163,60***	*1,56*	***87%***	***38%***
0.2 µm or évaporation + 1.8 µm or électrochimique	2,00	***+12,86***	*0,50*	***65%***	***37%***
0.1 µm or évaporation + 1.9 µm or électrochimique	2,00	***+68,01***	*0,52*	***70%***	***20%***
0.05 µm or évaporation + 1.95 µm or électrochimique	2,00	***+56,95***	*0,56*	***80%***	***28%***
0.2 µm or évaporation + 1.6 µm or électrochimique + 0.2 µm or évaporation	2,00	***+77,52***	*0,34*	***35%***	
0.1 µm or évaporation + 1.8 µm or électrochimique + 0.1 µm or évaporation	2,00	***+51,63***	*0,36*	***70%***	***11%***
Ti/Au (300Å/2000Å) évaporation + 1.8 µm or électrochimique + Au/Ti (2000Å/300Å) évaporation	2,06	***+84,68***	*0,34*	***20%***	***18%***
Ti/Au (200Å/5000Å) évaporation + 1.0 µm or électrochimique + Au/Ti (5000Å/200Å) évaporation	2,04	***+94,72***	***0,65***	***13%***	***8%***
Ti/Au (200Å/5000Å) évaporation + 1.8 µm or électrochimique	1,87	***+85,93***	*0,25*	***67%***	***24%***

Tableau 1.14 Comparaison des différentes métallisations de la membrane métallique MEM

La contrainte des plaques a été contrôlée tout au long du procédé et celle mesurée avant la délimitation de ponts a été reportée dans le Tableau 1.14. Un pourcentage de structures collées après libération et suivant le type de séchage appliqué (ces séchages seront expliqués dans un paragraphe ultérieur) est également indiqué.

Bien que la métallisation comportant 0,2µm d'or évaporé avec 1,8µm d'or électrochimique présente un fort taux de collage, sa très faible contrainte en tension de +12MPa en fait une couche métallique très attractive pour la fabrication de MEMS.

3) Dispersions technologiques

Une autre source de diminution des rendements de fabrication est due directement à l'utilisation d'une salle blanche académique. A chaque étape du procédé de fabrication, des problèmes de dispersions sont observés sur les plaquettes. Certains dépôts sont difficilement homogènes sur toute la plaque et leur épaisseur n'est pas forcément celle voulue au départ. C'est le cas notamment de nos couches en germanium qui sont effectuées dans un bâti assez ancien fabriqué pour des plaquettes de 3 pouces et non pour du 4 pouces, comme nous en

utilisons aujourd'hui. Il existe donc des dispersions technologiques sur la plaque et entre les plaques qui peuvent avoir une incidence très forte sur l'obtention de MEMS fonctionnels et par là-même sur l'élaboration de circuits à plusieurs MEMS.

La plaquette a déjà une contrainte initiale et une qualité donnée par le fournisseur. D'autres dispersions sont également listées dans le Tableau 1.15. L'inhomogénéité du BCB est visible à l'œil nu. Elle est susceptible d'entrainer des défauts dans les dépôts suivants à cause d'une mauvaise adhésion.

Couche	Epaisseur voulue (µm)	Epaisseur obtenue au centre (µm)	Dispersion entre le centre et les bords	Conséquences sur
BCB	20	-	-	Adhésion des couches
Ge	1	1,3	47%	Fonctionnalité des commutateurs
CPW	2	1,7/2,2	15%	Pertes RF Tenue en puissance
Diélectrique SiN **SrF2**	0,25	0,2/0,27 0,17/0,3	<8% 8%<d<26%	Performances des commutateurs (Con)
Résine sacrificielle AZ1529 **PMGI**	3	2,6 2,7/3	3,1% 3,6%	Planéité de la membrane Performances des commutateurs (Coff)
Au électrolytique des ponts MEM **Cyanuré** **Sulfitique**	 1,8 1,8	 1,5/2,1 1,4/2,3	 18% 14%	Fonctionnalité du commutateur (raideur) Rendement (collage)

Tableau 1.15 Dispersions sur les différents niveaux métalliques et autres

Le germanium a une vitesse de gravure très rapide qui est supérieure sur les bords de la plaquette qu'au centre, du fait du bâti pour plaquette 3 pouces et non 4. Les résistances réalisées dans ce matériau peuvent même totalement disparaitre, ce qui lors des mesures ne permet pas d'activer le commutateur par les électrodes déportées. La largeur de ces résistances est plus importante que leur épaisseur.

L'épaisseur du dépôt d'or évaporé des lignes coplanaires est généralement plus grande au centre que sur les bords avec une diminution moyenne de 15%. Avec une mesure 5 points, il est à noter que 3 points sur le bord ont une épaisseur inférieure au centre mais que le dernier point a une épaisseur supérieure. Les plaques ne sont pas placées toujours de la même manière dans le bâti d'évaporation. Le point différent n'est donc pas toujours au même endroit du wafer. Ceci n'est pas trop gênant au niveau performances RF, si l'on s'assure d'avoir une épaisseur minimale pour les lignes de transmission. Par contre ces variations d'épaisseur peuvent avoir un impact fort lors de la planarisation de pont MEM, notamment pour le comblement des fentes coplanaires.

D'autre part, une modification dans l'épaisseur du diélectrique change la valeur de la capacité à l'état bas du commutateur. En considérant que le contact n'est pas parfait (rugosité de 50nm), la valeur de la capacité théorique est égale à 2,83pF lorsque le diélectrique à une épaisseur de 0,25nm. Une variation de ±50nm de cette épaisseur donne des valeurs à ± 10% de la théorique. Par conséquent, l'aptitude du commutateur à couper le signal à 20GHz sera modifiée suivant les cas. En fait, la fréquence de résonance du commutateur dépend de la valeur de la capacité comme le montre l'équation 1.8.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{bas}}}$$ **Équation 1.8**

Les performances des commutateurs ne seront plus optimisées à 20GHz mais à 19 ou 21GHz. De plus, le diélectrique aura tendance à claquer plus facilement avec de faibles épaisseurs. La comparaison du nitrure de silicium avec le fluorure de strontium montre une plus forte dispersion avec le fluorure de strontium. En effet, cette couche est évaporée à température ambiante à partir d'une poudre. Ce dépôt est donc moins bien contrôlé que celui du nitrure de silicium réalisé par PECVD sous vide à partir d'un mélange de gaz.

De l'épaisseur de la résine sacrificielle dépend la planéité de la membrane ainsi que la valeur de la capacité du commutateur à l'état haut. Cela a des répercutions sur la qualité du contact du commutateur et sur les tensions d'activation. Théoriquement, C_{haut} est égale à 93fF pour une hauteur de pont de 3µm pour notre MEM type. Si la hauteur du pont est inférieure à 3µm, les pertes d'insertion vont augmenter et le facteur de mérite des commutateurs sera mauvais. L'avantage de la PMGI par rapport à la résine AZ1529 se trouve dans la très faible dispersion de son épaisseur sur une même plaque. Malgré la bonne maîtrise de l'épaisseur de la résine AZ1529 de comblement, ses problèmes de fluage lors du recuit final altèrent la planéité des ponts et donc le contact. La PMGI permet de résoudre ce problème. En effet, d'après le Tableau 1.15, son épaisseur varie de seulement 3,6% sur toute une plaque. C'est un polymère qui ne flue pas avec les conditions de température auquel il est soumis.

Enfin, deux types de bains électrolytiques permettent de faire croître de l'or : un bain d'aurocyanure et un bain sulfitique. L'avantage de ce dernier est d'être compatible avec les résines photosensibles car il reste avec un pH neutre lors du dépôt alors que le bain cyanuré devient localement basique au niveau de la réaction chimique [1.85]. L'épaisseur des ponts joue un rôle sur la contrainte et la raideur de ceux-ci. Plus précisément, le comportement mécanique et la tension d'activation peuvent être modifiés. De plus, si les membranes sont trop souples, elles risquent de rester coller lors de la libération ou de se déformer.

En conclusion, les dispersions sur le BCB ont été résolues par son dépôt en une seule couche. Un problème sur les résistances germanium peut altérer la méthode d'activation du commutateur. Pour résoudre l'inhomogénéité de cette couche, il faudrait travailler sur le bâti d'évaporation. Les dispersions sur l'épaisseur des lignes coplanaires et du diélectrique isolant ne sont pas trop importantes. Elles auront une influence sur les performances RF mais pas sur la survie du commutateur. La résine PMGI se dépose de façon très homogène et donc garantie des structures planes sur toute la plaquette. Finalement, des problèmes peuvent encore venir du pont métallique car le procédé électrolytique n'est pas fiabilisé. Par conséquent des inégalités d'épaisseur entre plaque et sur une même plaque sont présentent et modifient les caractéristiques mécaniques de la membrane entrainant des collages lors de la libération. Cette dernière étape est critique car source de nombreuses défaillances. Nous allons voir notre solution pour éviter trop de collages et destructions.

4) Via le choix du séchage utilisé

L'étape ultime de séchage est la plus critique car des problèmes de collage, de déformation ou même d'arrachage des membranes peuvent apparaître. Trois principaux types de séchages sont exploités dans la littérature des MEMS RF et au laboratoire :

- séchage par évaporation de trichloréthylène,
- séchage au sécheur supercritique,
- gravure de la couche sacrificielle au plasma O_2.

Des séchages de types sublimation ou évaporation d'eau déionisée ou de méthanol peuvent être rajoutés à cette liste [1.28]. Des problèmes de collage interviennent lorsque les forces d'adhésion surfacique sont supérieures à la force de rappel de la microstructure. Quand un composant est enlevé d'une solution aqueuse après une gravure humide de la couche sacrificielle, le liquide formé sur la surface hydrophile attire la membrane vers le substrat et le

collage peut se produire. Une méthode simple pour réduire les forces de capillarités est d'utiliser un liquide à basse tension de surface (exemple méthanol) à l'étape du rinçage final. Un moyen plus efficace est d'éliminer les forces de capillarités en évitant la formation d'une interface liquide-gaz [1.28].

a) Séchage par évaporation du trichloréthylène

Ce type de séchage est très facile à mettre en œuvre. Il suffit de chauffer le trichloréthylène jusqu'à 60°C et plus. A cette température, il est très volatile. Par conséquent, lorsque la plaque est retirée du cristallisoir, les structures sont séchées par l'évaporation rapide du produit.
Un inconvénient de ce procédé est que le Trichloréthylène est interdit chez les fabricants de composants électroniques car trop dangereux pour la santé. De plus, le pont mobile des commutateurs supporte difficilement des températures supérieures à 50°C sans déformations irréversibles (voir chapitre 2). Des risques de collage et de déformations sont fréquents avec ce type de séchage. Il est tout de même couramment utilisé au laboratoire car il ne modifie pas le comportement mécanique des dispositifs valides.

b) Séchage au sécheur supercritique

Le principe physique est décrit sur la Figure 1.73. La plaquette à sécher est mise à tremper dans une solution d'éthanol et ensuite placée dans une enceinte close. L'alcool est progressivement remplacé par du dioxyde de carbone (CO_2) liquide qui est miscible avec l'éthanol dans la chambre à une pression de 7,5 et 9 MPa. Au final, il ne reste plus que du dioxyde de carbone liquide. Cette étape est suivie par l'élévation en pression de l'enceinte et sa montée en température jusqu'au point critique où le CO_2 liquide devient gaz. Ce dernier est ventilé. Après retour à la pression atmosphérique et baisse de la température dans la chambre, la plaquette n'a plus de trace de liquide. L'avantage du CO_2 est que le point critique se fait à basse température (31,1°C) pour une pression de 7,39MPa.

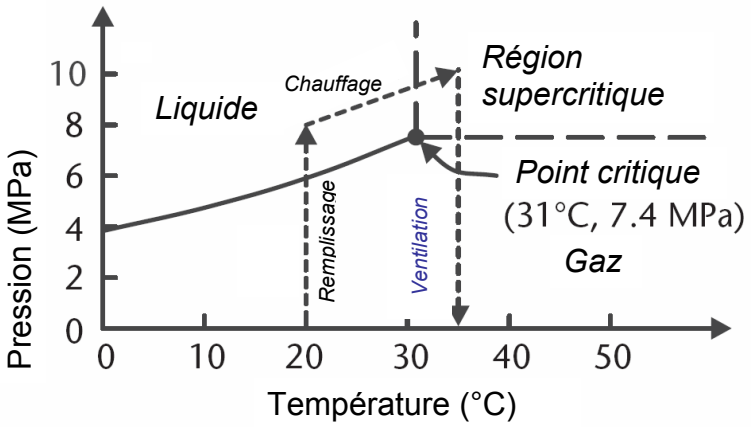


Figure 1.73 Principe physique des gaz supercritiques

Ce séchage permet de limiter les problèmes de collage mais est susceptible d'induire des altérations du comportement mécanique des micro-commutateurs. En effet, leur activation ne se fait pas forcément correctement après un tel procédé. De plus, la hauteur des ponts mesurée après ce séchage ne correspond plus à l'épaisseur de résine sacrificielle déposée. En effet, elle devient bien supérieure à 3µm. Les bras de connexion du pont semblent s'étirer jusqu'à le suspendre à une hauteur de 6,3µm au dessus de la ligne coplanaire comme dans l'exemple de la Figure 1.74.

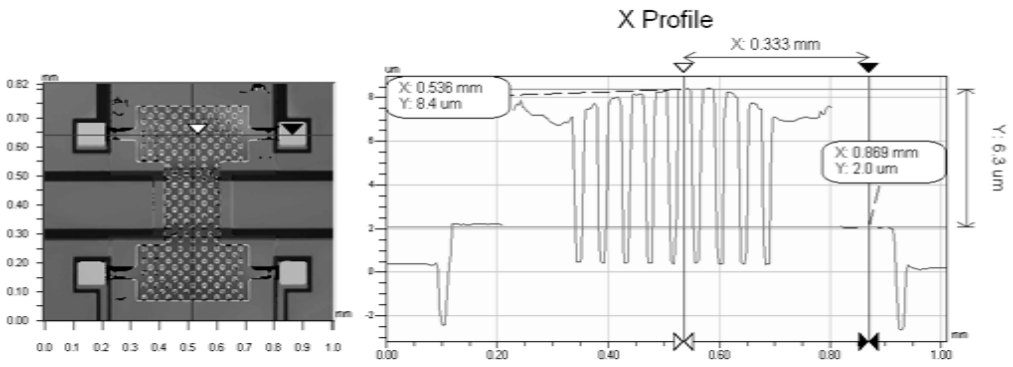


Figure 1.74 Profilomètre optique d'une structure séchée au sécheur supercritique

De plus, un phénomène d'arrachage des ponts est observé avec cette méthode et non avec les autres. Le passage du CO2 liquide à l'état gazeux est un processus violent pour des membranes micrométriques. En effet, un bouillonnement intervient lors de cette étape.

c) Gravure de la couche sacrificielle au plasma O_2

Le plasma O_2 à forte puissance permet d'enlever facilement la résine AZ1529 ou le polymère PMGI mais le procédé est assez long. L'enceinte où est positionnée la structure à libérer monte très vite en température pour atteindre des températures supérieures à 100°C. L'idéal serait d'avoir une machine dont la température du substrat est maintenue constante. Mais c'est un équipement que nous n'avons pas au laboratoire. Comme pour le séchage au trichloréthylène, la membrane est donc soumise à des températures trop importantes. De plus, cette gravure peut altérer le BCB et le SiN. Il est possible de limiter la température du procédé en stoppant la gravure avant la température critique pour le pont, d'attendre le retour de la température ambiante dans l'enceinte et de recommencer la gravure. Ce procédé doit être poursuivi jusqu'à libération totale de la structure. Finalement, ce procédé est très long et il est difficile de vérifier la totale libération de la structure. Par conséquent, ce type de séchage a été abandonné.

En conclusion, aucun de ces trois séchages ne donne satisfaction car soient ils impliquent des températures trop élevées, soient des modifications du comportement mécanique des membranes. C'est pour cela qu'un nouveau type de séchage a été développé.

d) Nouveau séchage basse température

Après gravure de la couche sacrificielle, les structures sont rincées à l'eau déionisée plusieurs fois. Ensuite, elles sont plongées dans une solution d'éthanol. D'après le Tableau 1.16, la tension de surface de l'éthanol est faible par rapport à d'autres alcools et trois fois plus basse que celle de l'eau. Ces mesures sont faites à la même température. Un liquide à faible tension de surface réduit les forces de capillarité. L'éthanol paraît donc être le candidat le plus adapté parmi les liquides présentés dans le Tableau 1.16.

Fluide	Tension de surface γ (mN/m)
Ethanol	22,1
Méthanol	22,7
Isopropanol	23,0
Acétone	25,2
Trichloréthylène	28,7
eau	72,8

Tableau 1.16 Tension de surface de plusieurs liquides contre l'air à 20°C

Quelques mesures au profilomètre optique permettront de déterminer l'efficacité de cette technique par rapport aux autres. Cette évaluation est réalisée dans le paragraphe suivant.

e) Rendement de ces séchages

Après libération et séchage des plaquettes, des mesures au profilomètre optique permettent d'identifier les structures aux membranes non collées, non déformées et obtenues à la hauteur voulue. Une cartographie est donc établie pour chaque plaque. Trois séchages vont être comparés :

- Séchage au trichloréthylène
- Séchage au sécheur supercritique
- Séchage à l'éthanol.

Ces trois séchages n'ont pas été testés sur une seule et même plaque. Il réside donc des dispersions dues au procédé antérieur au séchage mais on peut les considérer comme minimes. En effet, l'expérience de deux séchages (trichloréthylène et sécheur supercritique) sur une même plaquette montre les mêmes phénomènes que ceux observés sur des plaques différentes et détaillés dans le Tableau 1.17. Dans ce dernier, sont répertoriés les pourcentages de commutateurs qui sont soient collés, soient arrachés, soient trop hauts. La somme de ces trois cas donne le pourcentage de commutateurs non fonctionnels. La dernière colonne du tableau retranscrit le nombre de commutateurs fonctionnels. La non-fonctionnalité des dispositifs est due en majorité à des collages pour ceux séchés au trichloréthylène et à une hauteur non adaptée (trop haute) pour ceux séchés au CO_2 supercritique.

Séchage	% collé	% arraché	% trop haut	% non fonctionnel	% fonctionnel
Trichloréthylène	*30,2*	1,2	20,9	52,3	47,7
CO2 supercritique	4,6	4,6	*49,2*	58,5	41,5
Ethanol	26,8	0	0	26,8	*73,2*

Tableau 1.17 Rendement des différents séchages

Le séchage à l'éthanol permet d'obtenir des ponts ayant tous la même hauteur. Le pourcentage de commutateurs non fonctionnels vient uniquement des collages. Un rendement de 73,2% est alors atteint avec ce séchage en salle blanche académique. Il est amélioré respectivement par un facteur 1,6 et 1,8 comparé aux séchages trichloréthylène et CO_2 supercritique. Le mode de séchage à l'éthanol a donc été adopté pour la fabrication des MEMS.

En conclusion, les efforts réalisés sur principalement la couche sacrificielle remplacée par de la PMGI, la métallisation du pont composée de couches d'or évaporée et électrolytique ainsi que le séchage utilisant maintenant les propriétés de l'éthanol ont permis de passer d'un

rendement inférieur à 50% à un rendement de plus de 73%. Notons tout de même que le procédé est tributaire des aléas de la salle blanche.

4. *Faisabilité de commutateurs miniatures*

Enfin, ce paragraphe démontre que nos optimisations technologiques sont applicables pour la fabrication de micro-commutateurs de très faibles dimensions et donc appropriés à des fonctionnements dans la gamme millimétrique.

1) Description des commutateurs miniatures

Les dimensions de ces commutateurs ont été divisées par environ 3 par rapport au commutateur classique fonctionnant à 20GHz et sont dédiés à des applications autour de 60GHz. Deux commutateurs différents du point de vue de leur raideur (longueur des bras de suspension : 70 et 110µm) ont été conçus. Les lignes 50Ω ont une largeur de 60µm et les fentes coplanaires de 9µm. La Figure 1.75 illustre la différence d'échelle entre les commutateurs classiques dédiés à la puissance et les miniatures dédiés aux hautes fréquences.

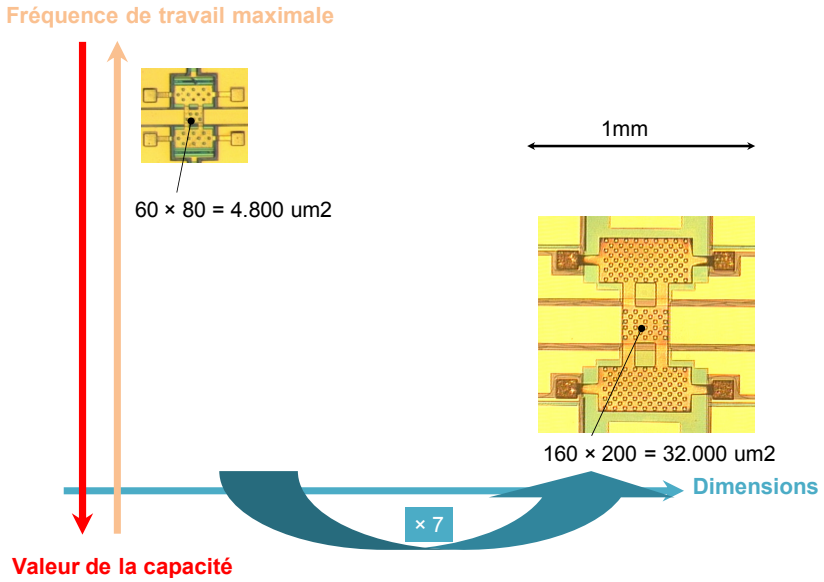


Figure 1.75 Comparaison de la taille des commutateurs classiques aux mini commutateurs

En même temps que la valeur de la capacité est réduite, la fréquence de travail augmente et bien sur les dimensions diminuent. L'enjeu technologique est de pouvoir fabriquer ces commutateurs millimétriques sur la même plaque que les commutateurs classiques afin de rendre la technologie MEMS RF que nous avons développée la plus générique possible. La limitation technologique provient essentiellement des dimensions des fentes coplanaires et des trous de libération des membranes.

2) Impact sur les performances RF

Pour jauger les performances RF de ces commutateurs, les mesures réalisées habituellement sur les commutateurs classiques ont été reproduites et sont reportées sur Figure 1.76. Un banc de mesure de paramètres [S] allant jusqu'à 67GHz a été utilisé.

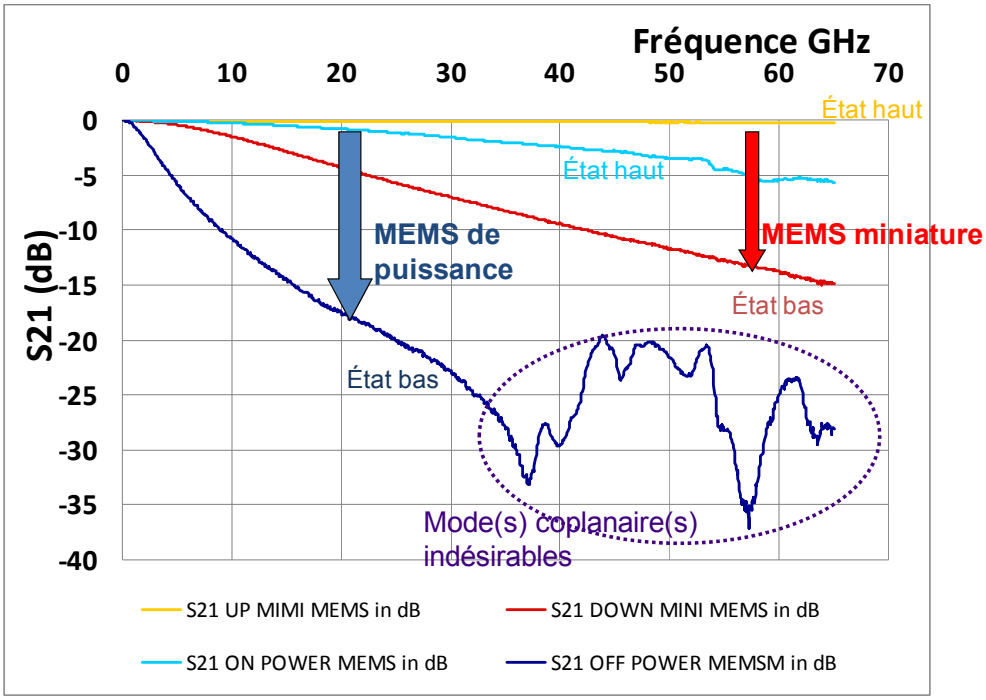


Figure 1.76 Performances RF des commutateurs miniatures

Les pertes d'insertion du commutateur miniature sont largement inférieures à 1 dB sur toute la bande de fréquence, ce qui est très faible. Elles proviennent essentiellement des pertes dans la ligne de transmission. Son isolation est plus faible à la fréquence de travail du MEMS de puissance, étant donné sa valeur de capacité 5 fois plus petite. A 55GHz, le commutateur miniature a donc des pertes d'insertion de 0,2dB et une isolation de 13dB. Les valeurs théoriques et expérimentales de capacités en position haute et basse sont données dans le Tableau 1.18 pour un MEMS de puissance et un MEMS miniature d'une même plaque.

	MEMS de puissance	MEMS miniature
Coff théorique (fF)	94	14
Coff expérimental (fF)	133	9,4
Con théorique (fF)	5700	850
Con expérimental (fF)	2100	400
Con/Coff th	60	60
Con/Coff exp	16	42

Tableau 1.18 Performances des commutateurs miniatures et de puissance

Le rapport Con/Coff du commutateur de puissance parait faible avec une valeur de 16 mais ceci est dû à un pont plus bas que prévu initialement. Le facteur de mérite du commutateur miniature est quant à lui à l'état de l'art avec une valeur de 42.

La tension d'activation est conditionnée par la raideur et les contraintes présentes dans la membrane. La diminution des dimensions entraine l'augmentation de la raideur du pont. Par conséquent la tension d'activation passe d'une vingtaine de volt pour les commutateurs de puissance à une quarantaine de volts pour les miniatures. Sur l'exemple de la Figure 1.77, le pont miniature s'actionne pour une tension de 39V.

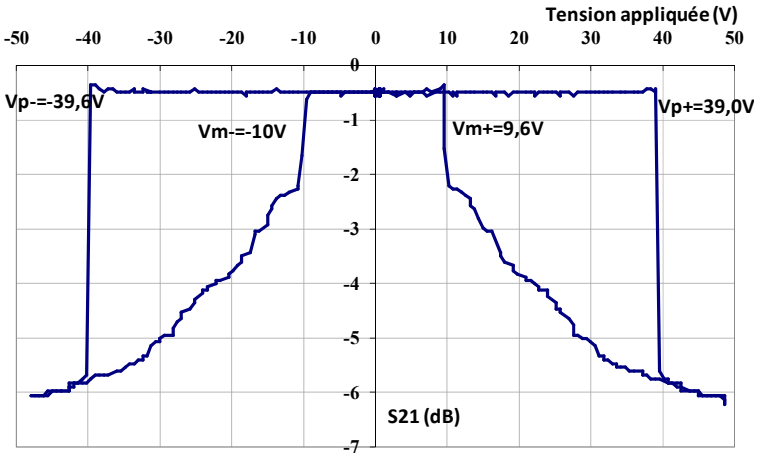


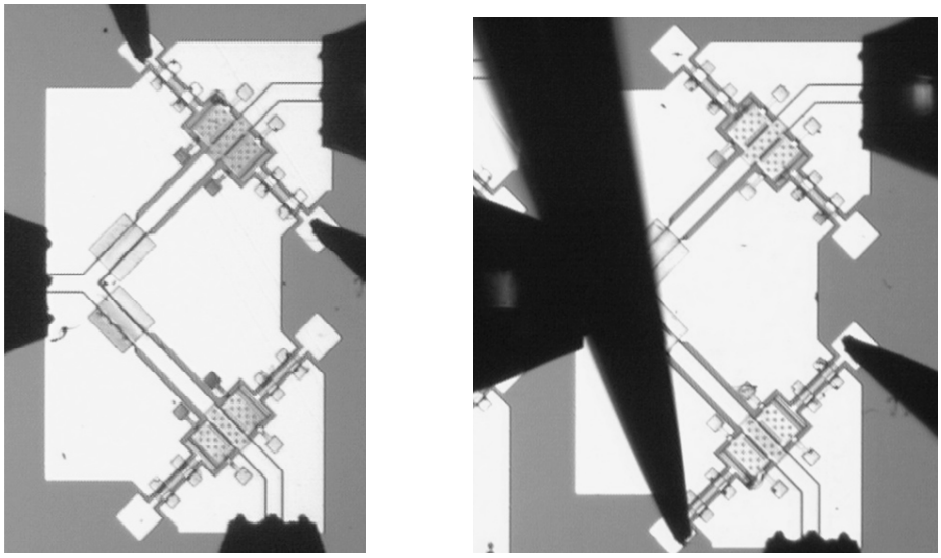
Figure 1.77 Tension d'activation d'un commutateur millimétrique

Les temps de commutation de ce type de commutateur est réduit par rapport aux commutateurs classiques. Ce résultat provient de l'augmentation de la raideur de la membrane par les faibles dimensions. Le passage de l'état haut à l'état bas s'effectue en 0,8µs et la remontée du pont dure 5,8µs.

Afin de confirmer encore la faisabilité de ces MEMS miniatures, un circuit plus complexe a été conçu à partir de deux commutateurs : un SPDT (Single Pole Double Throw).

3) Application à un SPDT

Le circuit Single Pole Double Throw permet d'acheminer alternativement deux signaux hyperfréquences. Il est composé de deux interrupteurs qui fonctionnent en complément l'un de l'autre, c'est-à-dire que lorsqu'un des deux commutateurs est à l'état bas l'autre sera à l'état haut et inversement. Par exemple sur la Figure 1.78a, le commutateur du haut est à l'état bas car les pointes de polarisation permettent de l'activer et le commutateur du bas est en position haute.



(a) (b)

Figure 1.78 SPDT à base de commutateurs miniatures sous test

Une charge 50Ω a été connectée sur la pointe RF de sortie du bas. Le signal est mesuré entre la pointe RF de gauche et celle de droite. Cette configuration (Figure 1.78 a) permet de

mesurer l'isolation. De même pour obtenir les pertes d'insertion, il n'y a que la polarisation qui change (Figure 1.78 b) afin d'inverser l'état des deux commutateurs. Les performances RF ainsi mesurées sont montrées par la Figure 1.79.

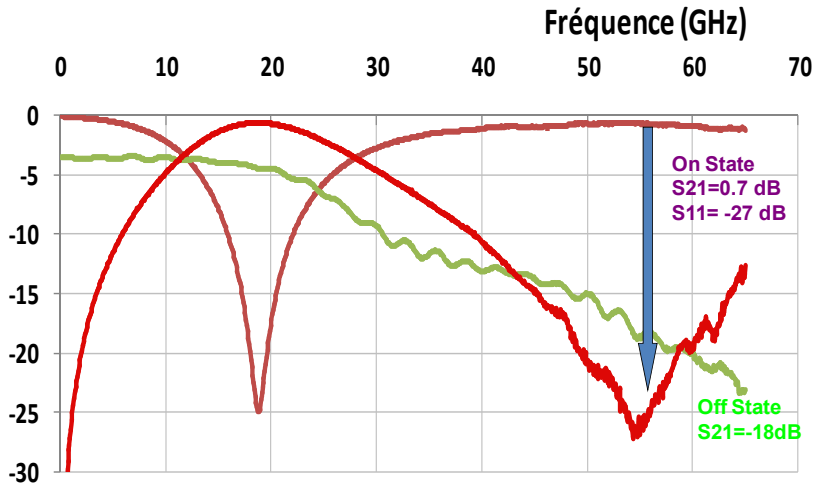


Figure 1.79 Performances du SPDT à 55GHz

A 55GHz, le SPDT présente donc une isolation de 18dB et des pertes d'insertion de 0,7dB. De plus, Le paramètre S11 vaut -27dB. Ces mesures démontrent la faisabilité des commutateurs MEMS miniatures.

Ainsi nous avons démontré la fabricabilité de commutateurs présentant d'excellentes performances dans le domaine millimétrique et réalisés lors du même procédé technologique que celui que nous avons mis au point pour les MEMS-RF de puissance. Ceci démontre que la technologie proposée permet de couvrir un large champ d'application.

IV. Conclusion

Ce chapitre a permis tout d'abord de montrer les étapes phare d'un procédé de fabrication de commutateurs MEMS RF en les illustrant par des exemples choisis parmi les procédés utilisés dans le monde. Ensuite, le procédé du laboratoire a été décrit en détail permettant ainsi de mettre en valeur les difficultés inhérentes à ce procédé et celles engendrées par le besoin de tenue en puissance. Quelques problèmes ont donc été mis en évidence comme une mauvaise qualité de contact due à la rugosité des lignes coplanaires et à une membrane déformée, le chargement du diélectrique, un rendement de fabrication faible surtout à cause de collages lors de l'étape finale de libération.

La résolution des principales difficultés a été présentée dans la seconde partie de ce chapitre. L'adoption d'une nouvelle résine (la PMGI) nous a permis notamment d'optimiser la qualité de contact des commutateurs en rendant la membrane plate mais aussi d'améliorer considérablement le rendement de fabrication de MEMS fonctionnels en réduisant les problèmes de collage et autres destructions. La fiabilité des diélectriques est un aspect non négligé dans ce chapitre. Les premiers résultats donnés par le nitrure de silicium dopé par des nanotubes de carbone semblent encourageants pour augmenter la durée de vie des commutateurs. Des études plus approfondies doivent être menées afin de mieux comprendre les phénomènes mis en jeu et pour contrôler la densité de CNT dans le diélectrique.

Ces diverses optimisations ont conduit à une fiabilisation du procédé de fabrication qui est allée jusqu'à l'élaboration avec succès de commutateurs miniatures qui possèdent des performances RF à l'état de l'art. De plus, il est maintenant envisageable d'associer plusieurs MEMS entre eux afin de réaliser un circuit plus complexe. La conception et la caractérisation d'un tuner d'impédance sera donc présenté dans le chapitre 3.

Les commutateurs fabriqués au LAAS sont dédiés à des applications de fortes puissances. Le chapitre 2 présente les problèmes liés à celle-ci en particulier l'élévation de la température au niveau du pont et les caractérisations effectuées.

V. Bibliographie du chapitre 1

[1.1] G. M. Rebeiz, “RF MEMS, Theory, Design and Technology”, Edition Willey 2003, chap. 1 “introduction: RF MEMS for microwave applications”, pp. 3-5.

[1.2] Ph. Robert, D. Saias, C. Billard, S. Boret, N. Sillon, C. Maeder-Pachurka, P. L. Charvet, G. Bouche, P. Ancey, P. Berruyer, “Integrated RF-MEMS switch based on a combination of thermal and electrostatic actuation”, *Transducers ’03*, Boston, June 2003, pp. 1714-1717.

[1.3] M. C. Degbe, J.-J. Laurin, “Design of a radio-frequency bistable switch using a thermal actuation on a dielectric membrane”, *ISSSE’07*, 2007, pp. 547-550.

[1.4] Y. Zhang, G. Ding, X. Shun, X. Li, B. Cai, “Design and analysis of the micromechanical structure for an electromagnetic bistable RF MEMS switch”, *APMC 2005,* 4-7 Dec. 2005, Vol. 1.

[1.5] H.-C. Lee, J.-Y. Park, J.-U. Bu, “Piezoelectrically actuated RF MEMS DC contact switches with low voltage operation”, *Microwave and Wireless Components Letters*, April 2005, Vol. 15, pp. 202-204.

[1.6] T. Vähä-Heikkilä, K. V. Caekenberghe, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, “RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications”, *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 17, May 2007, pp. 265-278.

[1.7] B. Lakshminarayanan, G. Rebeiz, “High-power high-reliability sub-microsecond RF MEMS switched capacitors”, *IEEE MTT-S*, 2007, pp. 1801-1804.

[1.8] K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac, D. Dubuc, “Germanium resistors for RF MEMS based Microsystems”, *Microsystems Technologies*.

[1.9] J. Hayden, G. Rebeiz, “Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS shifters using metal-air-metal capacitors”, *IEEE MTT*, 2003, pp. 309-314.

[1.10] N. V. Giridharan, R. Jayavel, P. Ramasamy, “Structural, morphological and electrical studies on barium strontium titanate thin films prepared by sol-gel technique”, *Crystal Research and Technology,* November 2000, pp. 65-72.

[1.11] G. Wang, T. Polley, A. Hunt, J. Papapolymerou, “A high performance tunable RF MEMS switch using barium strontium titanate dielectrics for reconfigurable antennas and phase arrays”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005, Vol. 4, pp. 217-220.

[1.12] S. Yagi, M. Shimizu, M. Inada, Y. Yamamoto, G. Piao, H. Okumura, Y. Yano, N. Akutsu, H. Ohashi, “High breakdown voltage AlGaN/GaN MIS-HEMT with SiN and TiO_2 gate insulator”, *Solid-State Electronics*, April 2006, pp. 1057-1061.

[1.13] 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, March 2001, pp. 106-108.

[1.14] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, L. P. B. Katehi, “Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, No.1, January 2003, pp.259-270.

[1.15] S. P. Pacheco, L. P. B. Katehi, C. T.-C. Nguyen, “Design of low actuation voltage RF MEMS switch”, *IEEE MTT-S Digest*, 2000.

[1.16] H-J. Suh, P. Bharathi, D. J. Beebe, J. S. Moore, "Dendritic material as a dry-release sacrificial layer", *Journal of MEMS,* Vol. 9, No. 2, June 2000, pp. 198-205.

[1.17] N. Sato, S. Shigematsu, H. Morimura, M. Yano, K. Kudou, T. Kamei, K. Madicha, "Novel surface structure and its fabrication process for MEMS fingerprint sensor", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 52, No. 5, Mai 2005, pp. 1026-1032.

[1.18] S. Young, D. Weston, B. Dauksher, D. Mancini, S. Pacheco, P. Zurcher, M. Miller, "A novel low-temperature method to fabricate MEMS resonators using PMGI as a sacrificial layer", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Août 2005, pp. 1824-1830.

[1.19] S. Frédérico, C. Hibert, R. Fritschi, Ph. Flückiger, Ph. Renaud, A. M. ionescu, "Silicon sacrificial layer dry etching (SSLDE) for free-standing RF MEMS architectures", *IEEE MEMS Conference*, Kyoto 2003, pp. 570-573.

[1.20] 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", *IEEE 2001*, pp. 816-819.

[1.21] S. Li, L-W. Pan, L. Lin, "Frozen water for MEMS fabrication and packaging applications", *IEEE 2003, pp. 650-653.*

[1.22] G. M. Rebeiz, J. B. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits", *IEEE microwave magazine*, Décembre 2001, pp. 59-71.

[1.23] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices", *IEEE MTTS digest*, pp. 329-332, 2002.

[1.24] Z. J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston, C. Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches", *IEEE Journal of MEMS*, Vol. 8, No. 2, June 1999, pp. 129-134.

[1.25] Z. Hou, Z. Liu, G. Hu, L. Liu, Z. Li, "Study on the reliability of capacitive shunt RF MEMS switch", *IEEE Int. Conf. on Electronics Packaging Technology,* 2006.

[1.26] R. Modlinski, Q. Chen, A. Witvrouw, P. Ratchev, R. Puers, J. M. J. den Toonder, I. de Wolf, "Reliability of RF-MEMS: stress relaxation in Al-alloy films", *14th MicroMechanics Europe Workshop*, 2003, pp. 155-158.

[1.27] J. Y. Park, G. H. Kim, K. W. Chung, J. U. Bu, "Electroplated RF MEMS capacitive switches", *IEEE 13th Conference on MEMS,* January 2000, pp. 639-644.

[1.28] J. Y. Kim, C-J. Kim, "Comparative study of various release methods for polysilicon surface micromachining", *IEEE Micro Electro Mechanical Systems*, January 1997, pp. 442-447.

[1.29] P. Blondy, A. Crunteanu, C. Champaux, A. Catherinot, P. Tristant, O. Vendier, J-L. Cazaux, L. Marchand, "Dielectric less capacitive MEMS switches", *2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, June 2004, pp. 573-576.

[1.30] http://www.memtronics.com/technology.aspx

[1.31] K. M. Strohm, B. Schauwecker, D. Pilz, W. Simon, J.-F. Luy, "RF-MEMS switching concepts for high power applications", *IEEE*, 2001, pp. 42-46.

[1.32] N. Nishijima, J.-J. Hung, G. M. Rebeiz, "A low-voltage high contact force RF-MEMS switch", *IEEE MTT-S Digest*, 2004, pp. 577-580.

[1.33] X. Yuan, J. C. M. Hwang, D. Forehand, and C. L. Goldsmith, "Modeling and Characterization of Dielectric-Charging Effects in RF MEMS Capacitive Switches", *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, June 2005, pp.753-756.

[1.34] K. Grenier, "Conceptions, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium: applications aux micro-systèmes millimétriques", *Manuscrit de thèse de l'université Paul Sabatier de Toulouse*, soutenue le 24 novembre 2000.

[1.35] G. M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design, and Technology", *Wiley 2003*, pp. 90-93.

[1.36] G. M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design, and Technology", *Wiley 2003,* chap. 2 "Mechanical modeling of MEMS devices: static analysis", pp. 36-38

[1.37] W. Kern, D.A. Puotinen, "Cleaning Solution Based on Hydrogen Peroxide for use in semiconductor technology", *RCA review*, June 1970, p. 187.

[1.38] J-P. Busquère, "Développement et integration de MEMS RF dans les architectures d'amplificateur faible bruit reconfigurables", *Manuscrit de thèse de l'Institut National des Sciences Appliqués de Toulouse*, soutenue le 19 décembre 2005.

[1.39] K. Grenier, D. Dubuc, L. Mazenq, J-P. Busquère, B. Ducarouge, F. Bouchriha, A. Rennane, V. Lubecke, P. Pons, P. Ancey, R. Plana, "Polymer based technologies for microwave and millimeterwave applications", *50th IEEE IEDM'04*, (San Francisco, USA, Dec. 13-15), 2004.

[1.40] H. Shen, J. Arreaga, R. Ramanathan, H. Knoedler, J. Sawyer, S. Tiku, 'Fabrication and characterization of thin film resistors for GaAs-baed power amplifiers', *International Conference on Compound Semiconductor Manufacturing Technology*, CS ManTech, 2003.

[1.41] R. Kola, M. Lau, S. Duenas, H. Kumagai, P. Smith, R. Frye, K. Tai, P. Sullivan, 'Thin film resistors and capacitors for advanced packaging', *1997 International Symposium on Advanced Packaging Materials*, pp. 71-74.

[1.42] R. Kola, M. Lau, S. Duenas, H. Kumagai, P. Smith, R. Frye, K. Tai, P. Sullivan, "Thin film resistors and capacitors for advanced packaging", *Int Symp on Ad Pack Materials*, 1997, pp. 71-74

[1.43] B. Lakshminarayanan, T. Weller, "Design and modeling of 4-bit slow-wave MEMS phase shifters", *IEEE MTT*, 2006, pp. 120-127.

[1.44] M. Hara, J. Kuypers, T. Abe, M. Esahi, "MEMS based thin film 2 GHz resonator for CMOS integration", *IEEE MTT-S Int*, (Philadelphia, USA, June 8-13), 2003, pp. 1797-1800.

[1.45] B. Li, B. Xiong, L. Jiang, Y. Zohar, M. Wong, "Germanium as a versatile material for low-temperature micromachining", *J. of MEMS*, 1999, pp. 366-372.

[1.46] H. Mahfoz-Kotb, A.C. Salaün, T. Mohammed-Brahim, N. Coulon, O. Bonnaud, "Air-gap polysilicon thin film transistors on glass substrates", *Sens Actuators A*, 2004, pp. 344-349.

[1.47] A. Franke, J. Heck, T. King, R. Howe, "Polycrystalline Silicon-Germanium films for integrated Microsystems", *J. of MEMS*, 2003, pp.160-171.

[1.48] C. Leinenbach, H. Seidel, T. Fuchs, S. Kronmueller, F. Laermer, "A novel sacrificial layer technology based on highly selective etching of silicon-germanium in CLF3", *IEEE MEMS 2007 conference,* (Kobe, Japan, Jan 21-25), 2007, pp. 65-68.

[1.49] L. Colace, G. Masini, G. Assanto, "Ge on Si approaches to the detection of near-infrared light", *IEEE J. of Quantum Electronics*, 1999, pp. 1843-1852.

[1.50] J. Oh, JC. Campbell, G. Thomas, S. Bharatan, R. Thoma, C. Jasper, R. Jones, T. Zirkle, "Interdigitated Ge p-i-n photodetectors fabricated on a Si substrate using graded SiGe buffer layers", *IEEE J. of Quantum Electronics*, 2002, pp. 1238-1241.

[1.51] J. Schmidtchen, B. Schüppert, A. Splett, K. Petermann, "Germanium-diffused waveguide in silicon for λ = 1.3µm and λ = 1.55µm with losses below 0.5dB/cm", *IEEE Photonics Technology Letters*, 1992, pp. 43-1852.

[1.52] K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac, D. Dubuc, "Germanium as an integrated resistor material in RF MEMS switches", *SPIE Microtechnologies for the New Millenium 2007 conference*, (Maspalomas, Spain, May 2-4), conf. 6589.

[1.53] C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, R. Plana, "Performances optimization for capacitive parallel MEMS switches", *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006.

[1.54] D. Mercier, P. Blondy, D. Barataud, D. Cros, P. Guillon, C. Champeaux, P. tristant, A. Catherinot, "Model for MEMS switches power handling and phase noise", *european Microwave conference*, 2002.

[1.55] A.B. Yu, A.Q. liu, Q. X. Zhang, A. Alphones, L. Zhu, A. P. Shacklock, "Improvement of isolation for MEMS capacitive switch via membrane planarization", *Sensors and Actuators A*, 2005, pp. 206-213.

[1.56] Y-S. Lin, C-T. Pan, K-L. Lin, S-C. Chen, J-J. Yang, J-P. Yang, "Polyimide as the pedestral of batch fabricated micro-ball lens and micro-mushroom array", *MEMS Conference*, January 2001, pp. 337-340.

[1.57] H. Hocheng, C.T. Pan, C.C. Cheng, "Formation of micro-lens by reflow of dual photoresist", *Microprocesses and Nanotechnology Conference*, 6-8 Nov. 2002, pp. 198 – 199.

[1.58] S. Mellé, "Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF : Application à la fiabilité prédictive de micro-commutateurs électromécaniques micro-ondes", *Manuscrit de thèse de l'université Paul Sabatier de Toulouse*, soutenue le 14 décembre 2005.

[1.59] D. De Conto, "Caractérisation et modélisation des phénomènes de dégradation des micro-commutateurs MEM RF capacitifs", *Mémoire du diplôme d'ingénieur CNAM*, Septembre 2005.

[1.60] C. Laurent, "Diélectriques solides et charge d'espace", *Techniques de l'ingénieur, Traité Génie électrique*, 1999, pp. D2305-1-D2305-13.

[1.61] R. Fournié, R. Coelho, "Diélectriques _ Bases théoriques", *Techniques de l'ingénieur*, Traité Génie électrique, 2000, pp. D2300-1-D23000-12.

[1.62] A. Ziaei, T. dean, Y. Mancuso, "Lifetime characterization of capacitive power RF MEMS switches", 2005 *European microwave conference,* Vol. 3, Oct. 2005.

[1.63] W. M. van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf, "Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS", *International Electron Devices Meeting*, San Francisco, USA, 2002, pp. 901-904.

[1.64] E. K. Chan, K. Garikipati, R. W. Dutton, "Characterization of contact electromechanics through capacitance-voltage measurements and simulations", *Journal of microelectromechanical systems*, Juin 1999, vol. 8, n°2, pp. 208-217.

[1.65] J. R. Reid, "Simulation and measurements of dielectric charging in capacitive microwave switches", *MSM 2002*, San Juan, Puerto Rico, USA, April 2002, Vol. 1, pp. 250-253.

[1.66] X. Rottenberg, B. Nauwelaers, W. De Raedt, H. A. C. Tilmans, "Distributed dielectric charging and its impact on RF MEMS devices", *Proc. 34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Pays-bas, Oct. 2004, pp. 77-80.

[1.67] D. Bouyge, P. Blondy, A. Crunteanu, A. Pothier, "Nouvelle technologie et fiabilité d'un commutateur MEMS capacitive sans diélectrique", *Conférence JNM 2007*, Toulouse.

[1.68] C. L Goldsmith, D. I. Forehand, Z. Peng, J. C. M. Hwang, J. L. Ebel, "High-cycle life testing of RF MEMS switches", *IEEE MTT-S International Microwave Symp.*, June 2007, pp. 1817-1820.

[1.69] J. C. Ehmke, C. L. Goldsmith, Z. J. Yao, S. M. Eshelman, "Method and apparatus for switching high frequency signals", *Patent No: US 6,391,675 B1*, May 2002.

[1.70] Z. Hou, Z. Liu, G. Hu, L. Liu, Z. Li, "Study on the nano-topography of the electrode surface and the breakdown voltage in RF MEMS switches", *1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems,* January 2006, Zhuhai, China, pp. 395-398.

[1.71] Y. S. Song, J. R. Youn, "Evaluation of effective thermal conductivity for carbon nanotube/polymer composites using control volume finite element method", *Carbon*, 2005, pp. 710-717.

[1.72] S. Barrau, P. Demont, A. Peigney, C. Laurent, C. Lacabanne, "DC and AC conductivity of carbon nanotubes-polyepoxy composites", *Macromolecules*, 2003, pp. 5187-5194.

[1.73] A. Saib, L. Bednarz, R. daussin, C. Bailly, X. Lou, J-M. Thomassin, C. Pagnoulle, C. Detrembleur, R. Jérômr, I. Huyen, "Carbon nanotube composites for broadband microwave absorbing materials", *IEEE Transactions, Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, June 2006.

[1.74] K-Y. Park, S-E. Lee, C-G. Kim, J-H. Han, "Fabrication and electromagnetic characteristics of electromagnetic wave absorbing sandwich structures", *Composites Sc. And Tech.*, 2005, pp. 576-584.

[1.75] E. Flahaut, R. Bacsa, A. Peigney, Ch. Laurent, "Gram-scale CCVD synthesis of double-walled carbon nanotubes", *Chemical Commun.*, 2003, pp. 1442-1443.

[1.76] S. Mellé, D. De Conto, L. Masenq, D. Dubuc, B. Poussard, C. Bordas, K. Grenier, L. Bary, O. Vendier, J-L. Muraro, J-L. Cazaux, R. Plana, "Failure predictive model of capacitive RF-MEMS", *ESREF 2005*.

[1.77] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao. L. Brank, M. Eberly, "Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches", *IEEE MTT-S International Microwave Symp. Dig.*, Phoenix, USA, May 2001, Vol. 1, pp. 227-230.

[1.78] J. R. Webster, C. W. Dyck, C. D. Nordquist, J. A. Felix, M. R. Shaneyfelt, J. R. Schwank, J. C. Banks, "Process-Induced Trapping of Charge in PECVD Dielectrics for RF MEMS Capacitive Switches", *IEEE 43rd Annual International Reliability Physics Symposium*, 2005.

[1.79] F. Du, J. E. Fischer, K. I. Winey, "Effect of nanotube alignement on percolation conductivity in carbon nanotube/polymer composites", *Physical Review B 72*, 2005.

[1.80] http://www.microchem.com/products/pmgi.htm

[1.81] http://www.microchemicals.com/photoresist/photoresist_az_1500_series_eng.htm

[1.82] http://www.microchem.com/products/pmma.htm

[1.83] http://www.brewerscience.com/products/sm/product-information/mems-products/#27

[1.84] http://www.microchem.com/products/su_eight.htm

[1.85] B. Margesin, A. Bagolini, V. Guarnieri, F. giacomozzi, A. Faes, "Stress characterization of electroplated gold layers for low temperature surface micromachining", *DTIP of MEMS/MOEMS 2003,*May 2003, pp. 402-405.

Chapitre 2 Etudes et caractérisations de la tenue en puissance de commutateurs MEMS RF

I. Introduction

Afin d'augmenter le champ d'application des interrupteurs MEMS, des études tendent depuis peu à améliorer leur tenue en puissance. Ces composants pourraient par conséquent être intégrés dans des chaînes d'émission RF qui bénéficieraient ainsi de leurs excellentes performances électriques en termes de pertes d'insertion, d'isolation mais aussi de linéarité. De nombreux tests et développements sur la tenue en puissance des micro-commutateurs ont été initiés par Benoit Ducarouge dans le cadre de sa thèse au sein du laboratoire [2.1]. Nous allons présenter dans ce chapitre des études et caractérisations complémentaires effectuées sur les commutateurs dont nous avons décrit la fabrication au chapitre 1.

Dans un premier temps, un tour d'horizon des MEMS de puissance réalisés par les laboratoires internationaux sera effectué. Nous nous focaliserons sur les commutateurs ohmiques et capacitifs à activation électrostatique. Ensuite, nous verrons les différents mécanismes de défaillances qui peuvent être imputés au travail sous puissance.

Nous avons remarqué que l'une des principales défaillances provient du fait que le passage de la puissance échauffe le dispositif ce qui se traduit par une déformation du pont irréversible. Des études en températures sont donc présentées afin d'appréhender le comportement thermomécanique des structures et de l'optimiser.

Les troisième et quatrième parties concernent les mesures en puissance des commutateurs et les caractérisations infrarouges. A près un descriptif de la manipulation, nous verrons essentiellement les résultats obtenus en commutation froide et chaude. La caméra infrarouge nous permettra de corréler l'échauffement dû à la puissance aux tests thermomécaniques.

Finalement, la dernière partie propose une solution du point de vue morphologique du commutateur pour améliorer sa tenue en puissance.

II. Etat de l'art des commutateurs MEMS de puissance

De nombreuses applications comme les systèmes de communications spatiaux, la téléphonie mobile ainsi que l'instrumentation peuvent bénéficier des avantages des commutateurs MEMS RF de puissance. Ceux-ci peuvent en effet permettre d'économiser de l'énergie dans les systèmes mobiles (satellite, téléphone portable) grâce à leur faible consommation. Leur forte intégrabilité pourrait aussi assurer une importante réduction du poids de ces systèmes. Enfin, les hautes performances RF en termes de pertes, d'isolation et d'intermodulation augmenteraient l'efficacité des produits (cf. Tableau 2.1, qui indique une comparaison des performances entre composants actifs et MEMS RF [2.2]). Le Tableau 2.1 confirme les bonnes performances RF des commutateurs MEMS sur une large bande de fréquence contrairement aux composants actifs.

Caractéristiques	*FET GaAs, diode PIN*	*Commutateurs MEMS RF*
Pertes d'insertion	Haute (>0.8dB)	Faible (<0.2dB)
Isolation	Moyenne (<-25dB)	Bonne (<-35dB)
Temps de commutation	Rapide (~10ns)	Lent (~µs)
Puissance consommée	Basse	Négligeable (électrostatique, piézoélectrique)
Tension de polarisation	Basse (<2V)	Haute (>10V), basse (<3V electro-magnétique, piézoélectrique)
Nombre de cycles	Infini	Fini (>10^9)
Linéarité	Non linéaire	Très linéaire
Largeur de bande	Etroite	Large
Tenue en puissance	<10W	<2,5W

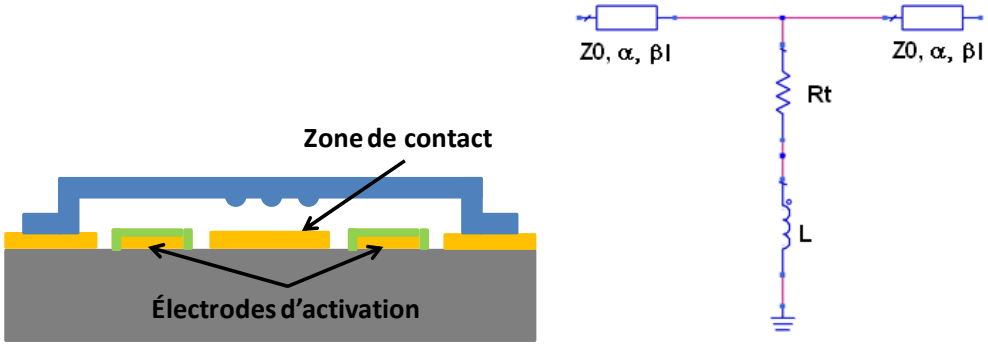
Tableau 2.1 Performances des commutateurs MEMS par rapport aux composants actifs

Dans le chapitre 1, seuls les commutateurs capacitifs ont été abordés. Néanmoins, il nous semble important de rappeler les performances de tenue en puissance de toutes les topologies de MEMS en termes de contact, ohmique ou capacitif.

1. Commutateurs ohmiques de puissance [2.3]

1) Commutateur ohmique parallèle

Les commutateurs parallèles à contact DC sont similaires aux MEMS parallèles capacitifs à l'exception du type de contact et éventuellement de la présence d'une électrode indépendante permettant d'attirer la membrane en position basse. En position haute, le commutateur ohmique parallèle est régi par le même modèle électrique que les MEMS capacitifs car le diélectrique est juste remplacé par de l'air. A l'état bas, le contact DC résulte d'un circuit R_tL en parallèle à la ligne de signal (voir Figure 2.1). La résistance R_t est égale à la somme de la résistance de contact R_c et de la résistance du pont mobile R_p.



(a) (b)

Figure 2.1 Commutateur ohmique parallèle (a) ; Son modèle électrique en position basse (b)

L'isolation est donnée par l'équation suivante :

$$S_{21} = \frac{2(R_t+j\omega L)//Z_0}{(R_t+j\omega L)//Z_0+Z_0} \approx \frac{2(R_t+j\omega L)}{Z_0+R_t+j\omega L} \qquad \textbf{Équation 2.1}$$

Elle est dominée par la valeur de l'inductance quand $f \geq R_t/(2\pi L)$. Le paramètre $[S_{11}]$ à l'état haut permet d'extraire la capacité. Les paramètres Rt et L de l'état bas sont déduits du paramètre $[S_{21}]$ lorsque le pont est en contact.

2) Commutateur ohmique série

Comme pour les commutateurs parallèles, les commutateurs DC série ont la même valeur de capacité à l'état haut que les interrupteurs capacitifs. De même, l'activation est indépendante grâce à une électrode séparée. L'état bas se modélise par un bout de ligne de transmission ayant la longueur de la membrane en série avec une résistance de contact comme le montre le schéma en Figure 2.2. La résistance de contact dépend de la taille de la surface en contact, de la force mécanique appliquée et de la qualité du contact métal/métal.

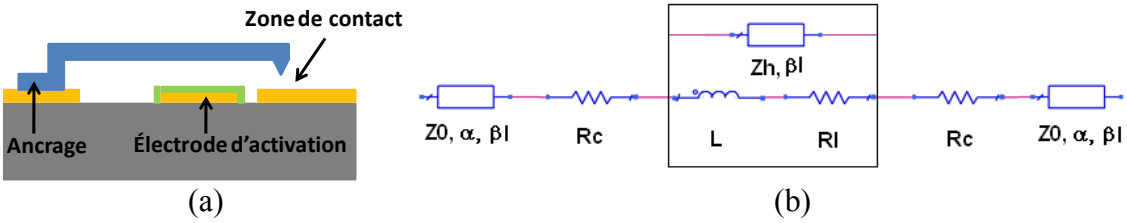


Figure 2.2 Commutateur ohmique série (a) ; Son modèle électrique à l'état bas

La résistance totale est donc égale à :

- $R_t = 2R_c + R_l$ pour une poutre à deux surfaces de contact
- $R_t = R_c + R_l$ pour une poutre en prolongement de la ligne de signal avec une surface de contact.

Dans les deux équations précédentes, la valeur de la résistance de contact prédomine car en pratique la qualité du contact n'est pas parfaite.
Les commutateurs ohmiques présentent de bonnes performances à basse fréquence.

3) Mécanisme de défaillance des commutateurs ohmiques sous puissance

Les principaux mécanismes de défaillance à basse puissance des commutateurs ohmiques se résument à un endommagement de la surface de contact métallique, à la modification de sa rugosité ou bien encore de sa dureté ce qui est lié à une évolution microstructurale de la couche (texture, contrainte…) mais aussi à une modification mécanique (frottement). Ces deux derniers phénomènes arrivent lorsque deux métaux s'échauffent l'un l'autre de façon répétée sur une même zone. Les mécanismes de défaillance résultent de l'impact des forces mises en jeu entre le haut et le bas du contact métallique. En conséquence, la valeur de la résistance de contact augmentera. Contrairement aux commutateurs capacitifs qui sont sujet à l'auto-activation sous forte puissance (voir paragraphe III.1), les commutateurs ohmiques sont très peu sensibles à ce phénomène car la surface de contact est très petite. En revanche, l'ajout de la puissance RF à ces composants entraîne une augmentation de la température au niveau du contact entre les deux métaux. En effet, en commutation chaude, la forte résistance due à la petite surface de contact provoque une forte dissipation de chaleur au niveau de la zone de contact.

La conductance thermique (Gt) traduit la capacité d'un contact à dissiper la chaleur à travers ce contact. Elle dépend de la conductivité thermique du matériau et de la surface de contact. L'augmentation de la température au niveau du contact se calcule de la façon suivante :

$$\Delta T = \frac{P}{G_t} = \frac{|I_l|^2 R}{G_t} = \frac{|I_l|^2}{G_t}\frac{\tau\rho}{\pi r} \qquad \textbf{Équation 2.2}$$

où P est la puissance dissipée au niveau du contact, R correspond à la résistance de contact, ρ est la résistivité métallique du contact, r est le rayon de contact et τ un facteur en température

qui traduit les variations de la résistance de contact. Une augmentation de température de seulement 20 à 30°C est suffisante pour réduire la rugosité du contact et la dureté du matériau. D'autres mécanismes de défaillance sont à signaler : phénomène d'arc électrique, transfert de matière, forte densité de courant au niveau du contact et des points chauds localisés.

4) Etat de l'art des commutateurs ohmiques de puissance

Nous avons sélectionné quelques exemples phares de commutateurs ohmiques, qui ont été mesurés en puissance. Le premier correspond au commutateur ohmique présenté dans la Figure 2.3, qui a été conçu pour des fréquences allant du DC jusqu'à 40GHz. Daimler-Chrysler et ISMT nous montre ainsi une structure originale à bascule [2.4]. L'usage de lignes inductives permet d'obtenir de bonnes performances RF jusqu'à 40GHz. En position fermée, l'atténuation de l'interrupteur est inférieure à 0,25dB jusqu'à une fréquence de 35GHz. De même, en position ouverte, le commutateur montre une isolation supérieure à 14dB jusqu'à 30GHz. Une puissance supérieure à 2,5W est atteinte par ces dispositifs sans apparition d'auto-activation.

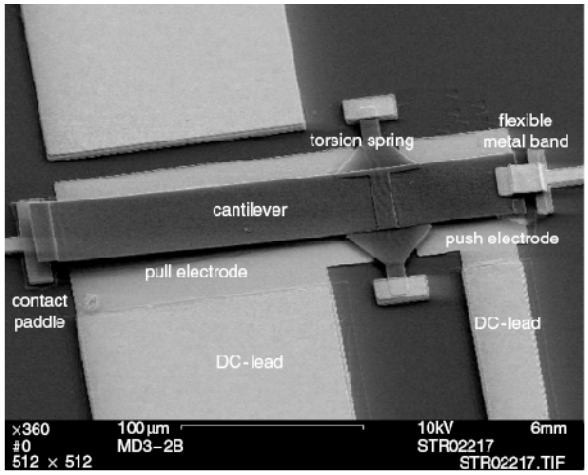


Figure 2.3 Vue MEB du commutateur ohmique à bascule de Daimler-Chrysler et IMST [2.4]

La société Radant MEMS propose, quant à elle, un micro-commutateur à contact ohmique avec une solution packagée (voir Figure 2.4). La tension d'activation est comprise entre 40 et 120V suivant les versions [2.5]. En effet, des commutateurs à deux, quatre ou huit points de contact ont été fabriqués. Des tests de fiabilité à 10GHz sur la version à huit contacts montrent un nombre de cycle supérieur à 10 milliards en commutation chaude avec une entrée à 0,5W. Deux versions de commutateurs sont commercialisées actuellement. Ils fonctionnent dans des bandes de fréquences différentes : l'un jusqu'à 12GHz et l'autre jusqu'à 40GHz.

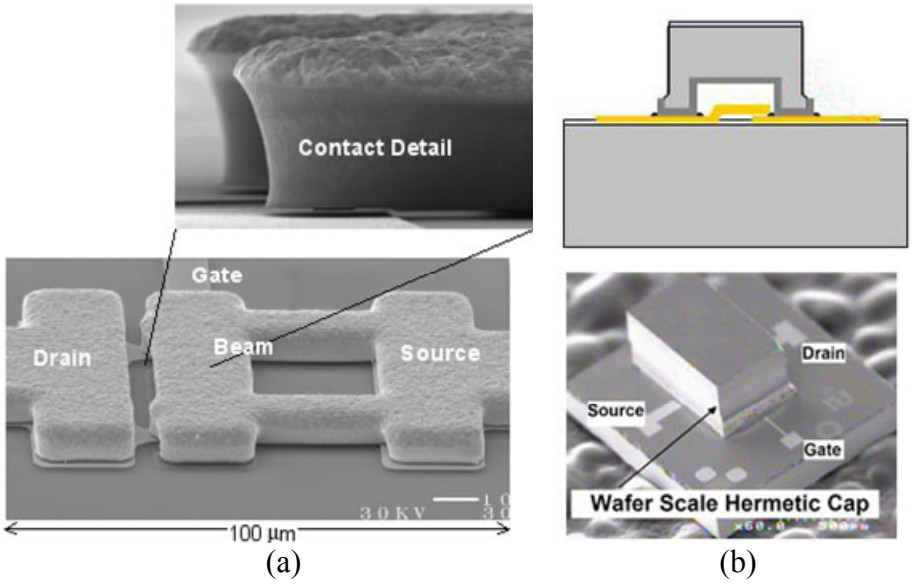


Figure 2.4 Photographies du commutateur à contact ohmique en ligne à 2 contacts de Radant MEMS (a), packaging de ce même commutateur (b) [2.5]

Le premier (RMSW100^{TM}) présente à 4GHz des pertes d'insertion inférieure à 0,18dB et une isolation supérieure à 20dB. Son temps de commutation est de l'ordre de 5µs au maximum. Cette valeur est commune aux deux types de composants. Le second (RMSW200TM) offre des pertes d'insertion de 0,5dB à 20GHz et une isolation supérieure à 14dB pour cette même fréquence. Le détail des performances est donné sur le site internet de Radant MEMS [2.5].

Comme Radant MEMS, la société Mitsubishi fabrique des commutateurs ohmiques à un ou plusieurs points de contact pour une bande de fréquence allant de 1GHz à 40GHz [2.6]. Il est construit sur la base d'un guide d'onde mobile suspendu au dessus d'une cavité en silicium comme illustré sur la Figure 2.5.

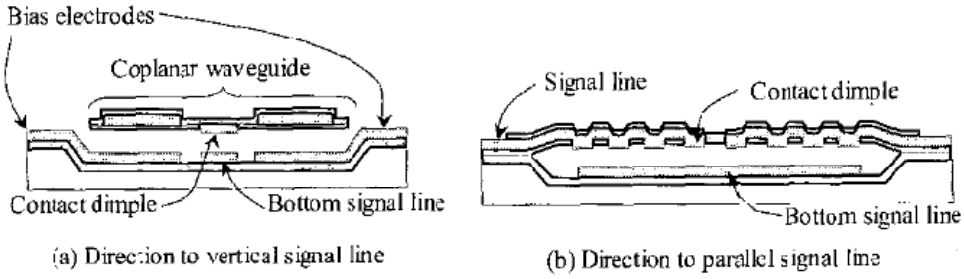


Figure 2.5 Vue en coupe d'un MEMS de type multi-contacts de la société Mitsubishi [2.6]

Les commutateurs à points de contact multiples présentent de meilleures pertes d'insertion (entre 0,1 et 0,35dB) que celles du commutateur à simple point de contact qui sont comprises entre 0,75 et 1dB. Le contact multiple permet effectivement de baisser la résistance de contact. Du point de vue de l'isolation, c'est exactement l'inverse sachant qu'elle est comprise entre 25 et 65dB pour le simple contact et entre 20 et 50dB pour le multiple contact. Lors des tests à 7GHz de tenue à la haute puissance sous le mode commutation chaude, le commutateur à multiples points de contact entre en défaillance à 1,6W tandis que le simple contact tient au delà de 2,4W. L'hypothèse avancée pour expliquer ces bonnes performances en puissance réside dans les aspérités de la surface de contact.

Enfin, l'originalité du commutateur à contact ohmique de L. Que et al consiste en l'utilisation d'un bistable à activation électro-thermique [2.7]. Il ne requiert aucune tension ou puissance pour maintenir l'un ou l'autre des états. A 2,2GHz, cet interrupteur offre des pertes

d'insertion de 0,5dB et une isolation de 38dB alors qu'à 3,5GHz, il présente 1dB de pertes et 30dB d'isolation. En commutation froide, ce commutateur atteint des puissances supérieures à 1W sans aucune dégradation.

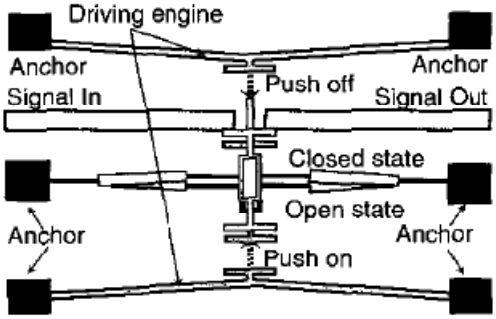


Figure 2.6 Commutateur bistable à contact ohmique de l'université du Michigan [2.7]

Le Tableau 2.2 résume les caractéristiques des commutateurs à contact ohmique mesurés en puissance et décrits précédemment.

Equipe de recherche/ société	**Daimler Chrysler [2.4]**	**Radant MEMS [2.5]**	**Mitsubishi [2.6]**	**Université du Michigan [2.7]**
Performances RF	Passant : 0,25dB @ 35GHz Bloqué : >14dB @ 30GHz	2 contacts : Passant : 0,4dB @ 10GHz Bloqué : 20dB @ 10GHz 8 contacts : Passant : 0,2dB @ 2GHz Bloqué : 27dB @ 2GHz	Contact multiple : Passant : 0,1~0,35dB @ 1-40GHz Bloqué : -50~-20dB @ 1-40GHz Contact simple : Passant : 0,75~1dB @ 1-40GHz Bloqué : -65~-25dB @ 1-40GHz	Passant : 0,5dB @ 2,2GHz/1dB @ 3,5GHz Bloqué : 38 dB @ 2,2GHz/ 30dB @ 3,5GHz
Force (mN) /contact (Ω)	5-16Ω	0,1mN		1,14mN
Commutation chaude	>2W		Contact multiple : 1,6W @ 7GHz Contact simple : 2,4W @ 7GHz	
Commutation froide	2,5W @ 5GHz	2,5 milliards de cycle sous 2W à 8GHz		>1W
Nombre de cycles	$2,4\ 10^5$	Sans packaging : 100 milliards Avec packaging : 30 milliards		
Année	2005	2003	2005	2004

Tableau 2.2 Synthèse des résultats de tenue en puissance de commutateurs ohmiques

Les commutateurs à contact ohmique sont limités en fréquence et aussi en puissance malgré des résultats encourageants avec des tenues en puissance supérieure à 2W. Au LAAS, nous travaillons sur des commutateurs à contacts capacitifs de par leurs plus fortes potentialités dans le domaine fréquentiel millimétrique. Ce type de contact est propice à la tenue en puissance mais reste néanmoins à être améliorée. Nous allons donc consacrer la suite de ce chapitre à la tenue en puissance des commutateurs capacitifs.

2. Commutateurs capacitifs de puissance

Comme pour les commutateurs à contact ohmique, quelques exemples de commutateurs capacitifs mesurés en puissance sont indiqués dans ce paragraphe.

Le commutateur capacitif parallèle de Raytheon a déjà été décrit du point de vue technologique dans le chapitre 1. Une première description des mécanismes de défaillance (auto-activation et auto-maintien) a été fournie par cette société en 2002 [2.8]. Pour tester l'auto-activation, une puissance RF est appliquée à l'interrupteur jusqu'à ce qu'il s'abaisse. La puissance moyenne d'auto-activation a été mesurée à 4W avec une variation de ±0,5W sur dix échantillons. L'auto-maintien a été testé en faisant commuter le pont alors que l'on augmente petit à petit la puissance RF injectée jusqu'à ce que le pont reste à l'état bas. Parmi les dix commutateurs mesurés, l'auto-maintien moyen a été observé à 510mW avec un écart-type de 50mW. Plus la puissance appliquée augmente, plus la tension d'activation va diminuer. L'effet de la puissance sur la tension d'actionnement doit être pris en compte pour de fortes puissances. En commutation chaude, ces commutateurs atteignent les 1 milliard de cycles sous une puissance de 500mW sans défaillance. Des puissances supérieures entraînent presque immédiatement un défaut.

Le commutateur du laboratoire MIT Lincoln, quant à lui, présente également une configuration série comme celui de Raytheon [2.9]. Mais la membrane est formée à partir d'un sandwich de trois couches métalliques afin d'optimiser la force de rappel (voir Figure 2.7). Il est mis en évidence l'effet de la puissance RF sur la tension d'activation et sur les temps de commutation (temps de remontée du pont). Effectivement, plus la puissance appliquée est importante, plus les tensions d'actionnement seront faibles et les temps de remontée du pont élevés à cause de la force électrostatique induite par la puissance. Des mesures de linéarité sur les performances RF montrent que les pertes d'insertion et l'isolation restent constantes jusqu'à des puissances supérieures à 7W. La limite en commutation chaude est de 1W à 5GHz et 1,7W à 10GHz.

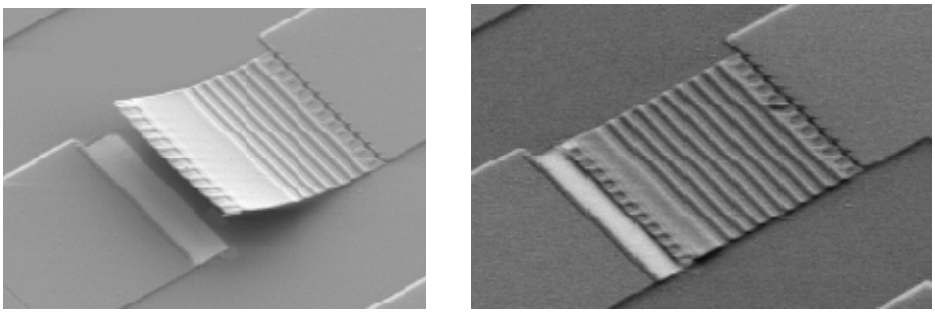


Figure 2.7 Commutateur série du laboratoire MIT Lincoln ouvert et fermé [2.9]

Autre exemple, le commutateur capacitif parallèle de l'université de Purdue a été conçu pour des tensions d'activation faibles (jusqu'à 6V) grâce à ses bras de connexion avec un ou plusieurs serpentins comme le montre la Figure 2.8 [2.10]. L'espace entre la membrane et la ligne RF est important à maîtriser car il conditionne la puissance d'auto-activation surtout pour les commutateurs à faible constante de raideur.

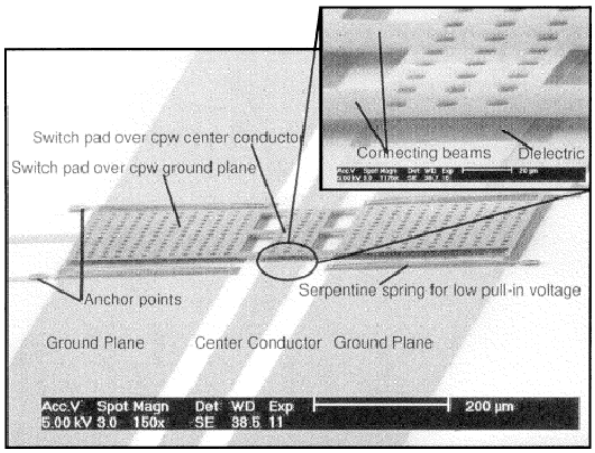


Figure 2.8 Commutateur capacitif parallèle de l'université de Purdue [2.10]

A l'état haut, une augmentation de la puissance jusqu'à 5,5W ne provoque pas d'auto-activation sur aucun échantillon. Une légère courbure des bras de maintien des commutateurs a été observée à l'état bas pour des forts niveaux de puissance (supérieurs à 3W). Mais ils reviennent en place après arrêt de la puissance. Ceci est dû aux effets thermiques associés à la génération de chaleur due à la puissance en entrée. D. Peroulis et al ont montré que la puissance d'auto-maintien est proportionnelle au carré de la fréquence de fonctionnement et qu'elle est fonction de la capacité à l'état bas du commutateur, capacité qui traduit la qualité de contact de celui-ci. Des électrodes positionnées au-dessus de la membrane ont été rajoutées afin d'améliorer les capacités de tenue en puissance des interrupteurs à basse tension d'activation. Ces électrodes permettront d'élever la puissance d'auto-maintien. En effet, une puissance de 0,8W est atteinte à 10GHz.

Côté français, Thales présente un commutateur capacitif parallèle avec de bonnes performances RF : des pertes d'insertion de 0,1dB à 40GHz et une isolation de 38dB à 10GHz [2.11]. Ce commutateur capacitif vu en Figure 2.9 utilise un diélectrique intermédiaire original : du PZT (Titano-Zirconate de Plomb) de constante diélectrique 190. Il en résulte un très grand rapport Con/Coff de 400.

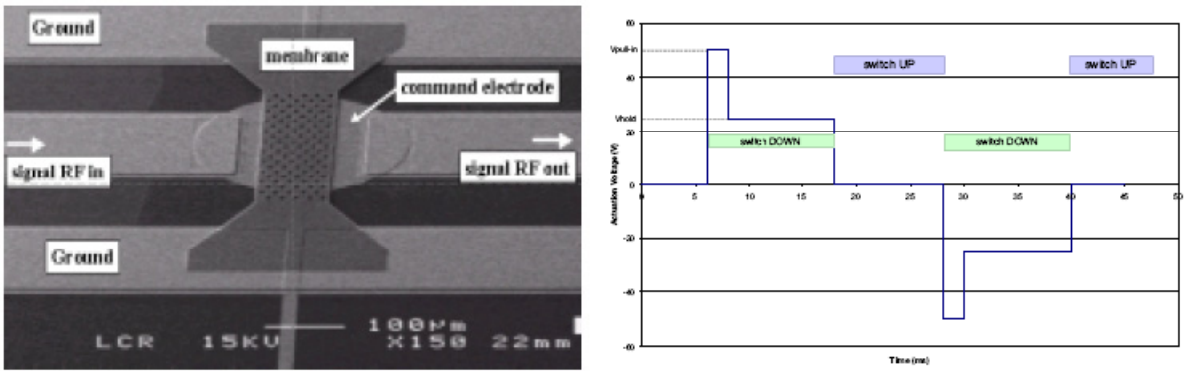


Figure 2.9 Commutateur capacitif de Thalès et forme d'onde pendant cyclage [2.11]

La forme d'onde de la tension d'activation a été travaillée. Une forte tension est tout d'abord appliquée pendant un cours laps de temps pour attirer l'interrupteur en position basse. Elle est ensuite réduite à un seuil capable de maintenir le pont à l'état bas. Pour le cycle d'après, la même forme d'impulsion est appliquée mais avec une tension de signe opposé. Dans le meilleur des cas, une durée de vie de 10 milliards de cycles a été atteinte sous une puissance de 1W.

Autre exemple, le laboratoire de recherche de la Air Force a conçu un commutateur original dont la membrane mobile (poutre) a une forme en S, comme le montre la Figure 2.10 [2.12]. Il est composé de deux électrodes : l'électrode de maintien basse et l'électrode de maintien haute. Cette dernière se trouve sur une couche d'encapsulation en diélectrique qui sert aussi de packaging du composant.

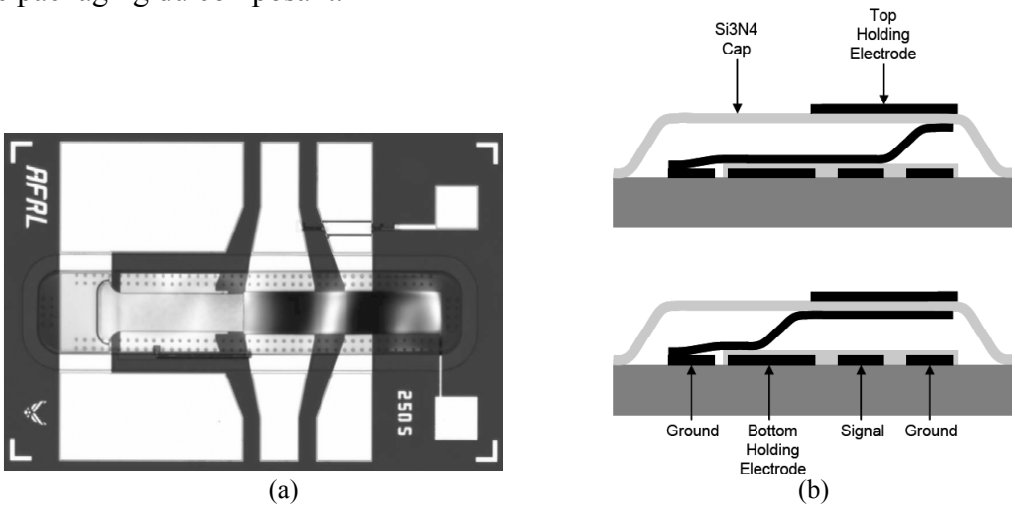
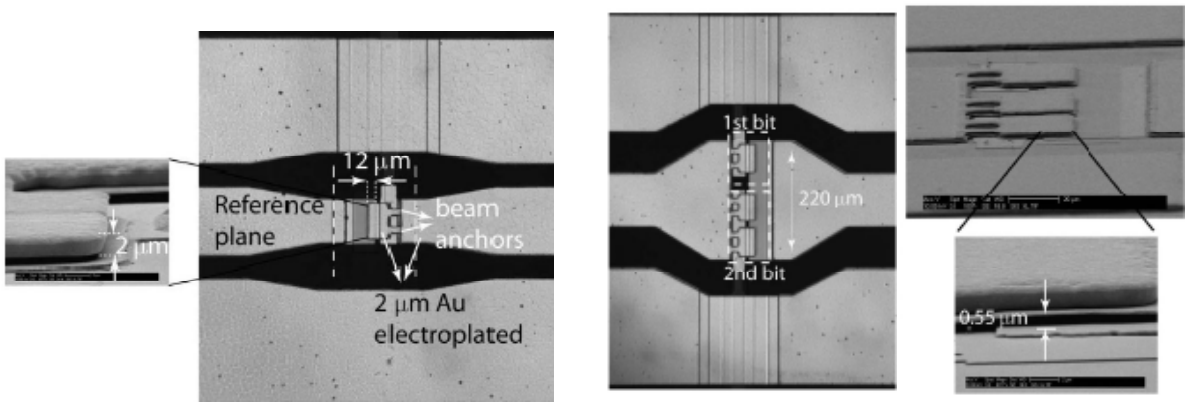


Figure 2.10 Commutateur du laboratoire de la Air Force : photo SEM (a), vue en coupe du composant à l'état bloqué (schéma du haut) et à l'état passant (schéma du bas) [2.12]

Ce commutateur aurait la capacité d'améliorer les performances de ses congénères en termes de tenue en puissance, de stabilité en température, de rapidité de commutation, de rapport des capacités et de facilité de packaging. La commutation chaude a été testée à des puissances supérieures à 6W sans défaillance. La tension utilisée pour attirer la poutre sur l'électrode haute augmente en même temps que la puissance. Mais cet accroissement accélère très peu le chargement du diélectrique de l'encapsulation car cette couche de diélectrique supérieure est plus épaisse que la couche de diélectrique inférieure.

De récents travaux de l'université de Californie San Diego montrent les performances en puissance et fiabilité de commutateurs capacitifs [2.13]. Il s'agit d'une poutre en configuration série, qui peut avoir un port ou deux ports. Elle est déclinée en fonctionnement 1 bit ou 2 bits comme le montre la Figure 2.11. La géométrie de ces commutateurs demande deux tensions de polarisation différentes : une tension d'actionnement de 30V et une tension de 5V pour maintenir le pont de façon intime contre le diélectrique intermédiaire.



(a) 2 ports, 1 bit (b) 2 ports, 2 bits

Figure 2.11 Commutateurs capacitifs séries de l'université de Californie [2.13]

Les valeurs de capacité en position haute et basse sont égales respectivement à 30fF et 156fF. Les tests en puissance sont effectués sur la configuration deux ports, deux bits. La commutation chaude est réalisée à 10GHz, sous 1W, avec un signal unipolaire (30V, 50kHz). Les paramètres [S] après 1 milliards de cycles dans ces conditions sont quasi identiques que ceux du début. Le temps de commutation mesuré de 0,8µs est en concordance avec leur calcul.

Le Tableau 2.3 résume les caractéristiques des commutateurs à contact capacitif mesurés en puissance et décrits précédemment.

Société/ laboratoire	Performances RF	Con/ Coff	Commutation froide	Commutation chaude/cyclage	Année
Raytheon [2.8]			4W @ 10GHz	1 milliard de cycles sous 0,5W @ 10GHz	2002
Laboratoire MIT Lincoln [2.9]		125	>7W	1W @ 5GHz 1,7W @ 10GHz	2003
Université de Purdue [2.10]	Passant : S21=-0,04dB @ 20GHz / -0,17dB @ 40GHz Bloqué : S21=-15,5dB @ 40GHz	20	5,5W	0,8W	2004
Thales [2.11]	Passant : S21= -0,1dB @ 40GHz Bloqué : S21=-38dB @ 10GHz Vp=35-40V Commutation :<5µs	400	1W	10 milliards @10GHz	2005
Laboratoire Air Force [2.12]	Passant : S21=-0,2dB @ 10GHz Bloqué : S21=-20dB @ 10GHz			6W	2006
Université de Californie [2.13]	Commutation : 0,8µs	5,2		1 milliard de cycles sous 1W	2007

Tableau 2.3 Synthèse des résultats de tenue en puissance de commutateurs capacitifs

Les commutateurs développés au LAAS-CNRS sont du même type que ce que nous venons de décrire. Les performances obtenues par les équipes internationales montrent que le commutateur capacitif a son rôle à tenir dans les MEMS de puissance mais nécessite des développements objets de nos travaux. Commençons par voir les mécanismes de défaillance qui sont liés à la puissance.

III. Mécanismes de défaillance liés à la puissance

La tenue en puissance des commutateurs MEMS est étroitement liée au type de contact (ohmique ou capacitif), à la géométrie du composant et à la configuration du circuit. Plusieurs phénomènes peuvent limiter le fonctionnement des MEMS-RF sous puissance RF.

1. Phénomène d'auto-activation

L'auto-activation correspond à l'abaissement indésirable de la membrane mobile, qui se produit en l'absence de tension de polarisation. Ce phénomène résulte, dans notre cas, de l'application au composant d'une puissance RF non négligeable impliquant une force électrostatique attractive sur la membrane mobile. Lorsque cette puissance RF dépasse une valeur critique, dite puissance d'auto-activation, la force électrostatique devient supérieure aux forces de rappel mécanique, le pont s'abaisse et le MEMS rentre alors en défaillance.

La puissance RF incidente injectée au commutateur induit une tension rms au niveau de la capacité dont l'équation s'écrit comme suit [2.15]-[2.20].

$$\boldsymbol{V_{capa_rms}} = \sqrt{\frac{\boldsymbol{4Z_0P_{disp}}}{\boldsymbol{4+Z_0^2\omega^2C^2}}} \qquad \textbf{Équation 2.3}$$

Pour une impédance caractéristique donnée (Z_0) et une puissance disponible de la source P_{disp}, une augmentation de la désadaptation capacitive (c'est-à-dire une augmentation de ω ou C) mène à une diminution de la tension rms induite. Il est à noter qu'en cas d'adaptation parfaite, le second terme du dénominateur disparait et réduit l'équation 3 à $V_{capa_rms} = \sqrt{Z_0P_{avs}}$.

2. Phénomène d'auto-maintien

Ce phénomène se produit lorsque le commutateur est actionné (donc à l'état bas) en présence de puissance RF et que la tension d'activation est coupée. Normalement, le pont remonte à son état initial, mais il peut être maintenu bas par la puissance RF présente dans la ligne. C'est ce que l'on appelle le phénomène d'auto-maintien. En considérant le commutateur à l'état bas et une puissance incidente Pdisp, la tension RF le traversant se traduit par l'équation suivante [2.16] :

$$\boldsymbol{V_{com}} = \frac{|\boldsymbol{V^+}|}{\sqrt{\boldsymbol{1+\frac{\omega^2C^2Z_0^2}{4}}}} \qquad \textbf{Équation 2.4}$$

$$\cong \frac{2|V^+|}{\omega CZ_0} = \frac{2\sqrt{2P_{disp}Z_0}}{\omega CZ_0} \qquad \text{quand } \omega CZ_0 \gg 1$$

La tension DC équivalente sur le commutateur s'écrit alors $V_{dc_eq} = V_{com}/\sqrt{2}$.

En commutation chaude (la puissance RF est continue indifféremment des commutations), les deux phénomènes (auto-activation et auto-maintien) peuvent intervenir et limitent alors les conditions d'utilisation des structures en puissance. Cependant, la puissance d'auto-activation étant supérieure à la puissance d'auto-maintien, c'est cette dernière qui définira la puissance admissible de la structure.

En commutation froide (la puissance RF est coupée lors des commutations), uniquement l'auto-activation peut apparaître. C'est donc la puissance associée qui définira la limite de fonctionnement.

3. Défaillance thermomécanique

Le passage d'une forte puissance dans les dispositifs MEMS entraine une élévation de leur température qu'il faut prendre en compte comme vecteur de défaillance.

L'effet principal des variations de température réside dans la modification du stress résiduel et du gradient de stress dans la membrane métallique. Cela se traduit dans la valeur de la constante de raideur. Dans le cas où le pont est dominé par un stress résiduel, la constante de raideur peut changer de ±20% pour une échelle de température allant de -20°C jusqu'à 85°C, ce qui résulte en une variation de ±10% [2.17]. Un effet important est la variation du gradient de stress en fonction de la température. Suivant la composition de la membrane (utilisation de couche épaisse ou superposition de plusieurs couches), une forte variation en température peut induire une courbure de la membrane vers le haut ou vers le bas ce qui modifie la tension d'activation. Le gradient de stress variable en fonction de la température est très fortement dépendant des conditions de dépôt des couches métalliques et diélectriques. Malheureusement, aucune règle universelle n'existe pour modéliser les dépôts car ils diffèrent d'un matériel à un autre. Seule la réalisation d'une batterie de tests nous permettra d'obtenir les paramètres de déposition voulus.
La chaleur induite par la puissance RF et imposé à la membrane mobile peut modifier ses caractéristiques d'actionnement en abaissant la constante de raideur [2.14].

On distingue les défaillances thermomécaniques réversibles et irréversibles. En effet des déformations élastiques peuvent apparaitre sous puissance RF, mais dans ce cas, le pont reviendra à sa position initiale dès l'arrêt de la puissance qui correspond aussi à un retour à la température ambiante. Par contre des déformations irréversibles peuvent aussi apparaître quand le commutateur est soumis à de forte température ce qui se traduit par une défaillance permanente de retour à 25°C.

Un moyen pour éliminer l'effet du gradient de stress est de fabriquer le composant MEMS en utilisant une couche monocristalline sans stress résiduel [2.18] ou au contraire en choisissant une couche à forte contrainte [2.19]. Ces deux types de commutateurs ont montré une aptitude à tenir des hautes températures de l'ordre de 200°C et des cyclages en température sans dégradation de leur performance. Les données sur la tenue en température des interrupteurs sont encore peu divulguées dans la littérature.

En plus d'une élévation de la température du dispositif, une forte puissance peut aussi entraîner des phénomènes d'électromigration décrits dans le paragraphe suivant.

4. Phénomène d'électromigration

L'électromigration consiste en un déplacement de matériau causé par un mouvement des ions dans un conducteur dû au transfert entre les électrons de conduction et les atomes de diffusion métallique. Cet effet est important dans les applications où de fortes densités de courant sont présentes, comme dans notre cas où de fortes puissances RF sont mises en jeu. Cet effet est d'autant plus critique en hautes fréquences, car les courants se concentrent alors sur le bord du conducteur dans une épaisseur de peau, donnée par l'équation ci-dessous, conduisant à une augmentation des densités de courant.

$$\boldsymbol{\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}} \qquad \textbf{Équation 2.5}$$

Où f correspond à la fréquence du signal, $\mu_0=4\pi.10^{-7}$H/m est la perméabilité du vide et σ est la conductivité du métal utilisé. A 20GHz, l'épaisseur de peau est de l'ordre de 0,5µm.

Les propriétés du matériau ont, tout autant que les dimensions des structures, une grande influence sur la durée de vie du composant. La composition du matériau, l'orientation cristallographique des grains dans le métal, le type de dépôt, les recuits, l'interface avec les autres matériaux affectent aussi la pérennité des conducteurs.

La Figure 2.12 montre les conséquences du phénomène d'électromigration : le métal a migré dans les fentes coplanaires (photographie en insert).

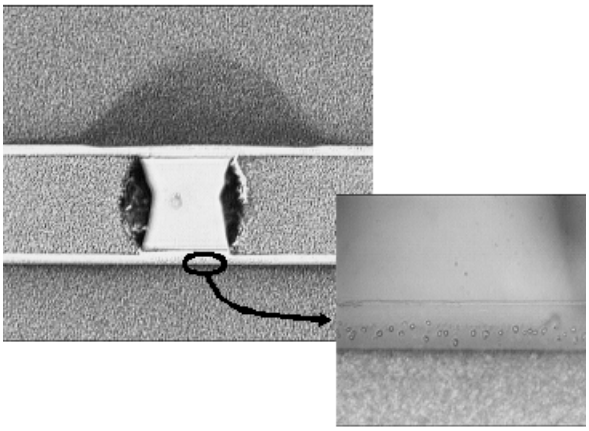


Figure 2.12 Phénomène d'électromigration d'une métallisation en or

La ligne est même rentrée en fusion en son centre sous le passage d'une forte intensité de courant (photographie principale de la Figure 2.12).

J. R. Black a développé un modèle empirique pour estimer le MTTF (Mean Time To Failure) en présence d'électromigration. Ce paramètre correspond au temps moyen au bout duquel une défaillance structurelle va intervenir sur le composant.

$$MTTF = A(J^{-n})e^{\frac{E_a}{kT}}$$ **Équation 2.6**

Où A est une constante dépendant de la section du conducteur, J correspond à la densité de courant, E_a est l'énergie d'activation, k est la constante de Boltzmann, T est la température et n un facteur d'échelle (égal à 2 en général).

Alors que beaucoup d'efforts de recherche ont été faits sur les défaillances par auto-activation ou auto-maintien, peu d'études décrivent les défaillances d'endurance induite par l'électromigration ou par des mécanismes thermomécaniques. Nos travaux décrits dans le paragraphe suivant se focalisent précisément sur ce dernier problème.

IV. Etude et optimisation du comportement thermomécanique des MEMS RF

Afin que les commutateurs soient compatibles avec les procédés de packaging et les systèmes de communications d'émission ([2.21] et [2.22]), ils doivent être capables de tenir un stress en température sans de fortes déformations. Du point de vue de la tenue en puissance, J. B. Rizk a mesuré une température comprise entre 50 et 70°C au milieu du pont sous une puissance RF incidente de 10W lorsque le MEMS est à l'état haut [2.21]. Sous ces niveaux de puissance, la défaillance du commutateur peut être provoquée par une auto-activation mais elle est essentiellement due à la redistribution du stress mécanique [2.23] qui mène à une variation de la hauteur du pont. La tenue en température des commutateurs est donc un critère crucial pour la fiabilité des MEMS RF pour les applications de puissance.

1. Les stress thermiques dans les MEMS-RF

Deux types de stress sont mis en jeu dans les couches métalliques : le stress interne et le stress thermique. Le stress interne est dépendant de la méthode de dépôt du métal et de son épaisseur [2.24]. Par exemple dans cette publication, l'or par dépôt électrolytique présente un stress en tension inférieur à 10MPa alors que de l'or déposé par évaporation ou par pulvérisation cathodique ont une contrainte de respectivement 90MPa et 190MPa pour une épaisseur de 0,7µm. La température de recuit supérieure à la température ambiante après ces dépôts génère en général une augmentation de la contrainte en tension. Le stress interne provient des différentes conditions et procédés [2.25] :

- Différences du coefficient d'expansion thermique entre le substrat et la couche déposée,
- Incorporation d'atomes (exemple de gaz résiduels) ou réactions chimiques,
- Variation des espaces interatomiques avec la taille du cristal,
- Procédés de recristallisation,
- Vide microscopique et arrangements spéciaux des dislocations,
- Transformations de phase.

Toutes les étapes du procédé ajoutent du stress notamment à la membrane suspendue. Des études ont été lancées pour déterminer le stress engendré par le procédé de fabrication [2.26].

De plus, un stress supplémentaire apparaît lors du refroidissement du substrat après le dépôt de la couche. Il est dû à la différence de coefficient de dilatation de la couche et du substrat sur lequel elle est déposée. Il est modélisé par l'équation :

$$\boldsymbol{\sigma = -(\alpha_l - \alpha_s).\Delta T.E_l} \qquad \textbf{Équation 2.7}$$

Le procédé de dépôt électrolytique mis en place au laboratoire est en constante évolution du point de vue de l'optimisation des contraintes dans les couches déposées. Le stress dans la membrane mobile tend donc à être minimisé à la fin du procédé complet.

Enfin, les fonctionnements en puissance entrainent un échauffement des structures et donc une variation thermique dans la membrane aussi régi par l'équation 7. Afin de jauger le comportement mécanique des ponts sous puissance, ce stress a été simulé par des tests thermiques expliqués dans le paragraphe suivant.

2. Mise en place de tests thermiques

1) Description du protocole de test thermique

Le stress en température simule l'élévation de température due à la puissance RF qui traverse la ligne coplanaire quand le composant est actif. Chauffer les commutateurs jusqu'à leur déformation irréversible permet aussi de déterminer la température critique qu'ils peuvent tenir pendant le procédé de packaging, ou en fonctionnement sous puissance RF. Le protocole de test thermique utilisé pour notre étude est décrit en Figure 2.13.

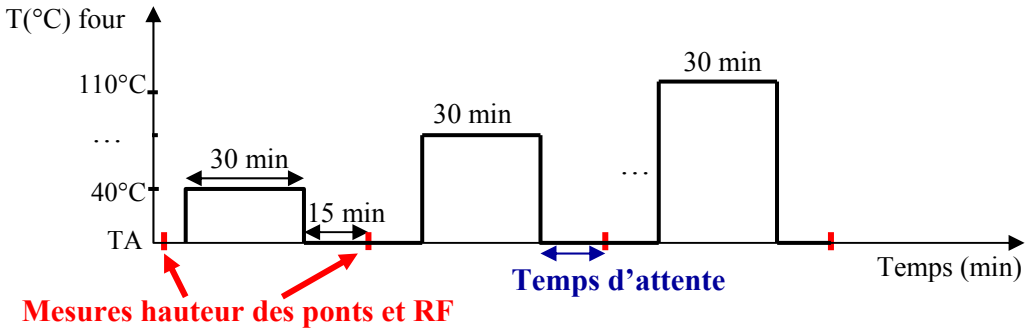


Figure 2.13 Protocole de tests thermiques des commutateurs

En premier lieu, les échantillons sont maintenus dans une étuve à 40°C pendant 30 minutes. L'étuve permet d'extraire tous les solvants qui peuvent rester à la fin du procédé le cas échéant. Ensuite, les dispositifs MEMS sont retirés du four et gardés à température ambiante (TA) pendant 15 minutes. Pendant ce temps de latence, le stress dans la membrane peut être relaxé. Une mesure au profilomètre optique est alors réalisée ainsi que des mesures micro-ondes. Ce test est ensuite réitéré en suivant le même protocole mais avec des températures supérieures allant de 40°C à 120°C par pas de 20°C.

2) Principe de mesure au profilomètre optique

La hauteur du pont MEM est mesurée en trois points différents (au milieu de la membrane et aux niveaux des deux électrodes) comme le montre la Figure 2.14. Le profilomètre optique permet de créer des profils 2D ou 3D avec une méthode non destructive car sans contact. Il mesure la hauteur des couches en utilisant les interférences ou les non-interférences de la lumière chromatique qui sont reflétées sur la surface.

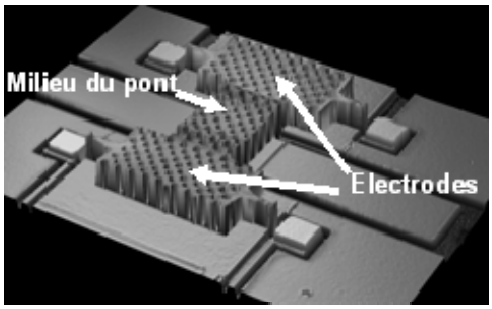


Figure 2.14 Exemple d'un profil 3D d'un commutateur MEMS RF

La hauteur de chaque zone de la membrane est extraite du profil en deux dimensions. Le premier curseur est positionné sur le plan de masse tandis que l'autre est sur le pont mobile comme indiqué dans la Figure 2.15. L'épaisseur de la membrane est soustraite à la hauteur totale pour ne retenir que l'espace d'air entre la ligne centrale et le pont.

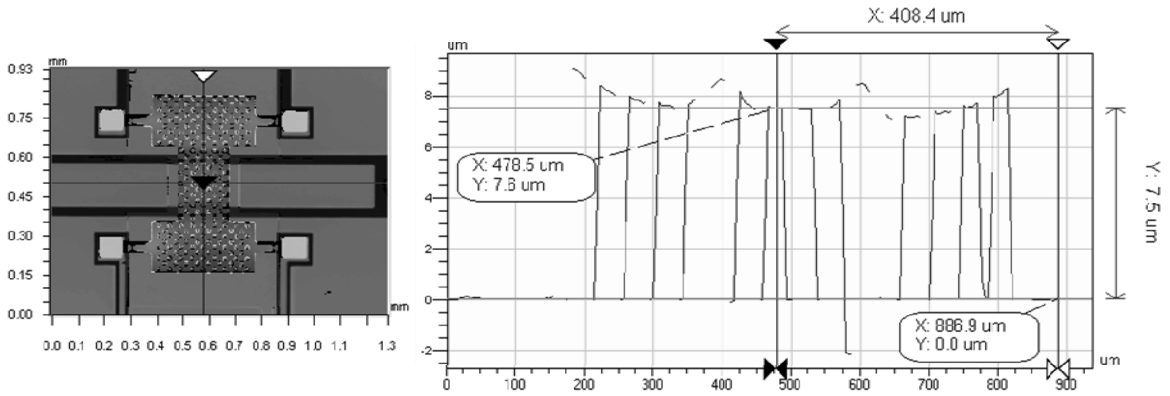


Figure 2.15 Exemple de profil 2D utilisé pour extraire la hauteur du pont

Dans l'exemple de la Figure 2.15, la hauteur du pont mesurée en son milieu est égale à 7,5µm ce qui correspond à un gap d'air de 5,5µm après soustraction de l'épaisseur de la membrane métallique.

3) Définition des raideurs associées aux commutateurs RF

Deux types de raideur liés à la membrane des commutateurs sont définis et utilisés dans notre cas suivant les phénomènes à décrire. Ils sont représentés en Figure 2.16 et dépendent de la direction de la déformation :

- Kz représente la raideur verticale qui est utilisée pour calculer la tension d'activation,
- Kx est associée à la déformation longitudinale de la membrane et donc à la déformation provoquée par une variation de température.

Les deux raideurs dépendent des dimensions des bras de suspension mais Kx est particulièrement sensible à la topologie de ces bras qui connectent la membrane au substrat.

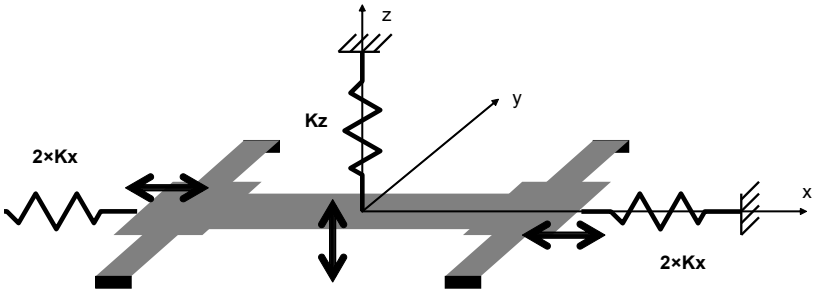


Figure 2.16 Raideurs suivant les axes x et z d'un commutateur

La valeur de Kx va avoir un impact capital sur le comportement mécanique de la membrane sous variation de température. Sous l'action d'une augmentation de la température, la membrane est en effet soumise à une élongation.

Une valeur forte de Kx s'opposera à cette élongation de la membrane provoquant ainsi un flambement et conduisant à une forme en cloche. Si au contraire la valeur de Kx est faible, les bras de suspension vont amortir l'élongation du pont. Il n'y aura donc pas de modification de forme du pont grâce à une bonne relaxation thermique. La Figure 2.17 illustre les formes que prend la membrane suivant la valeur de la raideur de ses bras de suspension.

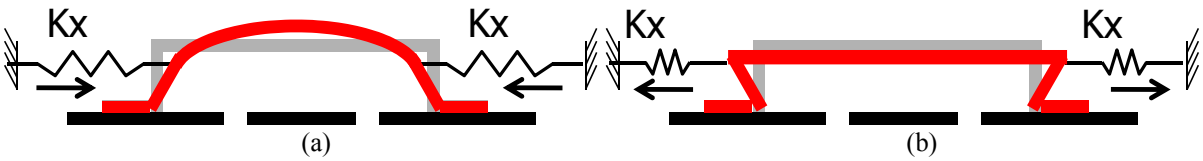


Figure 2.17 Influence de la raideur des bras sur la forme de la membrane quand Kx est fort (a) et faible (b)

Nous voyons ainsi l'importance de la raideur Kx pour la compréhension, la modélisation et l'optimisation des MEMS-RF de puissance.

3. Comportement mécanique sous stress thermique de commutateurs à type de séchages différents

Benoit Ducarouge a développé pendant sa thèse des commutateurs avec des bras de suspension de différentes formes présentant des raideurs Kx différentes. Deux catégories se distinguent alors : les structures rigides et les structures souples (suivant la valeur de Kx), comme indiqué sur la Figure 2.18.

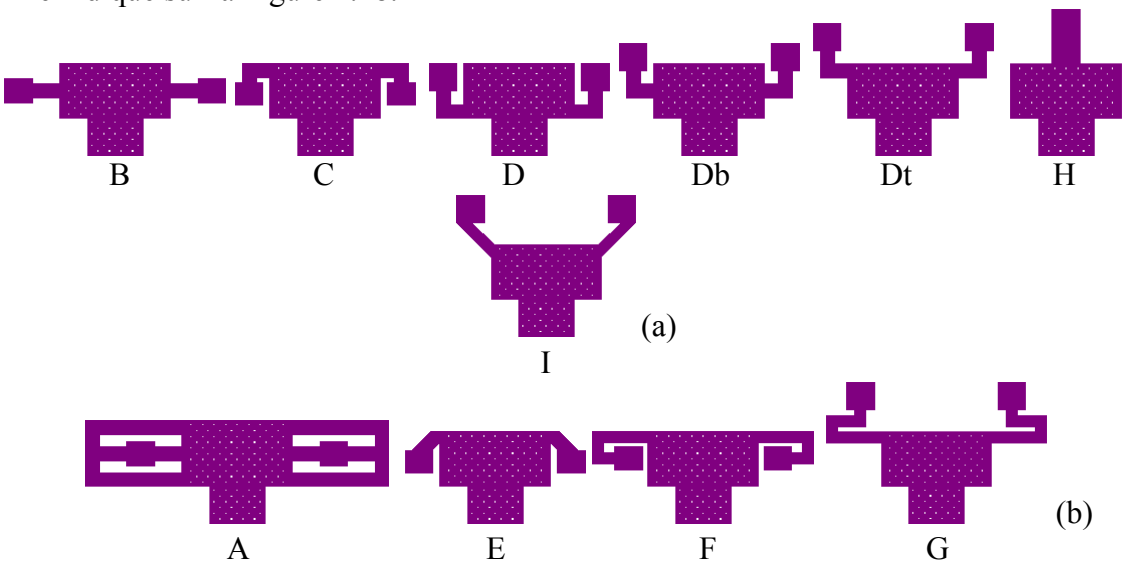


Figure 2.18 Les différentes topologies de bras de suspension : rigide (a), souple (b)

Des premiers tests thermiques ont été réalisés sur de telles structures afin d'observer leur comportement mécanique sous température. Le procédé complet a été appliqué afin de pouvoir mesurer les plaques en RF si nécessaire. La couche sacrificielle de ces structures était en résine, ce qui implique que deux types de séchage (trichloréthylène et sécheur supercritique) ont été exploités dans ces tests. De plus, l'utilisation de la résine ne rend pas optimale la planéité ainsi que la hauteur des ponts.

Les Tableau 2.4 et Tableau 2.5 résument le comportement mécanique de tous les types d'ancrage pour chaque séchage. Les mesures de hauteur de pont montrées dans ces tableaux correspondent en fait à la hauteur de pont moins son épaisseur, c'est-à-dire à l'espace d'air qui se trouve entre le pont et la ligne de signal. La valeur théorique de l'espace d'air initial ($h_{initial}$) est égale à 3µm. Nous allons voir les résultats des tests pour les deux types de séchage.

1) Séchage au trichloréthylène

Concernant le séchage au trichloréthylène précédemment abordé dans le chapitre 1, il est remarquable que les commutateurs dits souples présentent un $h_{initial}$ inférieur au cahier des charges. Parmi les rigides, certains ancrages (B, C, Db, Dt) respectent une suspension de 3µm alors que les autres sont trop hauts. Pour notifier la planéité des membranes, trois paramètres sont calculés :

- La hauteur de l'électrode 1 moins la hauteur du pont
- La hauteur de l'électrode 2 moins la hauteur du pont
- La hauteur de l'électrode 1 moins la hauteur de l'électrode 2

Une différence inférieure ou égale à 0,5µm est considérée correcte pour obtenir un pont plat.

D'après le Tableau 2.4, seul l'ancrage Db a un profil plat à température ambiante. Tous les autres interrupteurs ne sont pas symétriques en termes de hauteur et donc auront un contact dégradé. L'allure des profils à 25°C apparaissent dans le Tableau 2.4 et représentent la hauteur des trois parties du pont : les deux électrodes et le milieu.

La différence de hauteur entre le centre du pont à 25°C et après un stress de 60°C a été calculée, de même après un stress de 120°C. Cette dernière donnée représente la montée totale du pont, qui est de plus traduite en pourcentage par rapport à la hauteur initiale pour chaque ancrage. Les commutateurs les plus souples (E, F et G) se déforment peu à 60°C par rapport à leur déformation totale à 120°C avec des pourcentages compris entre 2,3% et 10,1%. Par contre, dès que la rigidité Kx des bras de suspension augmente, le pont se déforme largement après seulement un stress de 60°C. La déformation la plus significative est pour l'ancrage H (56,6%) qui est aussi l'ancrage le plus raide.

ancrages	A	B	C	D	Db	Dt	E	F	G	H	I
$h_{initial}$ (µm)	0,7	3,1 ☺	2,7 ☺	4,3	3,4 ☺	2,6 ☺	2,0	1,6	1,2	4,6	6,7
$h_{electrode1}$-h_{pont} (µm)	1,1	-0,5 ☺	0,9	0,1 ☺	0,5 ☺	0,8	1,2	1,3	0,8	-0,8	0,5
$h_{electrode2}$-h_{pont} (µm)	0,2 ☺	0,3 ☺	0,7	0,6	0,0 ☺	-0,4 ☺	1,2	-0,8	-0,1 ☺	-0,6	-1,6
$h_{electrode1}$-$h_{electrode2}$ (µm)	0,9	-0,8	0,2 ☺	-0,6	0,5 ☺	1,2	-0,1 ☺	2,1	0,9	-0,2 ☺	2,1
Δhmax (µm) Profil (25°C)	1.1	0.8	0.9	0.6	0.5	1.2	1.2	2.1	0.9	0.8	2.1
h60°-h25° (µm) % montée totale du pont	**0.4** **23.9%**	0.9 30.8%	**0.8** **23.4%**	**0.6** **22.2%**	**1.2** **25.1%**	1.8 47.1%	**0.3** **10.1%**	**0.0** **-5.3%**	**0.0** **2.3%**	1.5 56.6%	0.8 38.5%
h120°-h25° (µm)	1.7	2.9	3.5	2.7	4.6	3.9	3	**0.6**	**1.4**	2.7	2
Profil (120°C)											

Tableau 2.4 Caractérisations après stress thermique des différentes topologies de commutateurs séchées au trichloréthylène

La déformation totale des ponts est reportée dans l'avant dernière ligne du tableau. Les commutateurs souples (F et G) amortissent plus facilement la dilatation de la membrane soumise à un fort stress en température car leur déformation est bien plus faible (inférieure à 2µm) que celle des commutateurs rigides comprise entre 2,7µm et 4,6µm. La dernière ligne

rend compte de la planéité du pont après le stress à 120°C. Finalement seules les structures E et G sont pratiquement planes après cette température de stress. En conclusion, les commutateurs de type B et Db possèdent les meilleures propriétés en terme de respect du cahier des charges, de planéité et de flambement pour un stress en température allant jusqu'à 60°C.

Nous allons donc nous focaliser sur ces deux ancrages et le paragraphe 4 va détailler leurs caractérisations approfondies et la modélisation thermomécanique consécutive. Avant de voir ces investigations, nous allons présenter les résultats d'un séchage au CO_2 supercritique sur les déformations de tous les ancrages.

2) Séchage au CO_2 supercritique

Le problème avec le séchage CO2 est qu'il induit des contraintes dans le matériau de la membrane qui entrainent un flambement ou une hauteur plus grande que prévue pour la majorité des types de commutateurs. Le comportement des commutateurs dits "souples" est encore assez distinguables des "rigides". La hauteur d'air initiale ($h_{initial}$) est supérieure à 4µm pour toutes les structures sauf pour F, G et I (cf. Tableau 5). L'espace d'air de F et G est faible de l'ordre de 2µm. Le seul dispositif qui respecte le cahier des charges est I avec 3,3µm. Les critères de planéité sont remplis par les ancrages A, Db, Dt, E, H et I. Pour les stress jusqu'à 60°C, une montée du pont (en son centre) inférieure à 10% de la montée totale est observée pour de nombreux ancrages (A, B, C, D, Db, E et G), ce qui représente au maximum une élévation du pont de 0,6µm. Comme pour le séchage au trichloréthylène, la variation de la hauteur des ponts souples est faible par rapport à celle des "rigides". Du point de vue de la planéité des ponts après le stress à la température maximale, D, Db et Dt ont un profil quasi parfait mais sont à des hauteurs de l'ordre de 9µm. En conclusion, les ancrages E et G obtenus avec séchage au CO2 supercritique sont ceux qui répondent le mieux à nos exigences : h_{intial} de 4,1µm pour E (plus élevée que dans le cahier des charges mais acceptable car elle n'élève pas trop la tension d'activation) et 2 µm pour G, planéité correcte (variation inférieure à 0,5µm), montée du pont de 0,1µm à 60°C sur une montée totale de 0,8µm à 120°C.

ancrages	A	B	C	D	Db	Dt	E	F	G	H	I
$h_{initial}$ (µm)	6,7	6,0	5,2	5,1	5,5	4,9	4,1	1,7	2,0	4,8	3,3 ☺
$h_{electrode1}$-h_{pont} (µm)	-0,5 ☺	-0,4 ☺	0,7	0,6	0,0 ☺	-0,3 ☺	0,2 ☺	0,4 ☺	0,7	-0,4 ☺	0,5 ☺
$h_{electrode2}$-h_{pont} (µm)	-0,2 ☺	0,7	1,4	0,7	0,3 ☺	-0,3 ☺	0,5 ☺	1,2	0,5 ☺	-0,1 ☺	0,2 ☺
$h_{electrode1}$-$h_{electrode2}$ (µm)	-0,4 ☺	-1,1	-0,7	-0,2 ☺	-0,3 ☺	0,1 ☺	-0,3 ☺	-0,8	0,2 ☺	-0,2 ☺	0,3 ☺
Δhmax (µm)	0.5	1.1	1.4	0.7	0.3	0.3	0.5	1.2	0.7	0.4	0.5
Profil											
h60°-h25° (µm) % montée totale du pont	-0.2 -7.2%	0.1 4.6%	0.0 0.8%	0.6 16.5%	0.2 8,0%	1.0 27.1%	-0.1 -8.3%	0.2 25%	0.1 6,0%	0.8 35.7%	2.3 52.5%
h120°-h25° (µm)	2.8	2.9	4.5	3.4	2.9	3.5	0.8	0.7	1.3	2.1	4.4
Profil (120°C)											

Tableau 2.5 Caractérisations après stress thermique sur différentes topologies de commutateurs séchées au CO_2 supercritique

D'après ces résultats, nous constatons que le comportement mécanique des commutateurs est différent suivant les séchages. Les meilleurs candidats dans le cas du séchage trichloréthylène sont des commutateurs dits rigides (B et Db) car ils permettent de mieux s'opposer aux forces de collage de ce type de séchage alors qu'au contraire dans le cas du séchage au sécheur supercritique, ils sont plutôt flexibles (E et G) car ce séchage parait augmenter les contraintes dans la membrane. Néanmoins, des fonctionnements électromécaniques défectueux (collage après quelques activations par exemple) ont été observés dans le cas du séchage CO_2 supercritique, ce qui nous conduit à éliminer cette voie de séchage au profit d'un séchage au trichloréthylène donnant de meilleures performances. Etant donné le fort usage du séchage supercritique dans la littérature donnant des résultats probants, il serait intéressant de réaliser une étude approfondie sur ce procédé au sein du laboratoire afin de comprendre ses effets sur nos composants MEMS. Cette expertise sort du cadre de la thèse et n'a donc pas été menée dans nos travaux.

Nous allons voir une comparaison complète entre deux commutateurs (l'un de type rigide et l'autre de type souple) sur leur comportement thermomécanique et micro-onde.

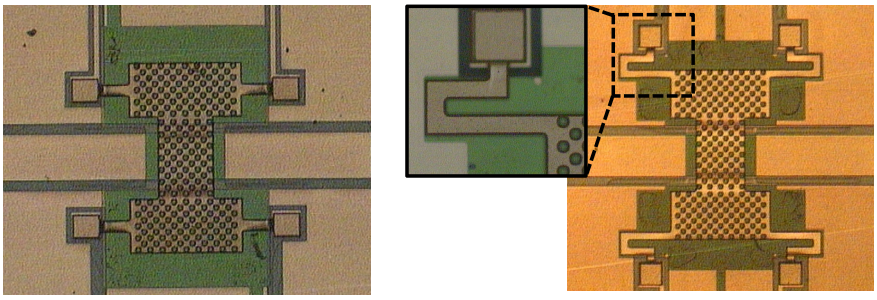
4. Comportement mécanique sous stress thermique de deux topologies de commutateurs [2.27]

Nous allons tout d'abord présenter les deux structures qui vont être testées:

- une structure de référence qui est classiquement utilisée au laboratoire et qui a des bras de suspension droits,
- une structure optimisée de façon à augmenter la tenue en puissance des MEMS.

1) Présentation des deux structures

Dans le but de démontrer l'impact du paramètre Kx et de proposer une structure améliorée vis-à-vis de la tenue en température, le commutateur B va être comparé à une topologie de bras de suspension à raideur Kx plus faible comme le présente la Figure 2.17. La géométrie du commutateur est composée de bras en serpentin qui réduit la raideur Kx d'une décade par rapport à des bras droits.



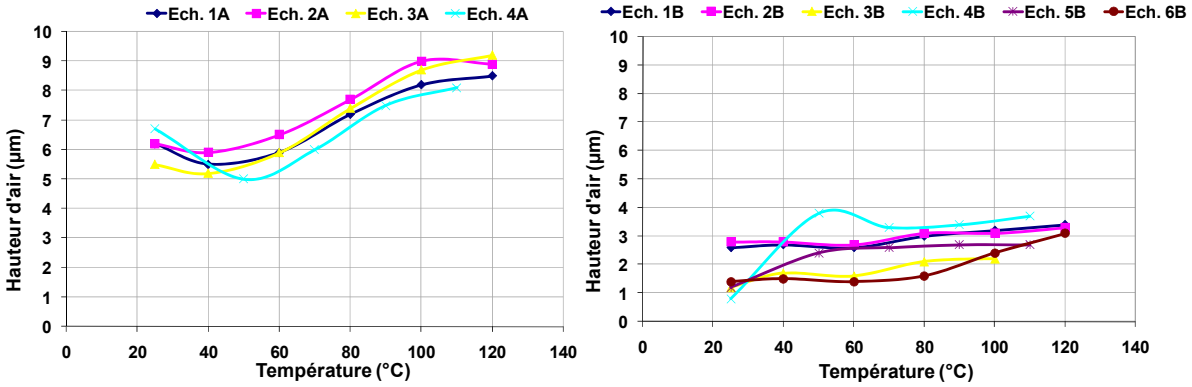
(a) Structure de référence (Bras droit), dite classique (b) Structure optimisée (bras en serpentin)

Figure 2.19 Commutateurs testés sous stress en température

Cette structure est dite « flexible » car elle présente une meilleure capacité à encaisser une variation de température et est de façon intuitive moins sujette à se déformer. Les deux structures que nous comparons ont été libérées toutes les deux au sécheur supercritique. H. Nieminen et al ont en effet montré en 2004 une structure compensant les déformations dues à un stress thermique et minimisant ainsi la dépendance en température des membranes suspendues [2.29]. Les performances de ce type de dispositif restent quasi constantes pour des températures comprises entre -30°C et +70°C.

2) Reproductibilité des résultats de caractérisations

Pour s'affranchir de tous problèmes de dispersion technologique qui peuvent augmenter l'incertitude, le test thermique a été appliqué à plusieurs commutateurs pour les deux types de structures MEM. La hauteur des ponts a été mesurée au milieu de la membrane pour chaque type de raideur et comparée en Figure 2.20.



(a) Topologie à bras droit (référence) (b) Topologie à bras en serpentin (optimisée)

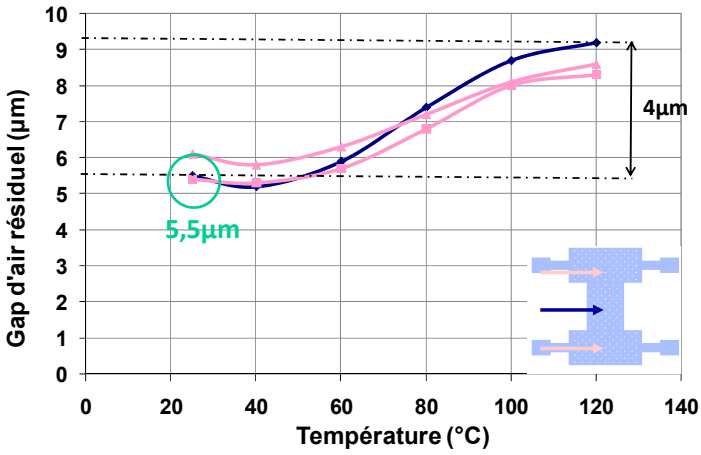
Figure 2.20 Reproductibilité de la hauteur des ponts des deux types de commutateurs

Le comportement mécanique en fonction du stress thermique est quasiment le même pour tous les commutateurs qui appartiennent à une même catégorie de raideur. Dans le cas du commutateur optimisé, une courbe est différente des autres. L'échantillon correspondant a donc été éliminé car il ne reflète pas le comportement global. La reproductibilité du comportement thermique des différentes structures est ainsi vérifiée.

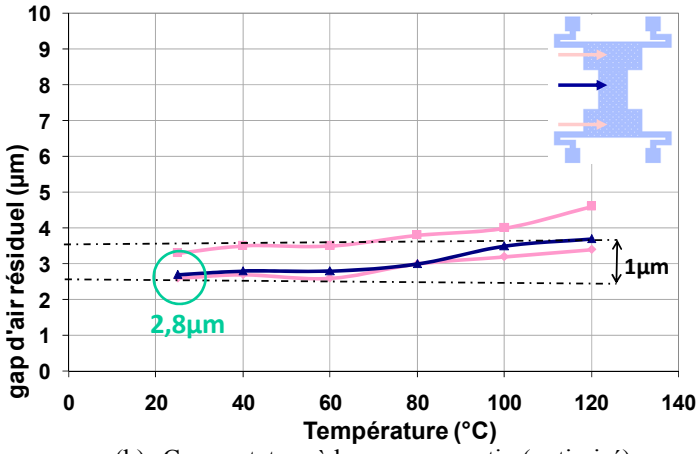
Au vue de la validation de la reproductibilité des comportements thermiques, un commutateur de chaque version a été choisi parmi les échantillons valides pour subir tous les tests thermiques et RF et pour permettre une comparaison.

3) Caractérisation et modélisation du comportement thermomécanique

Les variations du gap d'air résiduel généré après stress thermique ont été mesurées pour chaque type de MEMS RF et les résultats correspondants sont résumés sur la Figure 2.21. La courbe foncée montre la variation de hauteur du centre du pont mobile alors que les deux courbes plus claires sont les mesures du niveau des deux électrodes du pont.



(a) Commutateur à bras droit (référence)



(b) Commutateur à bras en serpentin (optimisé)

Figure 2.21 Mesures du comportement mécanique du pont en fonction du stress thermique pour un commutateur de référence (a) et un commutateur optimisé (b)

Tout d'abord, on remarque que juste après la libération des ponts MEM (mesure à température ambiante), le gap d'air initial du commutateur de référence est de 5,5µm ce qui est presque deux fois plus haut que le commutateur optimisé (~3µm). Ce résultat souligne l'impact de la constante de raideur Kz suivant l'axe vertical. Les courbes de la Figure 2.21 montrent aussi que la partie centrale du commutateur de référence augmente d'environ 4µm consécutivement à une variation de température de 100°C, alors que le commutateur optimisé monte de seulement 1µm. Ce dispositif est par conséquent, comme pressenti, mieux adapté pour relaxer le stress thermique que la structure classique car les parties mobiles sont moins sensibles à la température.

Pour comprendre le comportement mécanique obtenu après stress thermique, nous avons transformé les données précédentes, issues de caractérisations expérimentales en des paramètres thermomécaniques plus adéquats à modéliser les phénomènes mis en jeu. Le stress mécanique interne dans la membrane mobile en or générée par un stress en température (noté σ_{th}) a été calculé pour les deux types de structures. Il est proportionnel à l'augmentation de la température [2.30], comme le montre l'équation suivante :

$$\sigma_{th} = \frac{E_G}{1-\nu_G}\alpha_G \Delta T \qquad \textbf{Équation 2.8}$$

Où E_G and ν_G sont respectivement le module d'Young et le coefficient de Poisson de la membrane métallique, α_G correspond au coefficient d'expansion thermique de l'or et ΔT est l'augmentation de la température par rapport à la température ambiante.
L'augmentation résiduelle de la hauteur du pont Δg (cf. équation 9) a ainsi été tracée, en Figure 2.22, en fonction du stress thermique dans la membrane métallique pour les deux commutateurs.

$$\Delta g = g_{th} - g_0 \qquad \textbf{Équation 2.9}$$

Où g_{th} correspond à l'espace d'air entre la ligne et la membrane mesuré à température ambiante après chaque température de stress et g_0 est l'espace d'air initial du pont avant tout stress thermique.

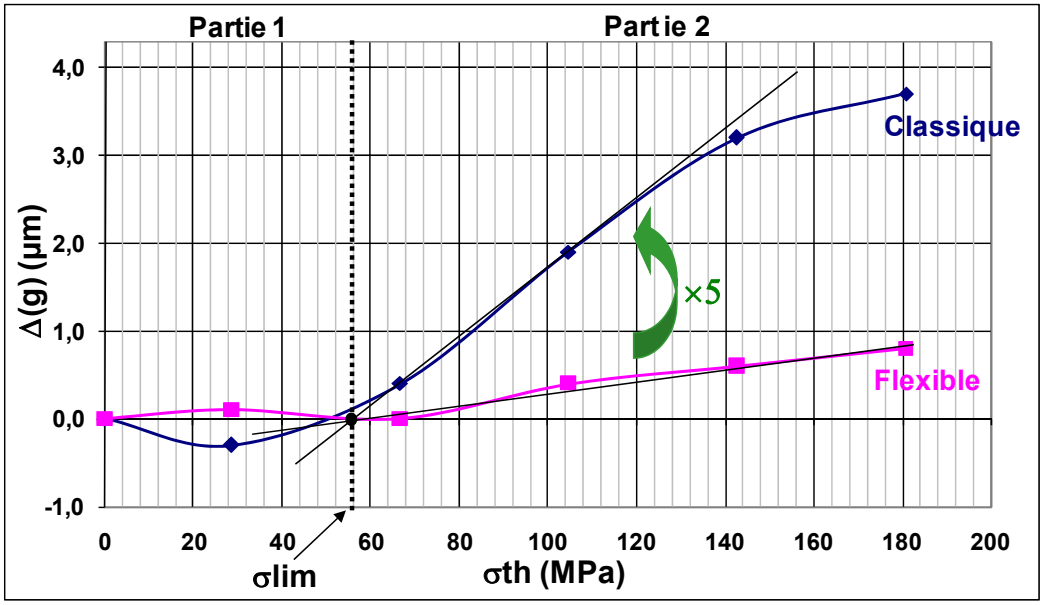


Figure 2.22 Variation de l'augmentation de l'espace d'air résiduel en fonction du stress thermique

Les courbes présentées à la Figure 2.22 suivent deux comportements distincts en fonction de la valeur du stress thermique :

- En dessous d'un stress thermique limite (σ_{lim}), calculé dans le Tableau 2.6, et induit dans la métallisation du pont, la variation de l'espace d'air résiduel est négligeable car elle reste inférieure à 10% de la hauteur totale. Le pont reste ainsi dans la même position sans de fortes déformations,
- Au-dessus du seuil de stress thermique σ_{lim}, la membrane des commutateurs commence à flamber pour les deux types de commutateurs, ce qui mène à une augmentation de l'espace d'air résiduel. Cependant, à cause des différentes raideurs Kx jaugeant l'aptitude à relaxer les élongations, les deux commutateurs présentent une sensibilité au stress thermique différente et quantifiée par la valeur : $\Delta g/\Delta\sigma$ dans la zone linéaire.

La sensibilité de déformation mécanique vis-à-vis du stress thermique ainsi introduite est cinq fois plus faible pour la géométrie optimisée par rapport à la structure de référence (cf Tableau 2.6).

	Commutateur flexible	**Commutateur classique**
σ_{limite} (MPa)	55	56
Δg max (µm)	0.8	3.7
Δg/Δσ (µm/Mpa)	4.4×10^{-3}	20.4×10^{-3}
Kx (valeur estimée) (Nm^{-1})	1.500	10.000

Tableau 2.6 Caractéristiques morphologiques et mécaniques pour les deux structures classique et flexible

Notons que cette amélioration de l'insensibilité des comportements mécaniques de structures MEMS au stress thermique est, comme pressenti, quasi-proportionnelle à la réduction de la raideur Kx, jaugeant l'aptitude des MEMS à encaisser des déformations. Ce résultat valide ainsi l'optimisation que nous avons faite de la topologie du MEMS vis-à-vis de sa tenue au stress thermique et donc à la puissance RF et souligne de plus l'importance de la

configuration des structures de suspension et notamment de leur raideur (Kx) associée à la déformation longitudinale de la membrane mobile.

De plus, si nous nous fixons un critère de déformation maximale de 0,5µm, la contrainte thermique admissible passe de 70MPa pour un MEMS classique à 130MPa pour une structure optimisée. Ce quasi-doublement se traduit par une amélioration d'un facteur 2 de l'élévation de température maximale et par la même de la puissance maximale admissible ce qui représente une amélioration notable.

Enfin, dans l'objectif de compléter notre étude comparative sur la tenue thermique des commutateurs MEMS, les comportements de deux paramètres ont été analysés en fonction du stress thermique : les pertes d'insertion (S21) à l'état haut du commutateur et la tension d'actionnement Va. Ces deux paramètres sont en effet étroitement liés à la position haute du commutateur fluctuant après un stress thermique.

4) Comportements micro-onde et électromécanique du commutateur après stress thermique

En complément de l'analyse morphologique, nous avons mené des mesures électromécaniques et RF sur les échantillons grâce à un banc de tests dédié aux MEMS RF. Le banc de test, décrit en Figure 2.23, est capable de mesurer ces caractéristiques grâce à un analyseur vectoriel de réseaux.

- Pour la mesure de tension d'actionnement, l'analyseur est configuré en source de puissance et un signal triangulaire est appliqué à l'interrupteur. Ces deux signaux sont combinés par l'intermédiaire d'un té de polarisation et sont modulés par l'état du MEMS. Un block DC permet de protéger l'analyseur de toute tension continue. La puissance en sortie est alors détectée grâce à un combineur 10 dB et une diode de détection. Finalement, un oscilloscope numérique évalue la position du pont et permet ainsi de déduire la tension d'activation.
- Pour les performances RF, le détecteur de puissance et l'oscilloscope numérique ne sont pas utilisés. Le générateur de fonction produit les tensions DC adéquates pour mesurer les paramètres [S] en position haute et basse.

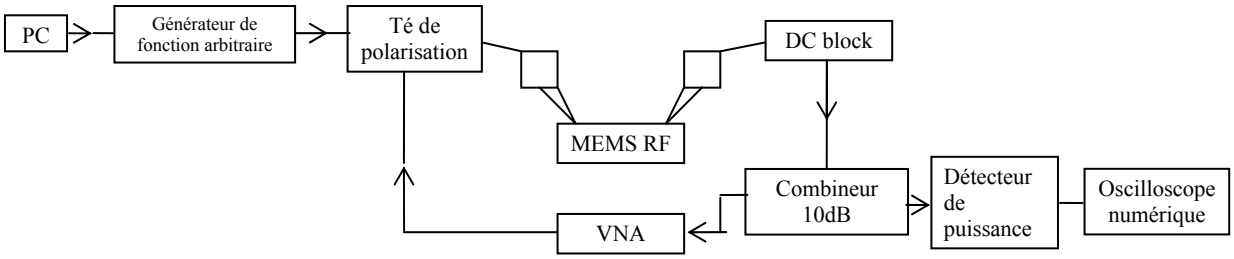


Figure 2.23 Description du banc de test microonde

Ce banc a été utilisé pour caractériser l'évolution du paramètre S_{21} et de la tension d'activation Va du commutateur après stress thermique.

Le stress thermique n'a pas d'impact réel sur les pertes d'insertion comme l'illustre la Figure 2.24. En fait, la position nominale de 3µm au-dessus de la ligne coplanaire permet d'atteindre une faible réflexion (induite par la capacité à l'état haut) en comparaison avec les pertes générées par les accès et le pont lui-même. Le paramètre S_{21} total mesuré est alors dû aux pertes et n'est pas affecté par la variation de l'espace d'air induite par le stress thermique. Le même comportement est observé pour les deux types de structures.

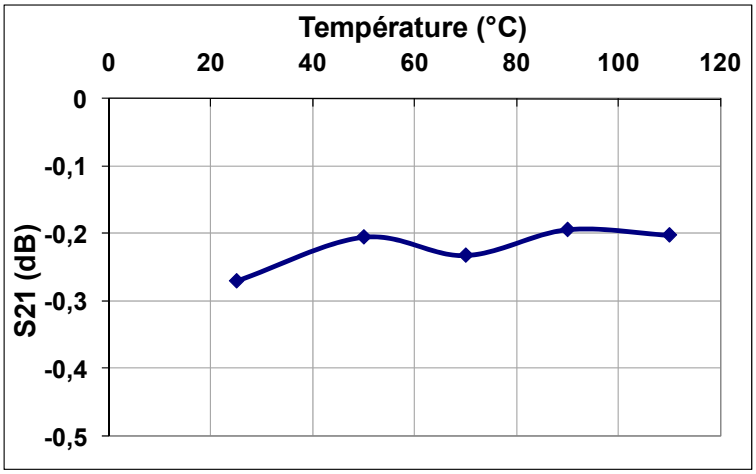


Figure 2.24 Pertes d'insertion à 10GHz après stress thermique

La tension d'actionnement Va a enfin été observée, car elle dépend fortement de l'espace d'air (g_0) de l'interrupteur comme le montre l'expression suivante :

$$\boldsymbol{Va} = \sqrt{\frac{8K_z}{27\varepsilon_0 w w_b} g_0^3} \qquad \textbf{Équation 2.10}$$

Où ε_0 correspond à la permittivité du vide, w est la largeur de la ligne et w_b est la largeur du pont.

Les résultats concernant la tension d'actionnement en fonction d'un stress en température sont présentés en Figure 2.25 pour les deux types de bras. Dans le cas des bras droits, la tension initiale d'actionnement de 23V correspond à un espace d'air initial de 5,5µm. Après application d'une température de 110°C, l'augmentation du gap d'air résiduel atteint 3,8µm, ce qui correspond à une augmentation de 70%. L'impact correspondant sur la tension est une élévation de 13,2V représentant une augmentation de 56% ce qui est en concordance avec l'équation précédente (rapport de 3/2 car Va est proportionnelle à $g_0^{3/2}$).

Etant donné l'équation 4, le même comportement a été obtenu pour le paramètre du gap d'air résiduel Δg pour la topologie de référence : une augmentation importante quand la température de stress dépasse une certaine limite est observée. En dessous de cette limite, la tension d'actionnement diminue légèrement. L'hypothèse avancée est que la diminution correspond à une réduction de la raideur Kz induite par une déformation microstructurale de la membrane conduisant à la variation du module d'Young et/ou par une déformation mécanique correspondante à la variation résiduelle de la hauteur. Pour la structure optimisée, la baisse de la tension d'actionnement n'est pas néanmoins contrebalancée par l'augmentation du gap d'air au-delà du seuil thermique qui est vraiment faible pour ce commutateur. Ce qui mène à une baisse continue de la tension d'activation qui arrive à une diminution de 5,4V représentant une réduction de 23%.

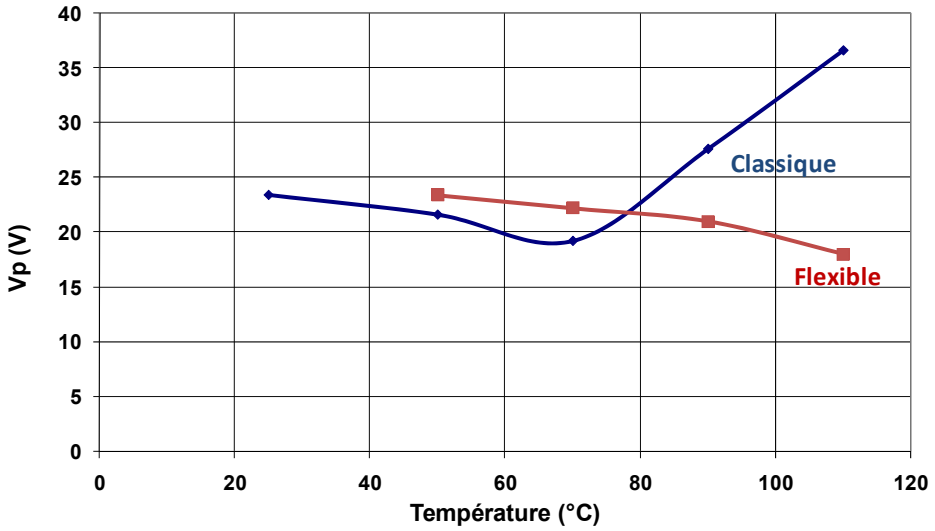


Figure 2.25 Mesure de la tension d'actionnement en fonction du stress thermique

Nous venons de voir la dépendance de la topologie des ponts sur leur tenue en température et par conséquent l'impact sur la tension d'actionnement. Une structure plutôt « flexible » permettra alors d'amortir les variations de température et de conserver ses performances.

Le substrat sur lequel le commutateur est fabriqué joue aussi un rôle important dans la dissipation de la chaleur. Dans notre cas, les lignes coplanaires sont fabriquées sur du BCB qui est un mauvais conducteur thermique (0,29W/mK). Par conséquent, des vias thermiques ont été positionnés sur les lignes comme sur la Figure 2.26 afin de les relier au substrat silicium qui a une conductivité thermique 510 fois supérieure (148W/(mK)).

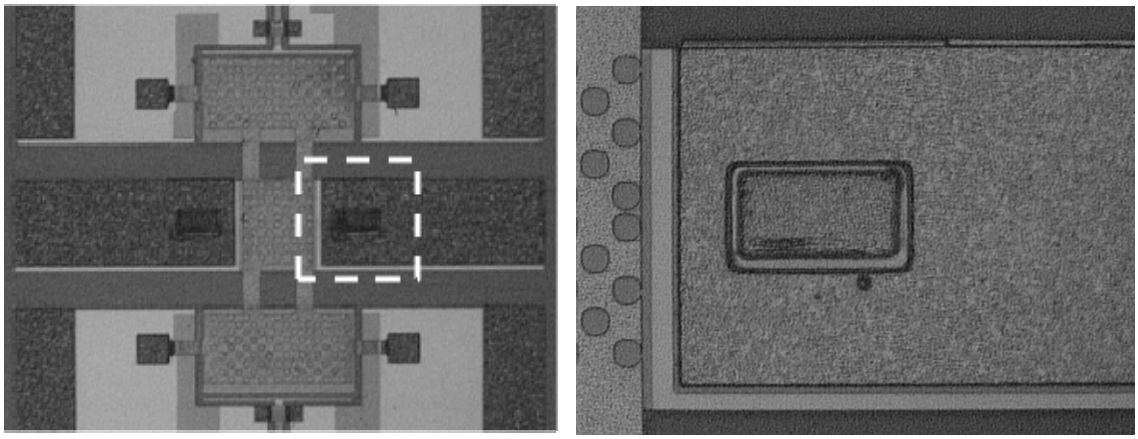


Figure 2.26 Commutateurs avec vias thermiques

Dans le paragraphe VI, des structures avec et sans via vont être observées sous échauffement grâce à une caméra thermique afin de déterminer l'effet des vias.

Le chapitre suivant montrera les caractérisations en puissance qui ont été effectuées sur les interrupteurs MEMS puis sera suivi par l'observation de la corrélation entre la puissance et la température.

V. Caractérisations en puissance

Sous puissance RF, les commutateurs peuvent fonctionner suivant deux régimes différents : en commutation froide ou en commutation chaude. Lorsque le commutateur passe d'un état à l'autre sans présence de puissance RF dans le circuit, on parle alors de commutation froide. Par contre, lorsque l'interrupteur commute en présence de puissance RF, on a affaire à une commutation chaude.

Nous allons dans un premier temps décrire le banc de caractérisation spécifiquement développé pour les mesures sous puissance RF et présenter les performances mesurées en commutations froide et chaude des composants MEMS RF que nous avons fabriqués.

1. Description du banc pour des mesures de puissance des commutateurs

Le banc de caractérisation développé par Samuel Mellé pour des mesures de fiabilité a été adapté pour effectuer des mesures en puissance et du matériel a été rajouté. Le synoptique de la mesure est présenté par la Figure 2.27. Un amplificateur de puissance commandé par un synthétiseur de fréquence permet d'injecter un signal de fréquence 10GHz et de puissance pouvant atteindre 5W. En sortie du composant sous test, la puissance est tout d'abord atténuée de 30dB (atténuation indispensable pour protéger l'instrumentation en aval) puis divisée en deux dont une partie est directement envoyée sur un wattmètre. La seconde partie est envoyée à un circuit de détection déjà décrit auparavant qui est relié à l'oscilloscope. L'analyseur de réseau vectoriel n'intervient pas dans ces mesures. Un isolateur est branché en sortie du synthétiseur pour éviter des retours de puissance RF dans cet appareil. De plus, un DC block et un té de polarisation sont placés en entrée et sortie du MEMS à mesurer permettant de polariser les commutateurs MEMS RF en coupants les composantes DC vers les appareils de mesure. La puissance RF entraine un échauffement des micro-pointes RF qui doivent donc être spécifiquement adaptées sous peine de dilatation et d'allongements. Des risques de détérioration grave des pointes sont donc encourus. Les pointes ACP de Microtech permettent d'éviter ce problème.

Le module actionnement du commutateur est toujours piloté par le logiciel en HT Basic.

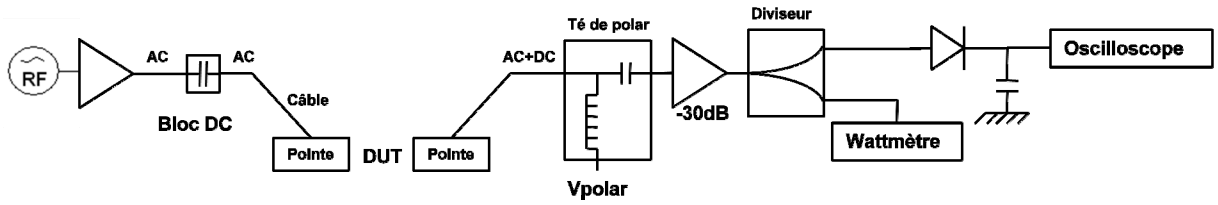


Figure 2.27 Schéma décrivant le banc de caractérisation en puissance des MEMS-RF

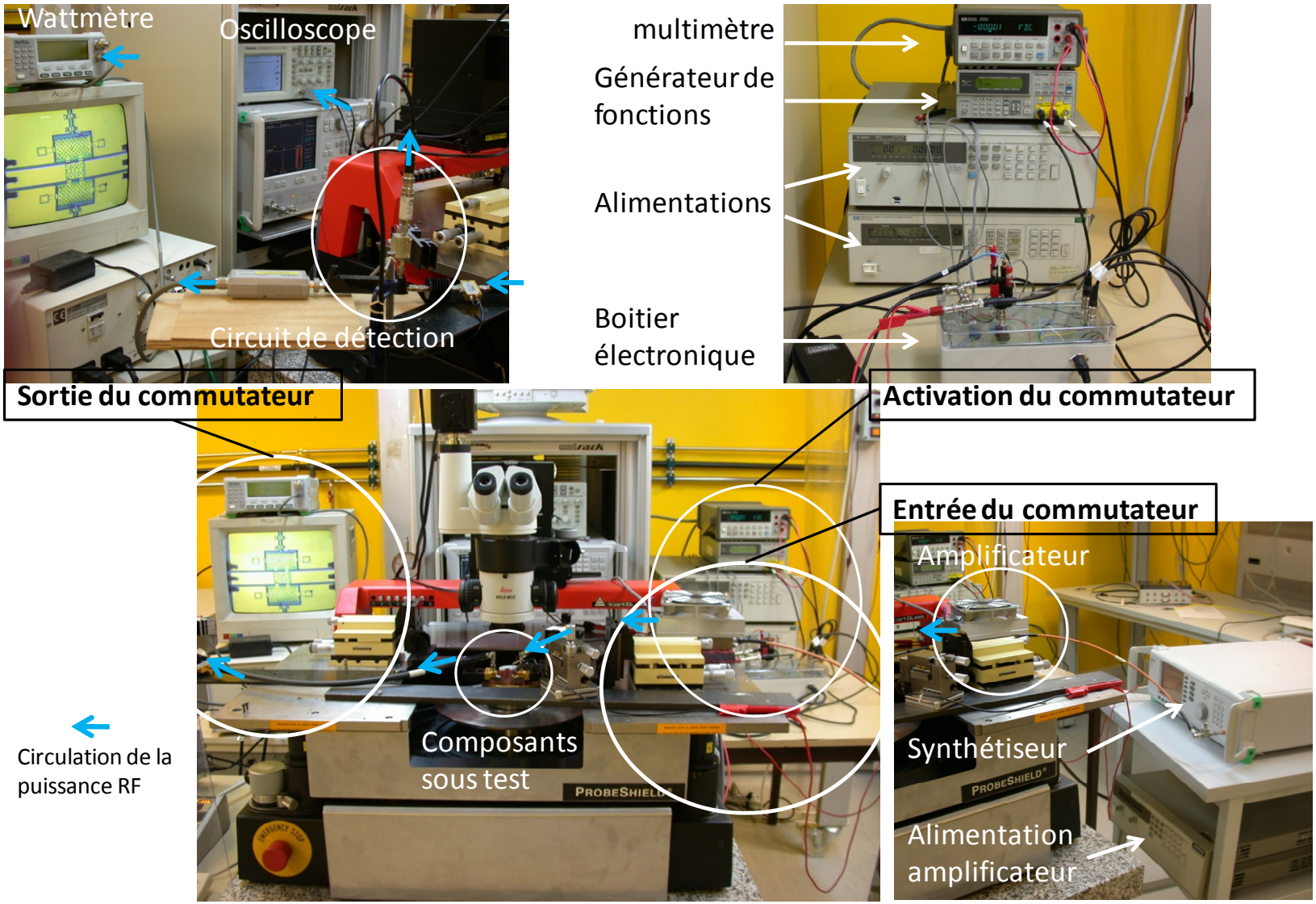


Figure 2.28 Description du banc de caractérisation en puissance de MEMS-RF

2. Caractérisation en commutation froide

La défaillance par auto-activation du commutateur a déjà été décrite dans le paragraphe III.1. Une puissance RF croissante est appliquée sur la ligne centrale lorsque le commutateur est à l'état haut pour caractériser cette défaillance. Le niveau en puissance de sortie est alors mesuré et on peut en déduire les pertes d'insertion du commutateur. Sur la Figure 2.29, le paramètre S21 a été converti en l'espace d'air qui existe entre la ligne coplanaire et le pont.

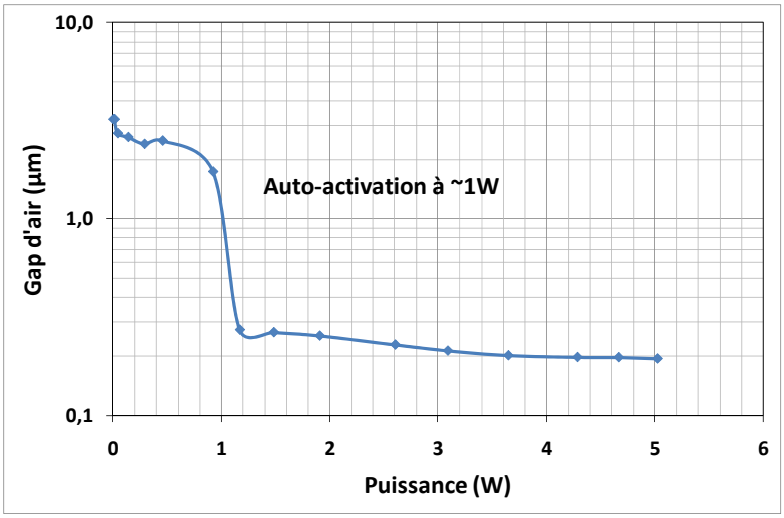


Figure 2.29 Détection de la puissance d'auto-activation

Jusqu'à une valeur seuil de puissance, le pont reste à l'état haut à une hauteur de 2,5µm en moyenne. Les ondulations de la courbe dans cette zone sont dues essentiellement aux incertitudes de mesures qui sont amplifiées lors de la conversion. Au-delà de 1W, le pont s'effondre aux alentours de 0,2µm de hauteur ce qui correspond à l'état bas. La puissance d'auto-activation de ce commutateur est donc égale à 1W.

La méthode classique de mesure utilisée pour déterminer la puissance d'auto-maintien consiste à augmenter la puissance RF doucement, alors que le commutateur est en position haute, jusqu'à ce qu'il s'active (phénomène précédemment décrit). Ensuite, la puissance est réduite progressivement jusqu'à ce que le pont remonte en position initiale. La valeur pour laquelle le commutateur repasse à l'état haut correspond à la puissance d'auto-maintien : 0,37W dans le cas de la Figure 2.30. Cette figure montre la mesure de la puissance d'auto-activation et d'auto-maintien. En position haute, le commutateur a un coefficient de transmission S_{21} autour de -0,1dB.

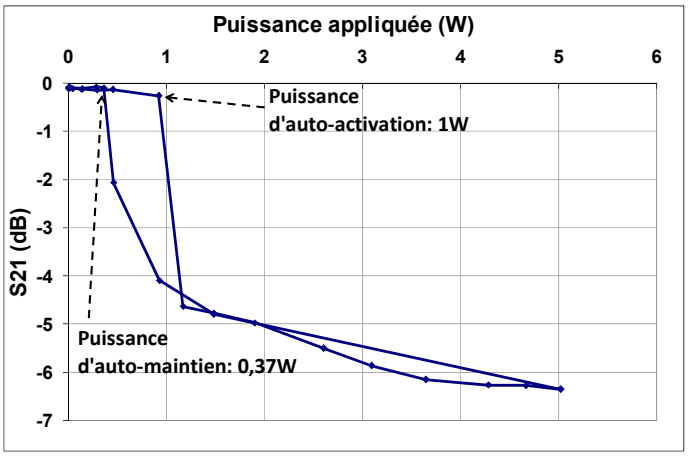


Figure 2.30 Détection des puissances d'auto-activation et d'auto-maintien

Cette méthode de mesure de la puissance d'auto-maintien doit être légèrement adaptée dans le cas où le niveau de puissance maximum n'est pas suffisant pour auto-activer le commutateur. Le procédé consiste alors à fournir la puissance maximale au conducteur central de la ligne coplanaire et d'appliquer une tension d'activation supplémentaire pour abaisser le pont. La puissance est ensuite suffisante pour maintenir le pont à l'état bas lorsque la tension est relâchée. Comme précédemment, la diminution de la puissance va permettre au pont de remonter. On en déduira la puissance d'auto-maintien. Cette méthode a été utilisée pour les échantillons 2 et 3 du Tableau 2.7.

No échantillon	Tension d'activation (V)	Puissance d'auto-activation (W)	Puissance d'auto-maintien (W)
1	9,6	1	0,37
2	35	>5	3,75
3	38	>5	3,8

Tableau 2.7 Relation entre tension d'activation les puissances d'auto-activation et d'auto-maintien

Ce tableau montre la très forte dépendance entre la tension d'activation du commutateur et les puissances d'auto-activation et d'auto-maintien. Les commutateurs à fortes tensions d'activation ont des puissances d'auto-activation et d'auto-maintien plus grandes que les autres. En fait, ces puissances sont proportionnelles à Va^2.

Les commutateurs fabriqués au laboratoire tiennent des puissances supérieures à 5W sans s'activer et ont une puissance d'auto-maintien légèrement inférieure à 4W dans les meilleurs cas.

1) Test d'endurance à l'état bas

Ce test est effectué en commutation froide. Une puissance de 5W est injectée sur la ligne ce qui permet aussi de garder le pont en position basse. Le test a duré 19 heures et 30 minutes ce qui est équivalent à 140 millions de cycles à 1kHz et a été arrêté car les propriétés du commutateur sont restées quasiment inchangées. Pendant toute cette durée, la puissance a été stoppée de cours laps de temps pour effectuer des mesures de reprise de $S_{21}(V)$. A partir de ces mesures, la tension d'actionnement a ainsi pu être suivie au cours du temps ce qui est illustré dans la Figure 2.31.

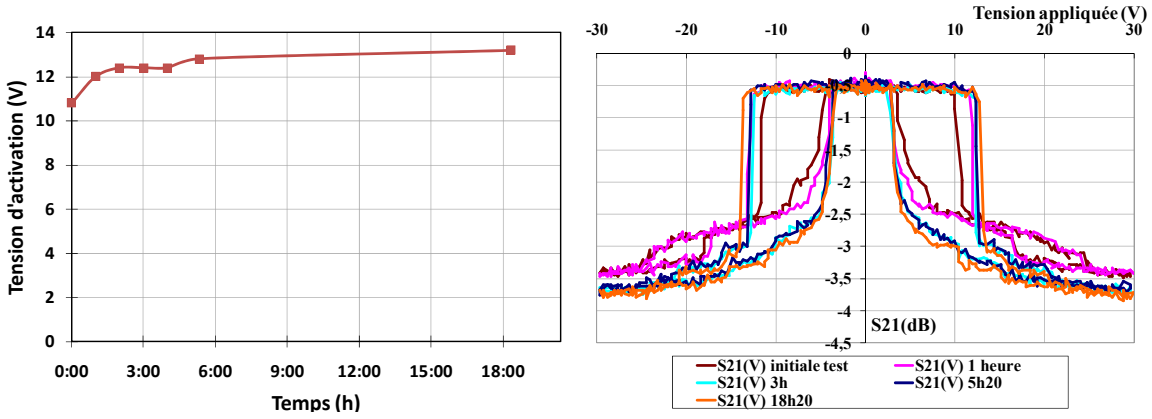


Figure 2.31 Evolution de la tension d'activation au cours du temps

La tension d'activation augmente légèrement (moins de 2V) durant la première heure. Nous avons constamment remarqué ce phénomène au cours de toutes nos investigations : les premières caractérisations et/ou stress permettait une mise en place mécanique de la structure des commutateurs ensuite les mesures restent identiques si aucun autre paramètre n'est modifié. Après cette phase de déverminage, la tension d'actionnement peut être considérée constante au cours du temps. De plus, le niveau de puissance en sortie a été relevé de temps en temps. La transmission du commutateur en a été déduite et est retranscrite dans la Figure 2.32.

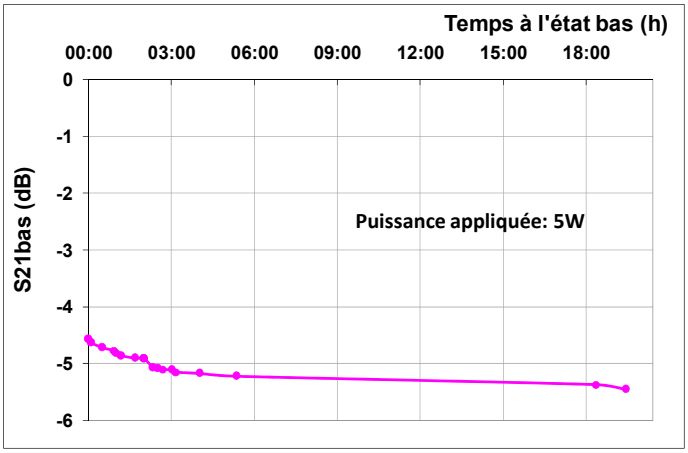


Figure 2.32 Evolution du paramètre S21 à l'état bas sous 5W en fonction du temps

Au terme des 19 heures de test, le paramètre S21 a diminué de 1dB, c'est-à-dire que la qualité du contact s'est améliorée. Cette diminution peut être imputée à l'échauffement de la membrane engendrée par la puissance. Cet échauffement déforme légèrement le pont de façon favorable dans ce cas là. Ces caractérisations démontrent ainsi que nous n'avons observé aucune dégradation des MEMS RF sous 5W.

3. Caractérisation en commutation chaude

Bien que beaucoup d'applications ne demandent pas une commutation chaude, un commutateur capable d'y résister permet de simplifier la conception du système. Un niveau de puissance est appliqué sur la ligne RF. Cette valeur est choisie inférieure à la puissance d'auto-maintien de l'interrupteur. Ensuite, un stress de cyclage est lancée jusqu'à défaillance du commutateur. La procédure de cette mesure a été expliquée dans le chapitre 1. Ce test a été

effectué à trois puissances différentes : 0,37W, 1W et 1,8W. Certains paramètres sont périodiquement relevés au cours du cyclage : la tension d'activation Vp, le paramètre de transmission S_{21} à l'état haut et à l'état bas. Les résultats obtenus pour un stress de 0,37W sont résumés dans la Figure 2.33 et la Figure 2.34.

La courbe de la Figure 2.33 représente l'évolution de la tension d'activation au cours du cyclage qui est divisible en trois parties :

- Jusqu'à 20 millions de cycles, le décalage des tensions d'actionnement est progressif dans le temps ce qui permet d'introduire le paramètre de cinétique du chargement du diélectrique VDTA [2.28], le diélectrique se charge et la tension d'activation diminue.
- Entre 20 millions et 30 millions de cycles, le diélectrique est saturé : la tension d'activation reste constante.
- A 35,5 millions de cycles, le commutateur entre en défaillance : la tension passe subitement de -8,5V à -3,5V. Afin de comprendre l'origine de cette défaillance, nous avons de plus suivi l'évolution de paramètre S_{21} aux états haut et bas durant le cyclage.

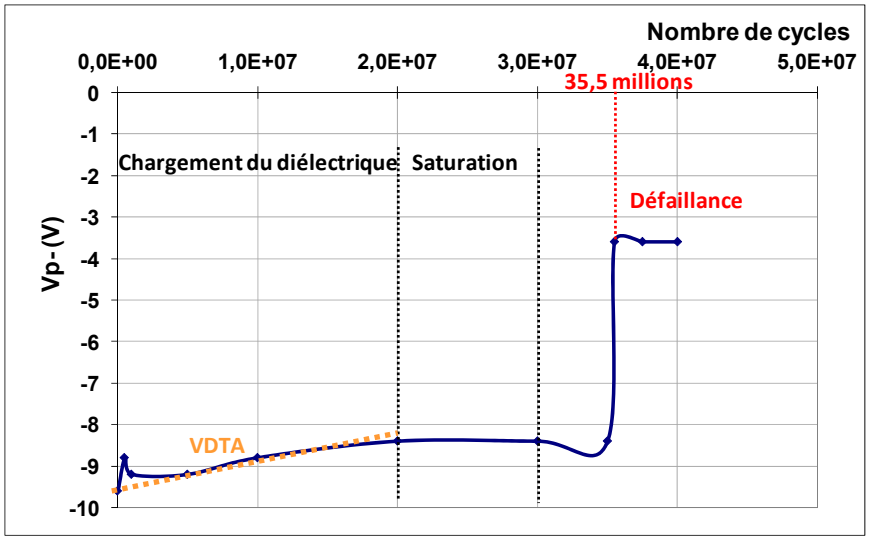


Figure 2.33 Evolution de la tension d'actionnement sous commutation chaude à 0,37W

Le paramètre S21 à l'état haut varie peu (aux incertitudes de mesures près), ce qui démontre une absence de déformation importante du pont (nous verrons à la Figure 2.36 comment se traduisent de fortes déformations sur S_{21}). Cette courbe en Figure 2.34 nous montre de plus que le pont ne se colle pas pendant le test. La qualité du contact du commutateur durant le cyclage a de plus été quantifiée par l'espace d'air résiduel (indésirable) entre le pont à l'état bas et la ligne centrale (cette quantité a été calculée à partir du paramètre S_{21} à l'état bas).

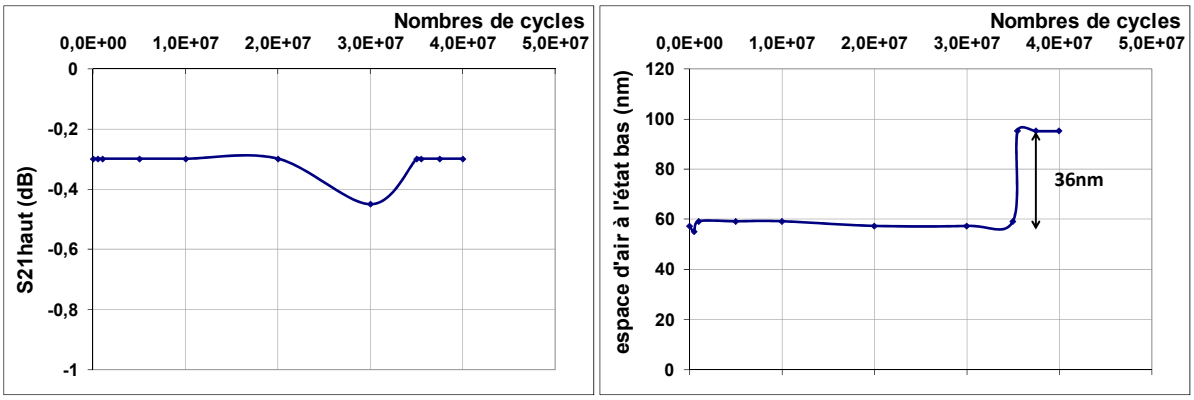


Figure 2.34 Evolution des pertes d'insertion à l'état haut et de l'espace d'air résiduel à l'état bas sous commutation chaude à 0,37W

La qualité de contact reste constante jusqu'à la défaillance avec un espace d'air résiduel inférieur à 60nm. Elle se dégrade considérablement au moment de la défaillance puisqu'une augmentation de 60% (36nm) de l'espace d'air résiduel est visible. L'impact sur l'isolation du commutateur est d'environ 2dB. Des analyses plus poussées de cette défaillance seraient nécessaires pour réellement comprendre ce mécanisme que nous avons souvent rencontré à très basse puissance RF (0dBm). Cette étude sort du cadre de nos travaux de thèse et nous nous limiterons donc à conclure sur une déformation par chargement du diélectrique ou par fatigue mécanique et en tout cas non consécutive au 0,37W appliqué.

Nous allons maintenant décrire les études faites sur d'autres échantillons stressés à 1 et 1,8W.

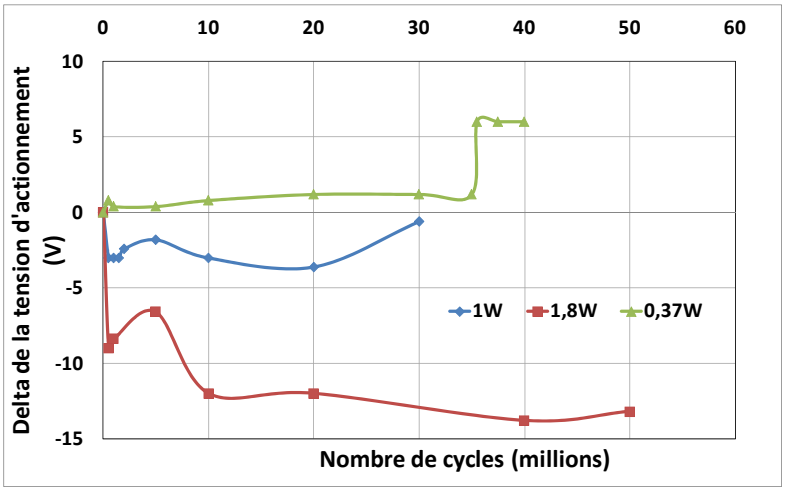


Figure 2.35 Evolution de la tension d'activation en fonction du nombre de cycles et du niveau de puissance

Précédemment, la courbe à 0,37W a été décrite et a montrée une charge du diélectrique ou une fatigue mécanique. Avec les puissances considérées ici, la tension d'activation est constante au cours des cyclages, seul un déverminage est observable pour les premiers cycles. Nous pouvons en déduire qu'il n'y a pas de chargement du diélectrique.

La Figure 2.36 montre que l'état haut des ponts stressés à 1 et 1,8W est très instable pour des puissances supérieures à 1W. Ce comportement est imputable aux effets du passage de la puissance RF et donc aux effets thermiques car jamais à basse puissance de telles variations n'ont été observées. Nous pensons que la puissance entraine un échauffement de la membrane qui s'allonge conduisant à son flambement alternativement vers le haut et vers le bas suivant la durée du stress. Ce phénomène mériterait de plus amples investigations sortant

du cadre de cette thèse. Nous nous limiterons donc à dire que les phénomènes observés sont d'origine thermique et donc attribuable à la puissance RF.

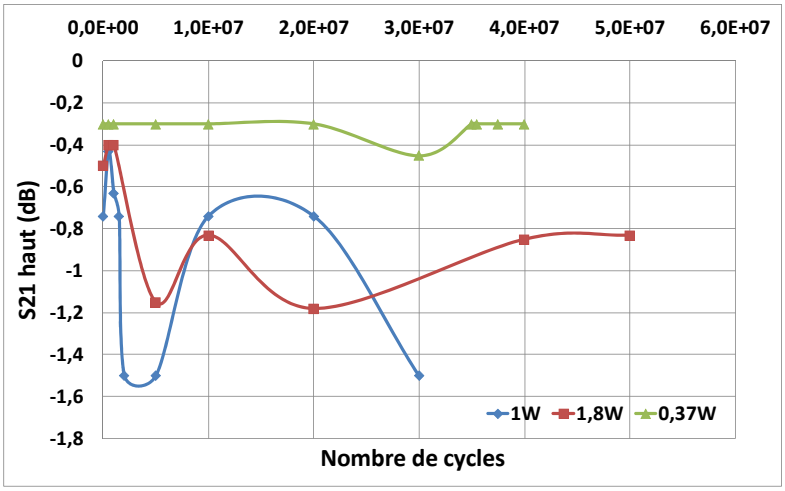


Figure 2.36 Evolution du paramètre S_{21} à l'état haut en fonction du nombre de cycles et du niveau de puissance

L'espace d'air indésirable entre la membrane à l'état bas et la ligne centrale a de plus été évalué pour les trois niveaux de puissance (voir Figure 2.37). A contrario du stress à 0,37W pour lequel le contact reste constant jusqu'à défaillance, le gap d'air augmente pendant le cyclage dès que la puissance atteint des valeurs de 1W et plus. Ces mesures confirment ainsi une déformation de la membrane mobile qui se traduit par un contact dégradé.

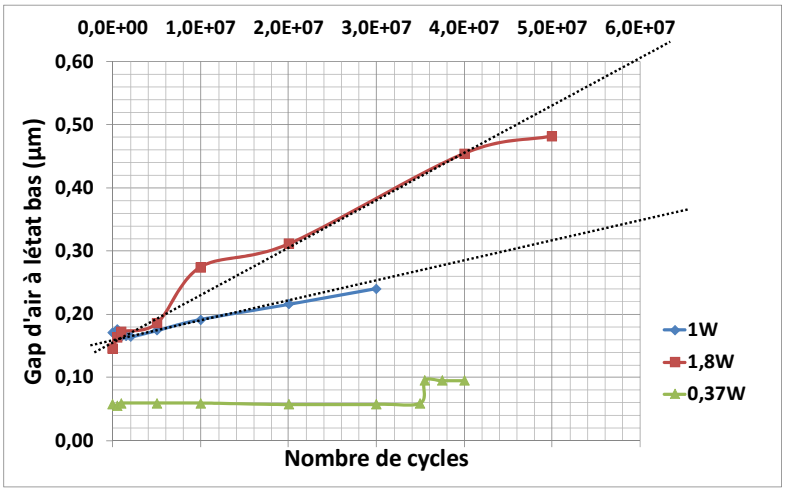


Figure 2.37 Comparaison de la qualité de contact pour plusieurs puissances

De plus, l'augmentation du gap d'air est plus rapide lorsque la puissance de stress est plus élevée signifiant ainsi que la vitesse de déformation des ponts est plus rapide à 1,8W. Cette cinétique de déformation est reportée dans la Figure 2.38. D'après les caractérisations, le commutateur se déforme de 54nm/h sous un stress de 1,8W et de seulement 20nm/h sous un stress de 1W.

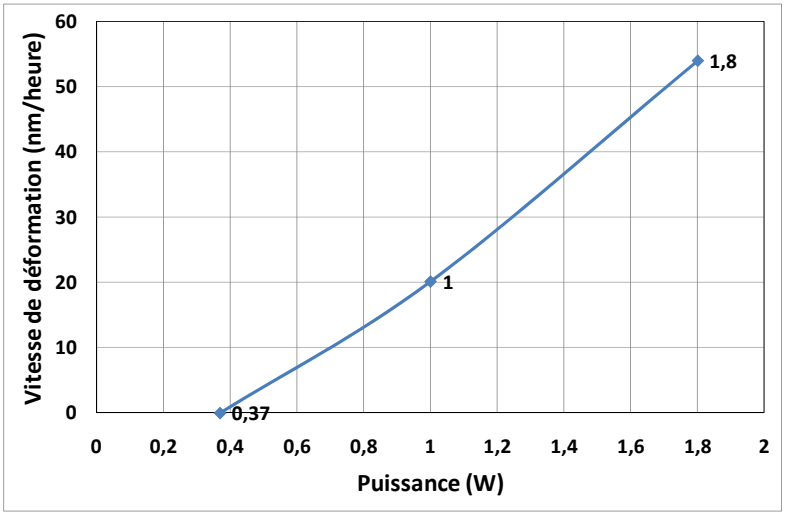


Figure 2.38 Comparaison de la déformation des ponts suivant la puissance injectée

La courbe de la Figure 2.39 démontre ainsi qu'au-delà de 1 W :

- Un mécanisme de défaillance, supplémentaire au chargement du diélectrique, se met en place et correspond à la déformation de la membrane mobile,
- Ce mécanisme de défaillance est activé par la puissance RF ce qui permet de proposer l'origine thermique à ce phénomène.

La Figure 2.39 résume les résultats obtenus grâce aux différents échantillons en commutation froide et chaude. En commutation froide, le commutateur ne présente aucune défaillance sous 5W à 10GHz pour un nombre équivalent de cycles égal à 140 millions (test stoppé).

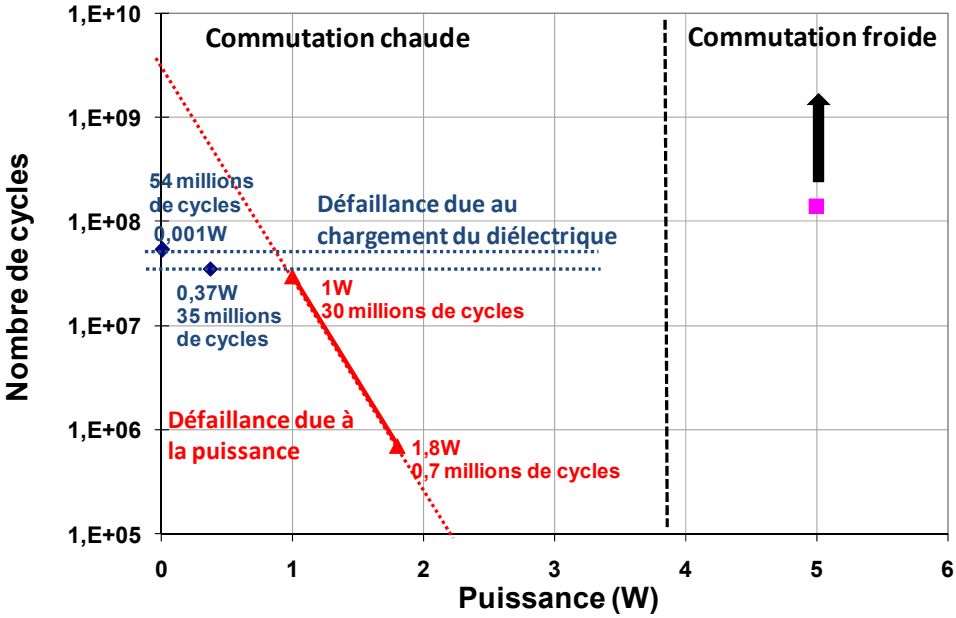


Figure 2.39 Bilan des nombres de cycles atteint en commutation chaude pour plusieurs puissances et en commutation froide

En commutation chaude, la défaillance est due soit au chargement du diélectrique soit à l'échauffement induit par la puissance. Pour des puissances inférieures à 1W, le chargement du diélectrique limite le nombre de cycles atteint par les interrupteurs. Sous un stress de 1mW, le commutateur a une durée de vie de 54 millions de cycles. Elle est sensiblement

réduite à 35 millions à 0,37W (écart imputé aux dispersions entre composants). Dès que la puissance de stress est égale ou supérieure à 1W, l'échauffement de la structure est non-négligeable et devient le principal mode de défaillance. Sous commutation chaude, le nombre de cycles atteint à 1W et 1,8W est égal respectivement à 30 millions et 0,7 millions.

Nous allons voir maintenant quel est l'impact thermique de la puissance sur le dispositif par caméra Infrarouge.

VI. Caractérisation des distributions de température sous puissance

Dans le cadre du réseau d'excellence AMICOM et en collaboration avec René Fillit de l'Ecole des Mines de Saint Etienne, nous avons également commencé l'étude thermique de MEMS sous puissance. Le passage de la puissance dans le commutateur induit un échauffement de sa structure. Il est donc intéressant d'observer grâce à une caméra de thermographie infrarouge la distribution des températures dans la structure de ce commutateur MEMS. Le but de ces mesures est de déceler les zones qui s'échauffent le plus suivant l'état haut ou bas du commutateur. Des améliorations dans la conception pourront alors être mises en place pour réduire les échauffements localisés ainsi détectés.

Grâce à ces mesures, une relation entre le niveau de puissance et la température engendrée par ce niveau va pouvoir être déterminée ([2.32] et [2.33]) et corrélée aux tests thermiques exécutés en étuve.

Description du Banc de caractérisation IR

Tout un travail a ainsi été fait pour adapter le banc de caractérisation MEMS à la caméra infrarouge. Ces caractérisations requièrent donc la manipulation en puissance associée à la caméra infrarouge qui est installée à la place du microscope. La Figure 2.40 montre le banc de caractérisation développée pour les mesures infrarouges. Un amplificateur 10GHz est placé en entrée du dispositif sous test et est contrôlé par un synthétiseur de fréquence.

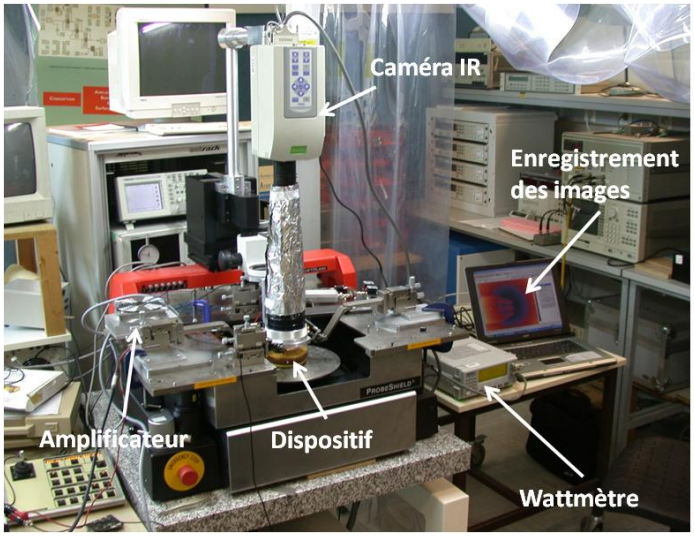


Figure 2.40 Banc de caractérisation Infrarouge

La puissance en sortie du composant est vérifiée par un wattmètre. L'instrumentation permettant l'activation du commutateur est aussi accessible, si nécessaire, sur ce banc. Finalement, les images infrarouges sont enregistrées sur un ordinateur.

Une première série de mesures a été conduite avec une puissance limitée à 1W. Des exemples de résultats sont indiqués sur la Figure 2.41 qui montre une très bonne résolution spatiale de l'ordre de 2µm.

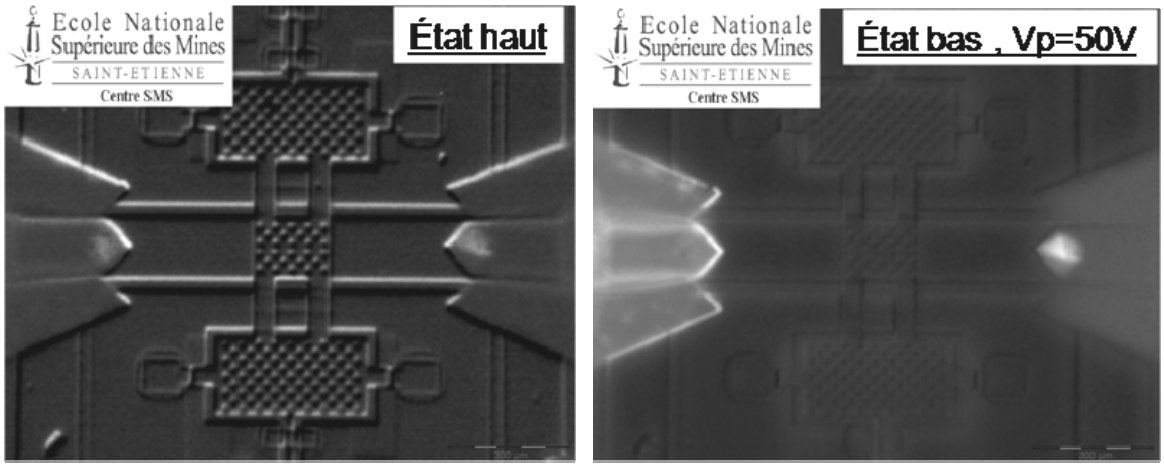


Figure 2.41 Vues IR de MEMS RF soumis à une puissance de 1W

Il n'y a finalement pas de point chaud obtenu pour cette valeur de puissance appliquée au MEMS, ce qui est en soit une bonne nouvelle. Par contre, nous pouvons noter l'échauffement du doigt central qui véhicule la puissance des points RF. Nous avons donc réalisé une deuxième série de mesures en mai 2007 avec des puissances RF appliquées plus importantes de l'ordre de 4W. Des résultats plus approfondis seront présentés dans une publication à paraitre.

VII. Nouvelle topologie de commutateurs MEMS RF à auto-activation et auto-maintien améliorées

1. Objectifs de la mise en place de contre-électrodes

Sous forte puissance RF, des problèmes d'auto-activation et d'auto-maintien apparaissent. Les puissances auxquelles interviennent ces deux phénomènes de défaillance sont proportionnelles respectivement aux carrés des tensions d'activation de maintien. Par conséquent, la valeur de la puissance entrainant le défaut de fonctionnement du commutateur sera différente suivant les commutateurs. Dans tous les cas, il existe une limitation du fonctionnement du commutateur.

Afin de repousser ces limites en puissance, l'ajout de contre-électrodes a donc été envisagé. Elles sont disposées comme le montre la Figure 2.42 au-dessus des électrodes du pont.

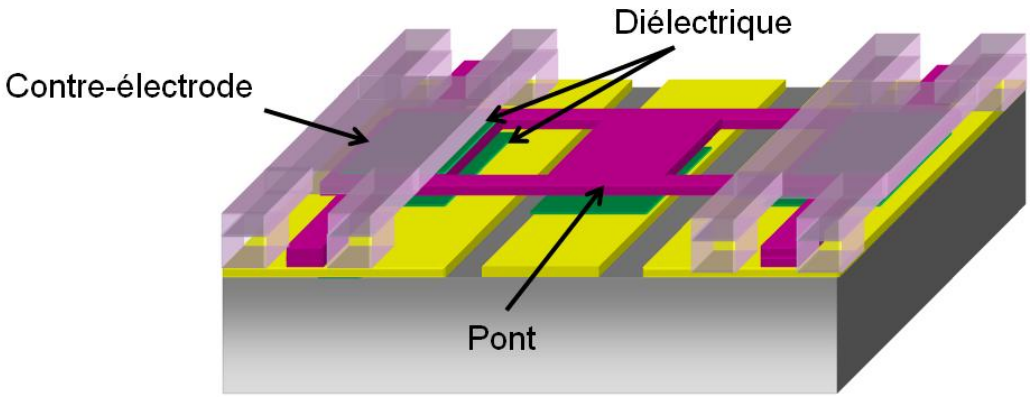
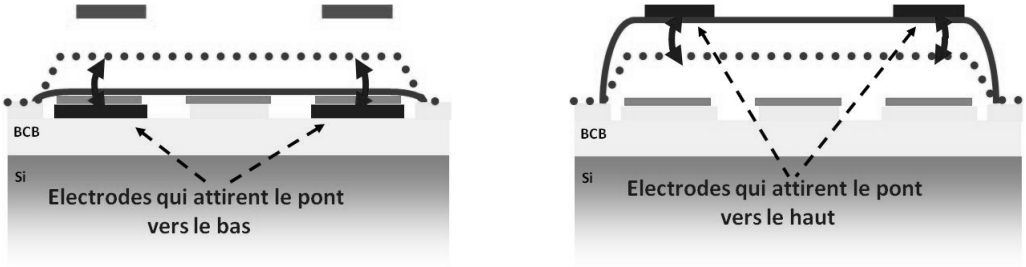


Figure 2.42 Schéma d'un commutateur à deux niveaux de ponts

Leur but est de fonctionner en complémentarité des électrodes déportées d'activation. En effet, sous passage d'une forte puissance, une différence de potentiels sera maintenue entre la membrane et les contre-électrodes pour assurer l'état haut du commutateur.

La descente du pont de l'état initial à l'état bas est réalisée par les électrodes inférieures (voir Figure 2.43 (a)). Pour le passage de l'état bas à l'état haut sous puissance, la tension sur les électrodes inférieures sera relâchée tandis qu'une tension sera appliquée sur les contre-électrodes afin de permettre une remontée plus aisée du pont (cf Figure 2.43 (b)).



(a) (b)

Figure 2.43 Fonctionnement du commutateur à contre-électrodes

Ce système peut aussi permettre d'améliorer les temps de commutation de l'interrupteur. D. Peroulis et al ont utilisé ce concept à partir de 2004 pour améliorer la tenue en puissance de leur commutateur à faible tension d'activation [2.10]. La Figure 2.44 montre que les électrodes supérieures recouvrent la totalité des électrodes du pont.

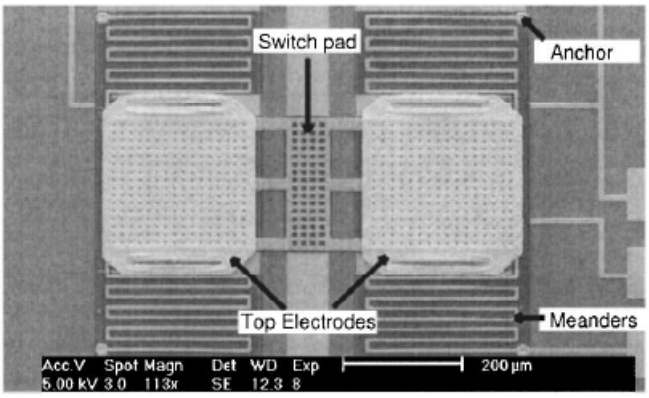


Figure 2.44 Exemple d'un commutateur à double niveau de ponts de l'université de Purdue

Le scénario qu'ils prévoient, consiste en ce que le commutateur se trouve à l'état bas par auto-activation ou application d'une polarisation DC. Ensuite, alors qu'une tension DC est appliquée entre le pont et l'électrode supérieure, la membrane remonte et est stoppée par le deuxième niveau de pont.

La fabrication d'un interrupteur à contre-électrodes rajoute des étapes technologiques au procédé classique. Nous allons voir notamment que des précautions sont à prendre avec le procédé de la couche sacrificielle.

2. *Mise en place technologique de contre-électrodes*

L'ajout d'un deuxième niveau de pont nécessite des étapes supplémentaires par rapport au procédé initial. Il est nécessaire de déposer une couche isolante entre la membrane et les contre-électrodes pour éviter tout court-circuit en cas de contact. Les problèmes conséquents à la résine sacrificielle se retrouvent aussi ici (libération, séchage, couches superposées de résine avec leur tenue thermique limitée…). Une première filière à contre-électrodes a été développée par K. Grenier et a été ensuite amélioré.

1) Premier procédé technologique développé

Trois étapes essentielles complètent le procédé à un seul pont comme l'illustre la Figure 2.45. Elles interviennent avant la libération du premier pont. Le dépôt d'une couche isolante prévient les court-circuits entre les deux ponts. Ensuite la deuxième membrane est formée sur une seconde couche sacrificielle et finalement la structure est libérée.

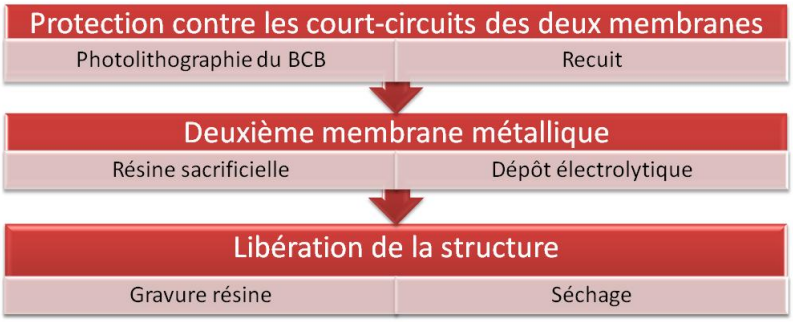


Figure 2.45 Etapes technologiques d'élaboration du deuxième niveau de pont

Ces trois étapes vont être détaillées maintenant. Après la formation du premier niveau de pont, une photogravure de BCB est réalisée pour former la couche isolante entre les deux membranes métalliques. Premièrement, le BCB est dilué avec un solvant spécifique (T1100) afin de pouvoir atteindre une épaisseur de 500nm. Il est ensuite déposé sur le substrat à la tournette. Le BCB se comporte comme une résine négative. Après insolation, sa révélation est délicate car elle se fait à une température fixe entre 35 et 38°C dans un révélateur appelé DS3000. La plaquette est ensuite plongée dans un cristallisoir de DS3000 froid (température ambiante) pour stopper la révélation. Le produit de développement est ensuite supprimer à l'aide de trois séchages à l'azote. Entre chaque séchage, la plaque est replongée dans le DS3000 froid. Finalement, le BCB est recuit à 50°C pendant 30 minutes. A ce stade du procédé, tous les recuits ne dépasseront pas la température de 50°C pour éviter le dégazage, le cloquage ou même la destruction de la première résine sacrificielle de type AZ.

Comme pour les ponts, un procédé « contre-électrode plate » est utilisé et illustré dans la Figure 2.46. Une première résine photosensible de comblement est déposée et recuite à faible température. Elle est délimitée dans les zones utiles des contre-électrodes (Figure 2.46-2).

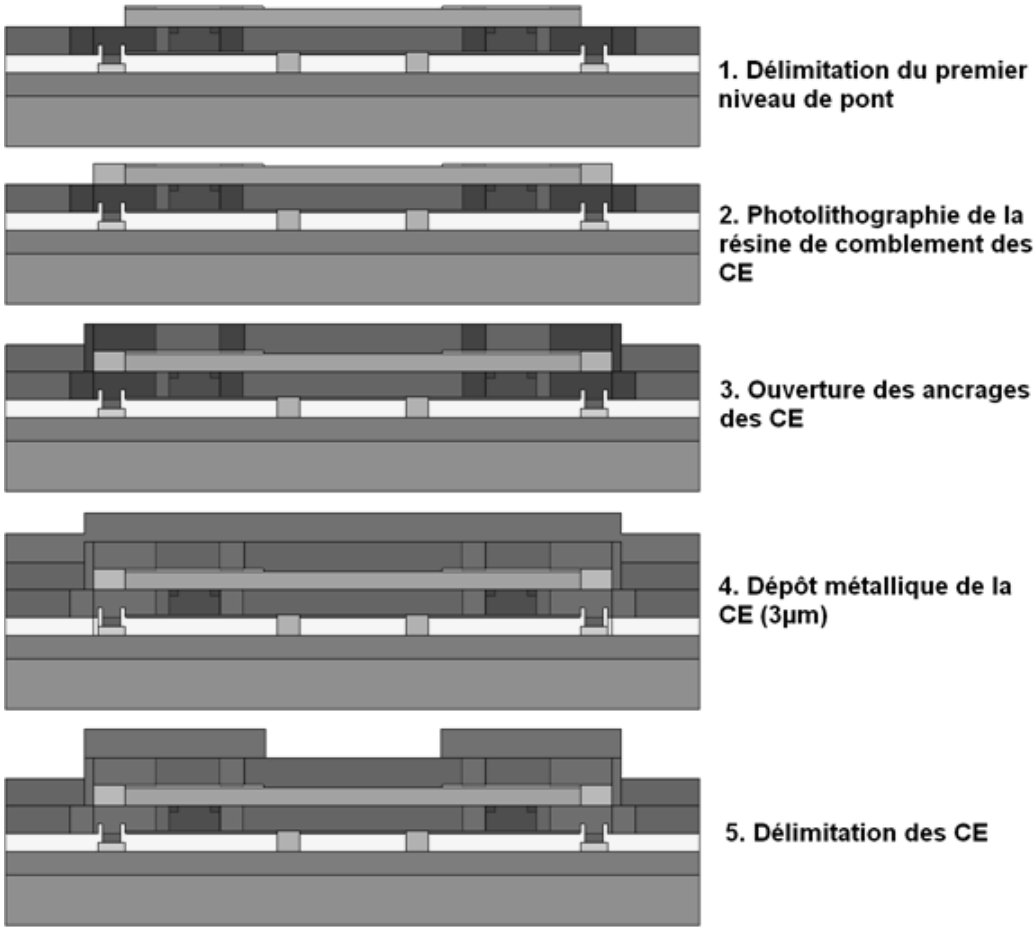


Figure 2.46 Description du procédé de fabrication des contre-électrodes

Ensuite, la deuxième couche sacrificielle de 3µm d'épaisseur est photolithographiée pour ouvrir les ancrages des contre-électrodes (Figure 2.46-3) Une couche d'accroche de titane/or (50nm/200nm) est déposée par évaporation pour permettre un dépôt électrolytique d'or de 3µm. L'épaisseur des contre-électrodes conditionne leur rigidité. Pour que ces membranes soient fixes, une épaisseur minimale de 3µm est recommandée (Figure 2.46-4). Suit la délimitation des contre-électrodes par la gravure de l'or et du titane (Figure 2.46-5). La fin du procédé reprend les étapes de suppression des résines sacrificielles et de séchage vues au chapitre 1. Après la libération, nous obtenons une structure 3D montrée à la Figure 2.47.

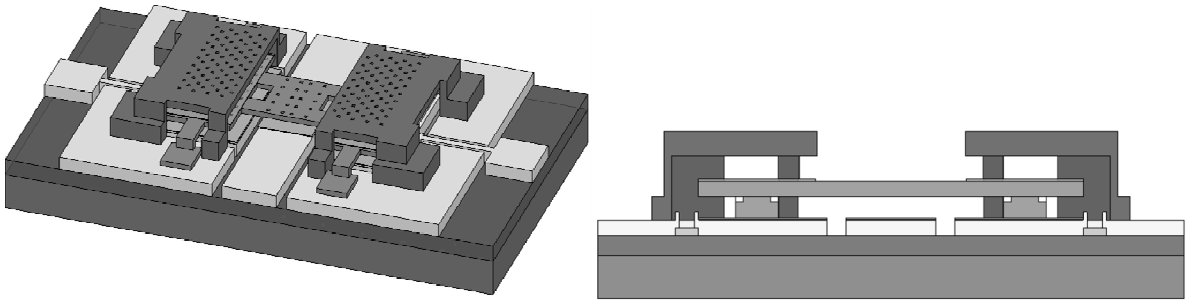


Figure 2.47 Libération de la structure à deux niveaux de ponts

Des commutateurs à contre-électrode ont été fabriqués avec du BCB comme diélectrique intermédiaire. Une photographie l'illustre à la Figure 2.48.

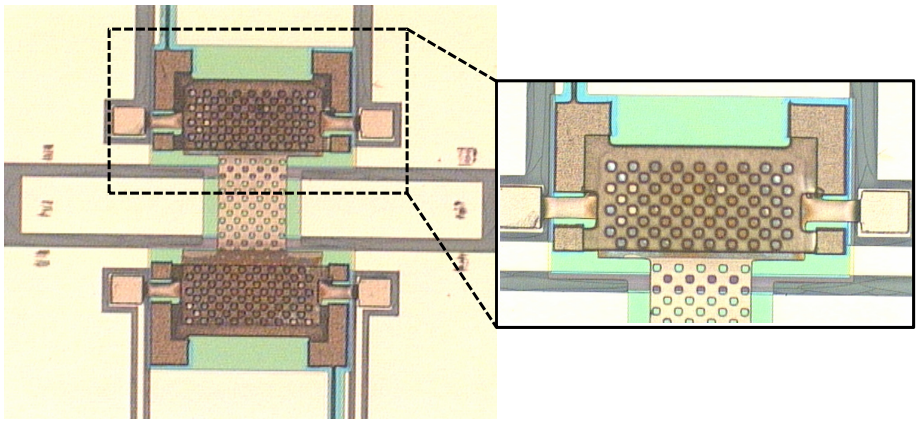
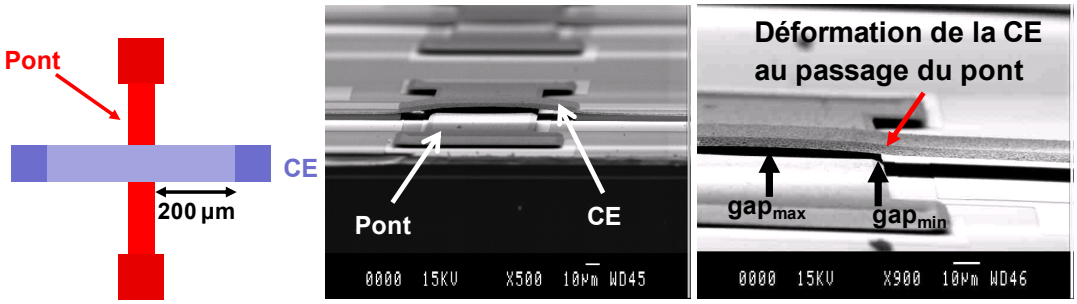


Figure 2.48 Photographie d'un commutateur à deux ponts

Afin d'optimiser les contre-électrodes, des études décrites dans le paragraphe suivant ont été réalisées sur leur dimension.

2) Conception des contre-électrodes

L'épaisseur des contre-électrodes doit au moins être de 3µm pour des raisons de rigidité. De plus le procédé pont plat doit être appliqué pour obtenir des électrodes planes. Un autre paramètre important est la distance (Dp) de l'ancrage de la contre électrode par rapport au pont montrée sur le motif de test de la Figure 2.49 (a). Les photos MEB en (b) et (c) montrent la forme de la contre-électrode suivant la valeur de Dp (50µm et 200µm).



(a) (b) (c)

Figure 2.49 Motif de test deux niveaux de ponts (a), ancrage à 50µm du pont (b) et ancrage à 200µm

Un affaissement de la contre-électrode est visible quand Dp est égale à 200µm. Le Tableau 2.8 met l'accent sur ce phénomène en relevant la hauteur de l'électrode par rapport au pont au centre de celui-ci (gap_{max}) et sur son bord (gap_{min}).

Distance ancrage (Dp)	Gap_{max} entre CE et pont (µm)	Gap_{min} entre Ce et pont (µm)
50 µm	2.6	1.4
200 µm	2.9	0.9

Tableau 2.8 Comparaison de l'affaissement des contre-électrodes suivant Dp

Le gap_{min} est de seulement 0,9µm pour une Dp de 200µm alors qu'il est de 1,4µm pour une Dp de 50µm. En conclusion, l'ancrage de la contre-électrode doit être au plus près du pont pour assurer sa raideur et éviter un contact non désiré entre elle et le pont.

3) Limitation de la première filière à contre-électrodes

Ce procédé est sévèrement limité en température en raison de la première couche sacrificielle : une résine photosensible de type AZ, dont la température de recuit ne peut dépasser les 150°C. Elle impose pour la suite de la filière une température maximale de l'ordre de 50°C. Le BCB utilisé comme diélectrique entre les deux niveaux de pont est donc recuit à seulement 50°C et n'est en conséquence pas totalement polymérisé. Il en résulte des problèmes de collage fréquents entre les deux niveaux de ponts lors de la libération complète de la structure, comme l'indique la Figure 2.50. Le rendement de fabrication est donc très faible.

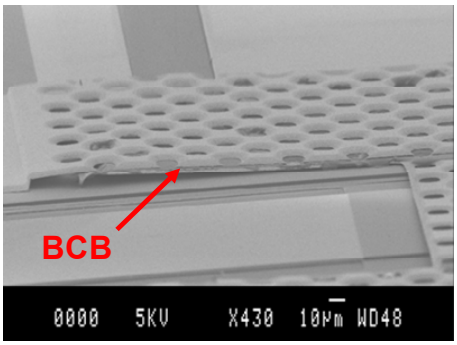


Figure 2.50 Exemple de collage des deux membranes causé par le BCB

Afin de palier à ce phénomène récurrent de collage, il est donc nécessaire de changer de résine sacrificielle pour une autre qui assure un budget thermique plus important. Si la température de recuit des couches sacrificielles utilisées est suffisante, le BCB pourra alors être recuit à plus haute température ou bien même être remplacé par du nitrure de silicium déposé par PECVD, évitant ainsi les problèmes de collage.

4) Vers une nouvelle filière à contre-électrode

Nous avons déjà vu dans le chapitre 1 les bénéfices d'une couche sacrificielle en PMGI. Non seulement sa température de recuit et sa stabilité en température sont très attractives, mais elle assure aussi une excellente reproductibilité des structures MEMS ainsi qu'une forte minimisation des effets de collage lors de leur séchage. Nous nous sommes donc naturellement intéressés à cette résine pour l'élaboration de contre-électrodes. Pour une première validation, le procédé de fabrication des MEMS RF a été réalisé partiellement. Seuls les deux niveaux de ponts avec le diélectrique intermédiaire les séparant ont été fabriqués grâce à la résine PMGI.

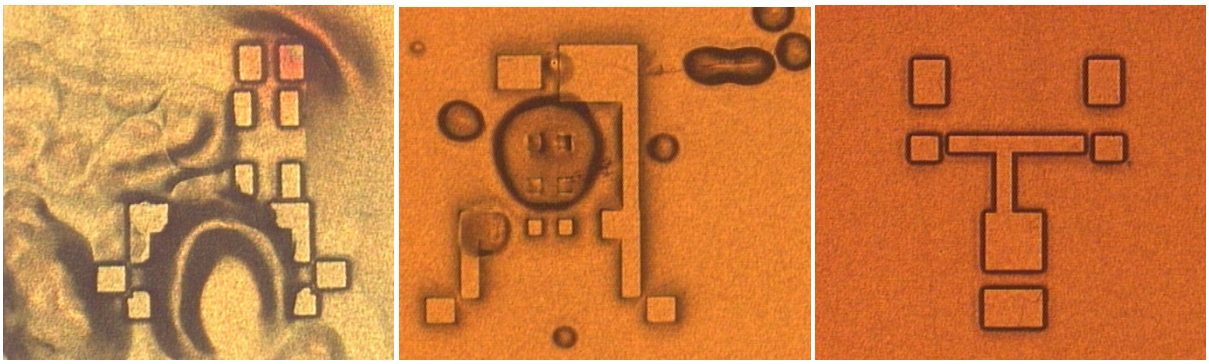
Sa haute tenue thermique nous a donné la possibilité de remplacer le BCB du diélectrique intermédiaire par un nitrure de silicium, dont le dépôt par PECVD permet de garantir une meilleure uniformité de l'épaisseur ainsi qu'une bonne tenue aux solvants et autres produits chimiques.

Pour cela, nous avons étudié le moment du procédé le plus approprié pour faire le dépôt de nitrure :

- Soit le déposer sur l'or des ponts présent sur toute la plaquette,
- Soit le déposer après délimitation de l'or des ponts.

Il faut d'abord vérifier la tenue en température de la PMGI lorsqu'elle est encapsulée pour utiliser la première solution. Dans le chapitre 1, nous avons vu qu'elle tenait entre 140°C et 160°C. Et effectivement, un dépôt PECVD à 200°C induit des cloques sur la plaque comme le montre la Figure 2.51. Des dépôts à plus basse température (100°C et 150°C) non courants avec le matériel du laboratoire montrent une tenue en température sans défaut à 100°C.

Quelques bulles sont apparus à 150°C. La qualité du diélectrique déposé à ces températures n'est néanmoins pas garantie et le procédé reste à optimiser.



(a) 200°C (b) 150°C (c) 100°C

Figure 2.51 Dépôt PECVD de SiN sur de la PMGI encapsulée par de l'or à différentes températures

La deuxième possibilité permet de déposer le nitrure de silicium par PECVD à 200°C sans problème. Cette solution a donc été retenue pour réaliser des commutateurs à double niveau de ponts, car elle permet d'assurer un diélectrique de meilleure tenue et qualité. Les photographies de la Figure 2.52 montrent le commutateur lorsque la première couche sacrificielle a été déposée et que le premier pont ainsi que le diélectrique intermédiaire ont été délimités.

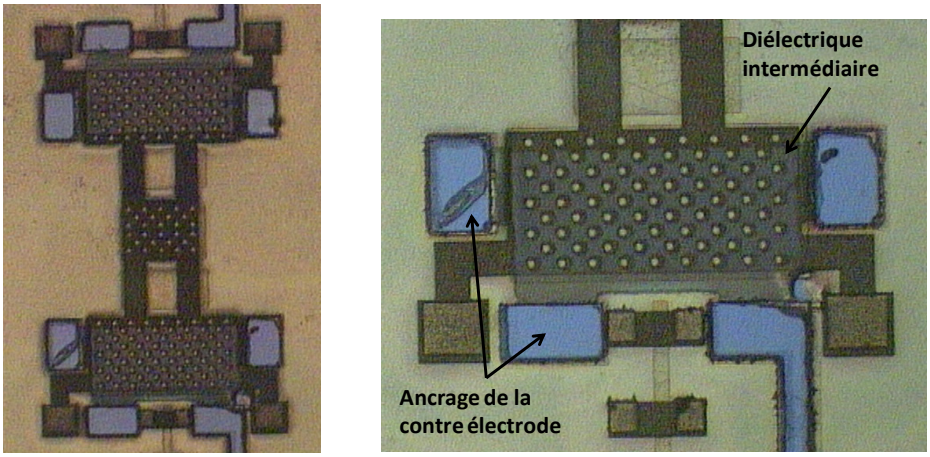


Figure 2.52 Délimitation du nitrure de silicium sur la PMGI

Les étapes suivantes sont les même que celles montrées au paragraphe 1) mais utilisant ici le polymère : procédé « contre-électrode plate », fabrication du deuxième niveau de pont, libération des structures. La Figure 2.53 montre un commutateur dans son intégralité après séchage et une vue en coupe où la superposition des deux niveaux de pont sans aucun collage est validée.

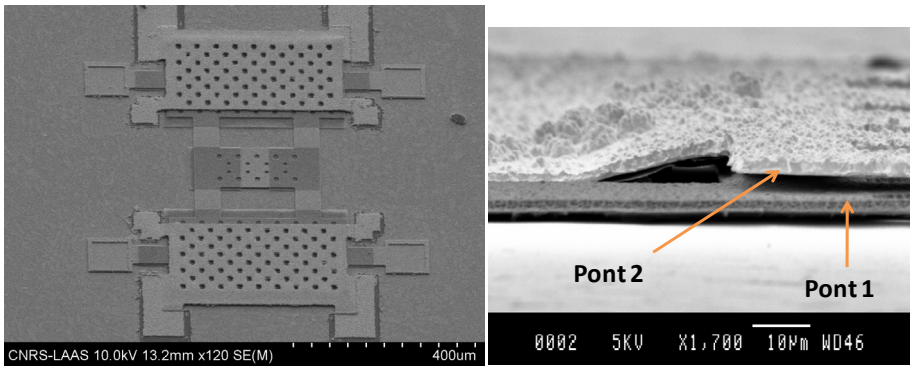


Figure 2.53 Test de libération d'un interrupteur à deux niveaux de pont ayant pour résine sacrificielle de la PMGI

Le procédé à base de PMGI augmente le nombre de masques et requière par conséquent un temps de fabrication plus long. Malgré les quelques inconvénients de la filière technologique utilisant de la résine PMGI comme couche sacrificielle que l'on vient de citer, les premiers tests de cette résine montrent son grand intérêt dans la technologie MEMS. Ce polymère a déjà été validé comme couche sacrificielle pour un niveau de pont. Ici, il a été démontré que l'utilisation de la PMGI permet d'utiliser du nitrure de silicium comme couche intermédiaire ce qui évitera le collage des deux membranes entre elles (inconvénient du BCB). De plus, un deuxième dépôt de polymère a été réalisé pour former le deuxième niveau de pont qui a été ensuite libéré avec succès.

La filière technologique complète avec couches sacrificielles en PMGI a été testée mais le temps nécessaire à sa finalisation a manqué. L'utilisation d'une telle couche sacrificielle pour la fabrication de structures à deux niveaux de ponts a pourtant été validée à l'aide de premières structures de test.

3. *Caractérisation en puissance*

Des mesures de puissance ont été effectuées sur une plaque qui avait comme couche sacrificielle de la résine photosensible de type AZ et dont certaines structures étaient valides comme le montre la Figure 2.54.

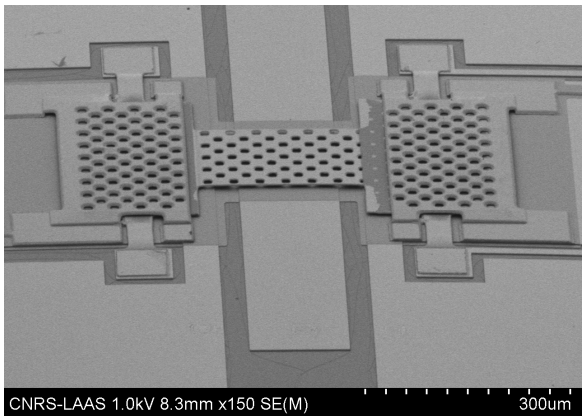


Figure 2.54 Vue au MEB d'un commutateur à contre-électrodes

Des tests d'auto-activation ont été réalisés sur un commutateur dont les contre-électrodes étaient ou non polarisées. Malheureusement, aucune auto-activation n'a été décelée pour cet interrupteur quelque soit la configuration (voir Figure 2.55) jusqu'à la puissance maximale que le banc de test peut fournir (6,4W).

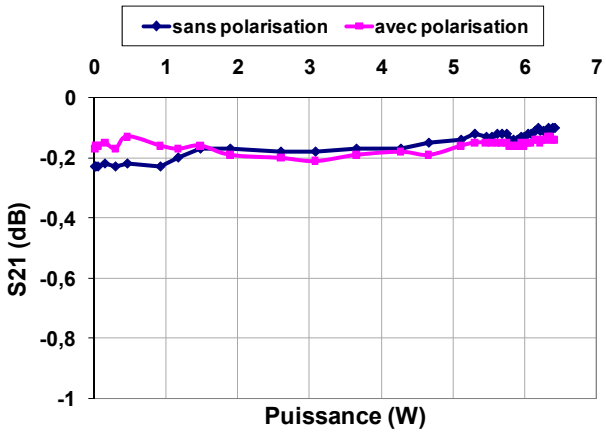


Figure 2.55 Test d'auto-activation d'un commutateur avec et sans contre-électrodes actives

A plus forte puissance (>1W) les erreurs des mesures augmentent à cause des non-linéarités du banc de test ce qui ne permet plus de déceler de variation dû à la polarisation de la contre-électrode.
A la vue de ces résultats, des tests supplémentaires sont en perspectives :

- Tests d'auto-activation avec des puissances supérieures à 6,4W (cela nécessite de nouveaux moyens de caractérisation),
- Tests des structures double ponts fabriquées avec de la résine PMGI comme couche sacrificielle.

Mais il reste aussi un effort technologique à fournir pour mettre au point ces commutateurs à deux niveaux de pont pour obtenir une meilleure tenue en puissance.

VIII. Conclusion

Des recherches bibliographiques étendues nous ont montrées le manque d'études réalisées sur les mécanismes de défaillance en électromigration et thermomécanique. Ces phénomènes sont néanmoins à prendre en considération pour des composants de puissance afin de prévoir leur comportement.

Ainsi nous avons conduit des travaux sur la caractérisation et la modélisation du comportement thermomécanique des structures MEMS RF.

Nous avons démontré les paramètres morphologiques impactant sur la tenue au stress thermique des structures et proposé une structure optimisée doublant la puissance maximale admissible par rapport à une structure classique.

Nous avons de plus mené des campagnes de caractérisations sur la tenue en puissance de commutateurs à structure classique (la structure optimisée n'ayant été démontrée qu'après). Les performances obtenues en commutation froide sont les suivantes : la puissance d'auto-activation est supérieure à 5W et la puissance d'auto-maintien correspond à 3,8W. Un commutateur soumis à une puissance constante de 5W pendant 20h n'a montré aucun signe de défaillance ni RF ni électromécanique. En commutation chaude, le commutateur test a atteint 30 millions de cycles sous une puissance de 1W. Au-delà de 1W, Le nombre de cycles diminue quand la puissance augmente à cause de l'échauffement et donc de la déformation de la membrane.

Ces différents résultats permettent ainsi de projeter à 2W la tenue en puissance des commutateurs à topologie optimisée (pour quelques dizaines de millions de cycles), ce qui,

compte tenu du tableau 3 valide amplement tous nos travaux d'optimisation sur la tenue en puissance.

Pour mieux appréhender l'échauffement des structures soumises à une puissance RF, un banc d'essai composé d'une caméra infrarouge a été mis en place. De plus, cette technique donne une cartographie thermique de l'interrupteur. Les résultats sont en cours de traitement et seront présentés lors de la soutenance.

Une solution d'amélioration des puissances d'auto-maintien et d'auto-activation a été proposée. L'ajout d'un deuxième niveau de pont fonctionnant en complémentarité avec les électrodes déportées inférieures parait un bon moyen pour contrebalancer les puissances provoquant la défaillance. Il est cependant nécessaire de faire évoluer les moyens de tests pour avoir accès à de plus fortes puissances afin de confirmer le bénéfice des contres-électrodes et de plus amples investigations doivent être engagées sur la conception et la fabrication de ce deuxième niveau de pont.

Les études d'amélioration du procédé de fabrication montrées dans le chapitre 1 combinées aux résultats sur la tenue en puissance des commutateurs permettent d'associer plusieurs commutateurs pour réaliser un circuit plus ambitieux à tenue en puissance améliorée : un tuner d'impédance. Sa conception, sa fabrication et ses caractérisations seront présentées dans le chapitre 3.

IX. Bibliographie du chapitre 2

[2.1] B. Ducarouge, "Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquences de puissance : Application à un circuit de commutation d'émission/ réception large bande", *Manuscrit de thèse de l'Université Paul Sabatier,* soutenue le 13 Décembre 2005.

[2.2] J. Y. Park, "PZT films for low voltage operated RF MEMS switch devices", *IEEE MTT-S 2007*, workshop on Novel Materials for RF MEMS.

[2.3] G. M. Rebeiz, "RF MEMS theory, design, and technology", *Edition Wiley 2003,* Chap. 4 "Electromagnetic modeling of MEMS switches".

[2.4] W. Simon, B. Schauwecker, K. M. Strohm, J.-F. Luy, "Toggle switch: investigations of an RF MEMS switch for power applications", *IEE Microwave Antennas Propagations*, Vol. 152, No. 5, October 2005, pp. 378-384.

[2.5] http://www.radantmems.com/radantmems/switchoverview.html

[2.6] S. Soda, Y. Yoshida, M. Hangai, T. Nishino, S. Izuo, M. Taguchi, "High power handling capability of movable-waveguide direct contact MEMS switches", *IEEE 13th Int. Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Seoul, Korea, June 2005, pp. 1990-1993.

[2.7] L. Que, K. Udeshi, J. Park, Y. B. Gianchandani, "A bi-stable electro-thermal RF switch for high power applications", *IEEE*, 2004, pp. 797-800.

[2.8] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, "RF power handling of capacitive RF MEMS devices", *IEEE MTT-S digest*, 2003, pp. 329-332.

[2.9] J. Muldavin, R. Boisvert, C. Bozler, S. Rabe, C. Keast, "Power handling and linearity of MEM capacitive series switches", *IEEE MTT-S Digest,* 2003, pp. 1915-1918.

[2.10] D. Peroulis, S. P. Pacheco, L. P. B. Katehi, "RF MEMS switches with enhanced power-handling capabilities", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No.1, Jan 2004, pp. 59-68.

[2.11] A. Ziaei, T. dean, Y. Mancuso, "Lifetime characterization of capacitive power RF MEMS switches", 2005 *European microwave conference,* Vol. 3, Oct. 2005.

[2.12] J. L. Ebel, R. Cortez, K. D. Leedy, R. E. Strawser, "A latching capacitive RF MEMS switch in a thin film package", *IEEE MTT-S Digest*, June 2006, pp. 259-262.

[2.13] B. Lakshminarayanan, G. Rebeiz, "High-power high-reliability sub-microsecond RF MEMS switched capacitors", *IEEE MTT-S*, 2007, pp. 1801-1804.

[2.14] X. Rottenberg, K. Vaesen, S. Brebels, B. Nauwelaers, R. P. Mertens, W. De Raedt, H. A. C. Tilmans, "MEMS capacitive series switches: optimal test vehicles for the RF self-biasing phenomenon", *MEMS 2005,* pp. 147-150.

[2.15] X. Rottenberg, S. Brebels, B. Nauwelaers, R. P. Mertens, W. De Raedt, H. A. C. Tilmans, "Modelling of the RF self-actuation of electrostatic RF-MEMS devices", *IEEE MTT-S 2004*, pp. 245-248.

[2.16] G. M. Rebeiz, “RF MEMS theory, design, and technology”, *Edition Wiley 2003,* Chap. 2 “Mechanical modeling of MEMS devices: static analysis”, pp. 46-47.

[2.17] G. M. Rebeiz, “RF MEMS theory, design, and technology”, *Edition Wiley 2003,* Chap. 2 “Mechanical modeling of MEMS devices: static analysis”, pp. 53-54.

[2.18] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike, “Micromachined relay which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator”, *IEEE Int. Conf. on Microelectromechanical Systems*, Jan. 1999, pp. 21-24.

[2.19] 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*, Mars 2001, Vol. 11, No. 3, pp. 106-108.

[2.20] X. Rottenberg, S. Brebels, W. De Raedt, B. Nauwelaers, H. A. C. Tilmans, “RF-power : driver for electrostatic RF-MEMS devices”, *Journal of Micromechanics an Microengineering*, August 2004, pp. 43-48.

[2.21] J. B. Rizk, E. Chaiban, G. M. Rebeiz, “Steady state thermal analysis and high-power reliability considerations of RF MEMS capacitive switches”, *IEEE MTT-S Digest,* 2002, pp. 239-242.

[2.22] J. Lueke, N. A. Quddus, W. Moussa, A. Chahal, “A parametric study of thermal effects on the reliability of RF MEMS switches”, *ICMEMS’05*.

[2.23] W. Thiel, K. Tornquist, R. Reano, L. P. B. Katehi, “A study of thermal effects in RF-MEM-Switches using a time domain approach”, *IEEE MTT-S Digest,* June 2002, pp. 235-238.

[2.24] C. Khan Malek, B. Kebabi, A. Charai, P. de la Houssaye, “Effect of thermal treatment on the mechanical and structural properties of gold thin films”, *Journal of Vacuum Sciences Technology*, Nov/Dec 1991, pp. 3329-3332.

[2.25] W. Buckel, “Internal stresses”, *Journal of Vacuum Sciences and Technology,* Vol. 6, No 4, 1969, pp. 606-609.

[2.26] L. Ferrario, C. Armaroli, B. Margesin, M. Zen, G. Soncini, “Process stress estimation for MEMS RF switches with capacitive test structures”, *IEEE ICMTS 2003*, pp. 40-44.

[2.27] C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J.-L. Cazaux, R. Plana, “Temperature stress impact on power RF MEMS switches”, *Microtechnologies for the new millennium 2007*, Smart sensors, actuators and MEMS, Maspalomas, Espagne.

[2.28] S. Mellé, “Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les MEMS RF : Application à la fiabilité prédictive de micro-commutateurs électromécaniques micro-ondes”, *Manuscrit de thèse de l’Université Paul Sabatier,* soutenue le 14 Décembre 2005.

[2.29] H. Nieminen, V. Ermolov, S. Silanto, K. Nybergh, T. Ryhänen, “Design of a temperature–stable RF MEM capacitor”, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems,* vol. 13, No. 5, October 2004, pp. 705-714.

[2.30] B. Margesin, A. Bagoloni, V. Guarnieri, F. Giacomozzi, A. Faes, “Stress characterization of electroplated gold layers for low temperature surface micromachining”, *DTIP 2003*, Cannes, pp. 402-405.

[2.31] R. Modlinski, P. Ratchev, A. Witvrouw, R. Puers, I. De Wolf, “Creep-resistant aluminium alloys for use in MEMS”, *Journal of Micromechanics and Microengineering,*2005, pp. 165-170.

[2.32] R.Y. Fillit, B. Ivira, J. Boussey, R. Forturnier and P. Ancey, "Structural and thermal investigation for FBAR reliability in wireless applications", *IEEE International Reliability Physics Symposium 2005, Proceedings. 43rd Annual*, p.342-346, April 17-21, 2005.

[2.33] Brice Ivira, René Fillit, Fabien Ndagijimana, Philippe Benech, Guy Parat, and Pascal Ancey, “Self-Heating Study of Bulk Acoustic Wave Resonators Under High RF Power”, *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol.55, no.1, (2008) pp139-147.

Chapitre 3 Application : Conception et réalisation de tuners d'impédance à base de micro-commutateurs MEMS

I. Introduction

Les systèmes de télécommunication requièrent de plus en plus de compacité tout en intégrant plus de fonctions. L'intégration de systèmes reconfigurables est donc devenue indispensable pour satisfaire ces contraintes. Par exemple, les systèmes multi-bandes utilisent des réseaux d'adaptation en puissance reconfigurables à base de tuners d'impédance. De plus, les tuners d'impédance servent dans le domaine de l'instrumentation et de la mesure et plus précisément pour des mesures de paramètres de bruit et de load-pull. Enfin les tuners d'impédance peuvent être utilisés pour corriger les dispersions technologiques des circuits intégrés comme l'épaisseur des couches ou les concentrations de dopage afin d'obtenir des performances optimales.

Les tuners d'impédance, circuits produisant différentes impédances, sont généralement conçus à partir de composants actifs tels que diodes et transistors utilisés comme commutateur ou comme capacité variable pour les diodes. Leur technologie est déjà mature et de nombreux fondeurs fabriquent des tuners MMIC. De plus leurs tensions de commande sont faibles (0-10V), leur vitesse de commutation très rapide (~ns) et leur intégration avec d'autres circuits (LNA, mélangeur, amplificateur de puissance…) est possible avec le même procédé. Les avantages des tuners MMIC sont donc multiples. Malheureusement ces derniers présentent aussi des inconvénients. Les composants actifs génèrent du bruit, de l'intermodulation et des non-linéarités et requiert des courants de polarisation parfois très importants et non compatibles avec des applications portables. Un autre inconvénient majeur du point de vue des tuners MMIC est que les composants actifs présentent des résistances à l'état passant non négligeables ce qui se traduit par des pertes importantes et une pauvre couverture en impédances.

Ainsi, nous présentons dans ce chapitre la conception et caractérisation de tuners à base de micro-commutateurs MEMS-RF dont nous avons décrit la technologie et montré les performances aux chapitre 1 et 2.

Après un état de l'art des tuners, nous présenterons notre démarche de conception spécifiquement développée pour la réalisation de tuner à base de capacité MEMS-RF. Enfin, nous présenterons la caractérisation de deux familles de tuner dédiées aux applications d'adaptation d'impédance inter-circuits et de tuner d'impédance pour l'instrumentation.

Nous validerons, in fine, notre démarche de conception, l'aptitude de la technologie MEMS-RF que nous avons développée à l'intégration de circuits comportant de nombreux composants MEMS-RF et plus largement les potentialités des technologies MEMS-RF pour la réalisation de tuner d'impédance en bande K.

II. Etat de l'art des tuners d'impédance

1. Tuner à base de composants actifs

1) Tuner MMIC

Les tuners MMIC à base de transistors sont essentiellement dédiés aux mesures de paramètres de bruit. Leur intégration directe sur le wafer permet d'augmenter les précisions de mesures en évitant les pertes dues aux câbles et aux pointes qui relient le composant sous test au tuner.

Bischof a développé un des premiers tuners d'impédance ajustable électroniquement pour des applications mettant en jeu des amplificateurs [3.1]. Cependant, le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) de ce tuner ne dépasse pas 6 à 27GHz. Pienkowski et al obtiennent un meilleur TOS de 9 sur une bande de fréquence de 50 à 2000MHz [3.2]. L'originalité de leur étude réside dans l'utilisation du critère D-optimal pris à partir du DOE (Design Of Experiments).

La Figure 3.1 présente un tuner MMIC dont les performances sont améliorées avec un TOS de 12.3 et une couverture en impédance plus importante des quatre quadrants de l'abaque de Smith [3.3]. Ce type de tuner a été conçu pour des gammes de fréquences comprises entre 16 et 20 GHz et peut être directement connecté à un composant test sur une plaquette.

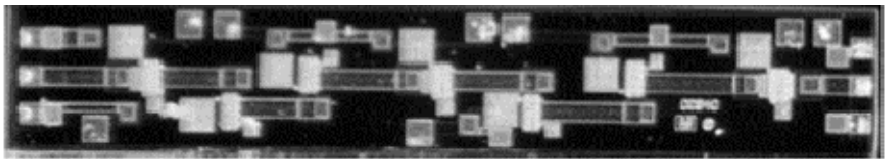


Figure 3.1. Photographie d'un tuner MMIC [3.3]

Le paragraphe suivant présente aussi des tuners actifs mais à base de diodes.

2) Tuner à diodes

Les tuners à diode sont principalement utilisés pour faire de l'adaptation d'impédance de systèmes variés. Ils sont souvent intégrés dans une unité plus complexe permettant un control automatique de l'adaptation. J. de Mingo et al propose un tuner dans la bande de fréquence 380-400MHz qui supporte une forte puissance supérieure à 40dBm [3.4]. Cette étude montre une bonne couverture en impédance dans le cas idéal et souligne donc l'importance de prendre en compte les effets parasites lors de la simulation. En effet des différences apparaissent entre la simulation et les mesures expérimentales à cause des effets parasites et non linéaires dans les diodes p-i-n ainsi que les pertes dans les inductances et les capacitances.

La topologie utilisant une ligne modifiée par des stubs est exploitée par C. Lee et al [3.5] et R. B. Whatley et al [3.6]. Les stubs sont chargés par des capacités en leur bout. La différence entre les deux études réside dans le mode de chargement des stubs soit plusieurs capacités sont fabriquées physiquement et le stub est connecté sur l'une d'entre elles (cf. Figure 3.2), soit la capacité variable est constituée d'une diode varactor qui synthétise une multitude de capacités suivant la tension de commande (cf. Figure 3.3).

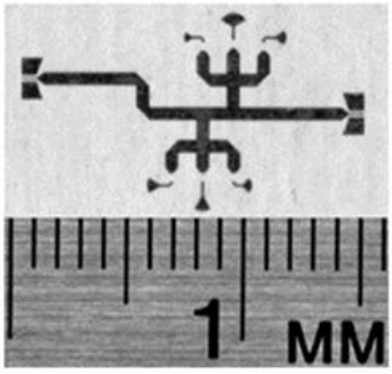


Figure 3.2. Photographie d'un tuner fabriqué avec des circuits ouverts idéaux [3.5]

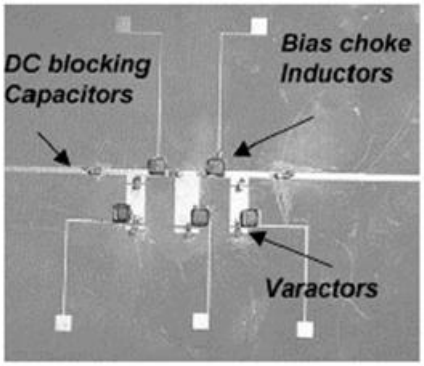


Figure 3.3. Photographie d'un tuner d'impédance 3 stubs à base de diodes varactors [3.6]

Des réseaux d'adaptation basés sur des diodes p-i-n ont été fabriqués montrant de bonnes possibilités d'adaptation d'impédance. Toutefois, les coefficients de réflexions et la couverture en impédance de ces tuners et réseaux d'adaptation sont limités à cause de la résistance des éléments actifs (diodes, transistors, varactors).

2. Tuner à base de guide d'onde

Le principe du tuner à base de guide d'onde est de modifier la phase du paramètre de réflexion par l'insertion de vis micrométriques à des distances différentes. Le tuner haute puissance illustré dans la Figure 3.4 est présenté comme fonctionnant à 5,65GHz [3.7]. Il est souvent utilisé pour corriger les erreurs d'adaptation dans les résonateurs. Lorsque la puissance augmente, le claquage du tuner intervient en premier au niveau des court-circuits mobiles.

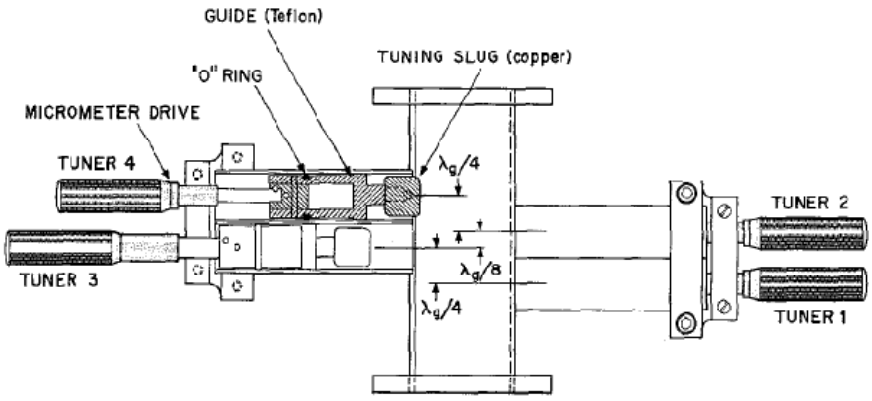


Figure 3.4 Vue en coupe d'un tuner à base de guide d'onde

A une pression atmosphérique normale, ce tuner tient avec succès des pics de puissance de 4MW en utilisant des impulsions de 10µs avec une fréquence de 200 impulsions par seconde. Le problème principal de ce type de tuner est son encombrement par rapport à une solution intégrée. R. Drury et Al ont développé un tuner programmable dans la bande 75-110GHz obtenant des coefficients de réflexion supérieurs à 0,9 [3.8]. Il est dédié à des mesures de bruit sur plaquette. Ils sont les seuls à définir un facteur de répétitivité qui s'observe entre deux mesures d'impédances consécutives et est égale en moyenne à -45dB. Ce facteur s'exprime de la façon suivante :

$$\boldsymbol{répétitivité(dB) = 10log_{10}(\Gamma_i - \Gamma_{i-1})} \qquad \textbf{Équation 3.1}$$

Nous venons de voir qu'il existe des tuners à base de composants actifs ou en guide d'onde. Ces deux types de tuners présentent chacun des inconvénients différents. Les tuners à base de diodes ou de transistors ont des performances limitées en termes de couverture en impédance à cause des pertes et du bruit des composants actifs. Leur consommation statique est aussi importante. Le principal problème des tuners en guide d'onde réside dans sa taille qui le rend encombrant. De plus, les pertes entre ce type de tuner et le dispositif sous test sont supérieures à une solution intégrée. L'utilisation de commutateurs capacitifs dans un tuner montre un bon compromis point de vue performances et dimensions.

Nous allons décrire dans la suite les tuners à base de commutateurs capacitifs conçus au LAAS-CNRS.

3. Tuner à base de MEMS RF

Il existe deux types de tuner à base de MEMS RF : les analogiques et les digitaux. Dans le cas des capacités variables analogiques, la force électrostatique appliquée entre la partie mobile et la ligne change la distance entre les deux parties créant une capacité qui varie en conséquence. Une multitude de valeurs peut être ainsi synthétisée par le contrôle de la tension. En ce qui concerne les capacités variables digitales, l'état ON est défini lorsque la membrane est en contact grâce à l'application d'une tension de polarisation tandis que l'état OFF est indiqué par la séparation totale de la membrane avec la ligne de signal. Cette capacité variable ne prend alors que deux valeurs différentes.

Dans la suite du chapitre, nous nous concentrerons sur les tuners de type digital qui sont plus appropriés aux applications en puissance de par leur fonctionnement. Nous allons voir maintenant les différentes topologies de tuners digitaux.

1) Tuner à ligne chargée

La vitesse de phase et l'impédance d'une ligne de transmission peuvent être changées par une charge capacitive produite par un commutateur capacitif.

L'approche de T. Vähä-Heikkilä consiste en une ligne de transmission chargée par des capacités MEMS [3.9]-[3.10]. Chaque commutateur capacitif présente deux états avec deux valeurs différentes. Il est en série avec une capacité fixe de type métal-air-métal (MAM). Le premier tuner a été fabriqué avec N commutateurs (N=4 ou 8) avec un rapport de capacité compris entre 4 :1 et 5 :1. Il est valable pour des amplificateurs de puissance à 4-18GHz et comme tuner d'impédance pour de l'instrumentation à 10-28GHz. Ces réseaux sont de tailles réduites et fournissent des performances meilleures que les solutions avec stubs. Les pertes d'insertion des tuners à base de MEMS sont rarement mentionnées. Ici, un tuner à 8 éléments a des pertes de l'ordre de 0,5dB à 4-12GHz et inférieure à 1,5dB à 18GHz. Le réseau d'adaptation à 4 éléments obtient ainsi des pertes divisées par deux par rapport au précédent mais une couverture en impédance inférieure. Ces deux réseaux ont été testés en puissance et peuvent tenir une puissance jusqu'à 500mW à 4-18GHz. Une version dont on peut voir la photographie en Figure 3.5 a été étendue aux fréquences 20-50GHz.

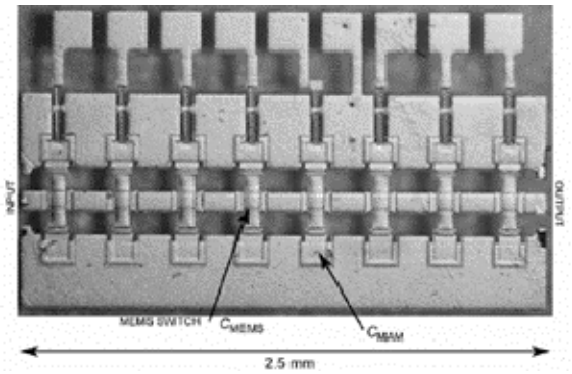


Figure 3.5 Photographie d'un réseau d'adaptation reconfigurable 20-50GHz [3.10]

Ce réseau d'adaptation reconfigurable est composé de 8 capacités MEMS qui produisent 256 impédances. Sa taille est de seulement 1×25mm². Il est idéal pour adapter des amplificateurs de puissance d'impédance de sortie de 10-20Ω à un système 50-60Ω aux fréquences 20-50GHz. Les pertes estimées de ce réseau sont de seulement 1-1,5dB à 40GHz.

Q. Shen et S. Baker ont présenté un tuner d'impédance de type distribué basé sur une double section de 90° [3.11]-[3.14] montrant une bonne couverture en impédance dans la bande 10-30 GHz. Une ligne de transmission à MEMS distribués est donc utilisée pour concevoir ce tuner (voir Figure 3.6). Son fonctionnement se traduit par un glissement des deux sections à 90° le long de la ligne de transmission. Un commutateur à contact minimisé a été choisi par cette équipe afin d'obtenir un rapport de capacités faible et une bonne fiabilité. C'est une solution très peu utilisée par la communauté scientifique qui préfère associer une capacité MAM ou MIM (Métal-Isolant-Métal) aux interrupteurs pour abaisser le rapport des capacités nécessaire à un tuner et garder une meilleure fiabilité des commutateurs. Les pertes de ce tuner sont définies par l'équation suivante

$$\boldsymbol{Pertes} = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2}$$

Équation 3.2

Pour une certaine configuration, des pertes de 2,2dB ont été obtenues.

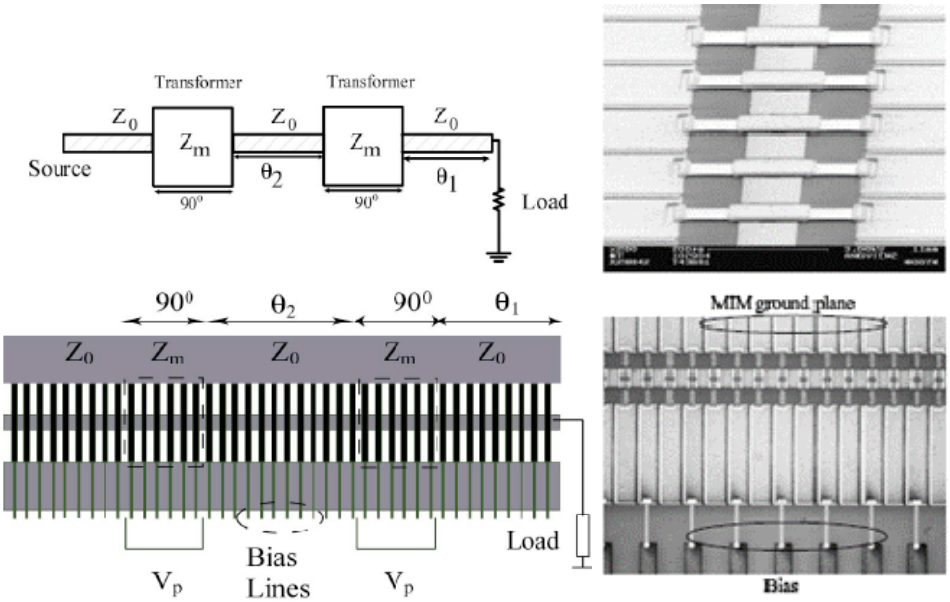
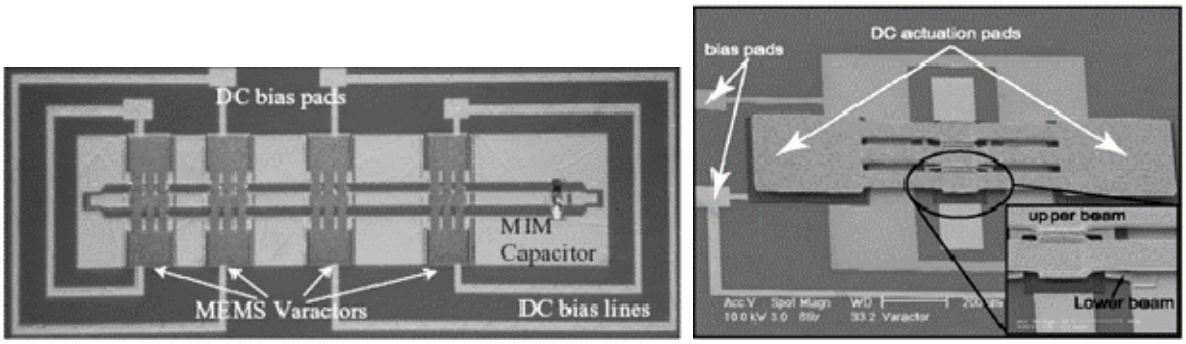


Figure 3.6 Tuner d'impédance de type distribué proposé par Qin shen et Al [3.11]-[3.14]

Y. Lu et Al mettent l'accent sur la tenue en puissance de leur tuner d'impédance [3.15]. Le tuner qu'ils présentent, utilise des capacités variables sans contact pour augmenter la fiabilité du composant sous puissance. Ces capacités sont composées de deux membranes en leur centre comme le montre la Figure 3.7 : une membrane basse et une haute qui ont une épaisseur de respective 1µm et 10µm. La membrane supérieure ne peut pas complètement s'abaisser due à sa raideur. Elle pousse tout de même la membrane inférieure vers le bas quand une tension électrostatique est appliquée. L'échelle de valeurs générées est large car l'instabilité de la membrane sous tension est limitée. La capacité variable qu'ils proposent est capable de tenir 4W en commutation chaude pendant plus de 100 millions de cycles.



(a) (b)

Figure 3.7 Tuner à ligne chargée par quatre capacités variables de l'université de Purdue (a), capacité variable (b)

Le tuner qu'ils ont implémenté utilise quatre de ces composants. C'est la première étude qui optimise la couverture en impédance et la tenue en puissance. L'idée de ce tuner est de placer correctement les 4 capacités sur la ligne pour qu'elles aient la même tension de basculement. Cela permet de minimiser l'auto-activation du tuner complet. La puissance maximale que peut délivrer ce tuner à la charge est de 0,84W.
Le tableau 3.1 montre les performances des principaux tuners à ligne chargée de la littérature dont la plus part ont été décrits précédemment.

Laboratoire	Université du Michigan/VTT [3.9]-[3.10]	Université de Virginie [3.11]-[3.14]	Université du Michigan / Purdue [3.15]
Fréquence	4-18GHz 10-28GHz 20-50GHz	10-30GHz	30GHz
Nb de commutateurs	4 8	beaucoup	4
Impédance ligne	86,2Ω	96Ω	55Ω
Con/Coff total	4,9	4,9	3
Pertes	0,5dB @ 4-12GHz 1,5dB @ 18GHz 1-1,5 @ 40GHz	Ligne:0,6dB @ 20GHz 1-2dB @ 8-30GHz (up) 2,5-5 @ 8-30GHz (down)	Ligne : 0,7dB/cm @ 25GHz
Puissance maximale	>0,5W	-	0,84W
Année	2004	2006	2005

Tableau 3.1 Performances de tuners d'impédance à ligne chargée

D'après le tableau précédent, nous remarquons que des tuners à ligne chargée ont été fabriqués pour différentes gammes de fréquence s'étendant de 4GHz à 50GHz. Ceux qui sont

dédiés à la puissance emploient peu de commutateurs (4) par rapport au tuner de l'université de Virginie qui en utilisent quelques dizaines. Pour que le tuner du LAAS soit compétitif, il devra atteindre des puissances de 0,84W minimum.

Une seconde topologie à base de stubs est couramment utilisée pour concevoir des tuners. Nous allons voir dans le paragraphe suivant la description de plusieurs de ces tuners qui existent dans le monde des MEMS.

2) Tuner à stub

L'université de Séoul a développé des tuners d'impédance analogiques et digitaux en bande Ka [3.17]. Les tuners analogiques ont été conçus à base de cellule unitaire résonante réalisée par des capacités variables métal-air-métal. Une variation de 30% de la capacité a été observée avant que la membrane ne soit complètement fléchie. Ce type de tuner montre une large couverture en impédance équivalente à environ deux quadrants de l'abaque de Smith avec un VSWR (Voltage Standing-Wave Ratio) de 21,2. Des explications sont aussi données sur les tuners d'impédance digitaux qui utilisent eux des commutateurs capacitifs MEMS. Dans le but de vérifier l'utilité des tuners digitaux dans les applications de puissance, les caractéristiques en puissance de ces commutateurs ont aussi été mesurées. Ils montrent une bonne linéarité jusqu'à 2,2W. De plus, ce type de tuner présente une gamme d'impédances appropriée à l'adaptation d'un transistor de puissance RF et montre un VSWR maximal de 32,3.

T. Vähä-Heikkilä et Al ont largement participé à l'étude des tuners d'impédance à base de stubs. Ils en ont développés dans de nombreuses bandes de fréquence : à 6-20GHz [3.18], à 20-50GHz [3.19], en bande V [3.20] et W [3.21]. La Figure 3.8 représente deux exemples de tuners d'impédance dans la bande de fréquence W qu'ils ont fabriqués, l'un détient 2 stubs et l'autre 3. Dans tous ces tuners basés sur l'utilisation des stubs, la longueur électrique et/ou l'impédance des stubs sont modifiées mais la distance entre les stubs est fixe. Dans cette étude, les commutateurs MEMS sont distribués sur les stubs ainsi que sur les sections de ligne entre les stubs.

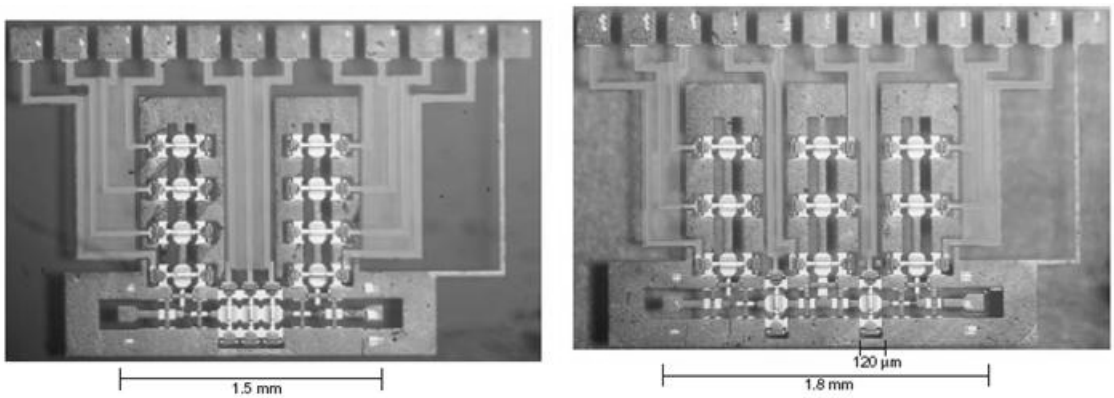


Figure 3.8 Tuner d'impédance double et triple stub en bandeW

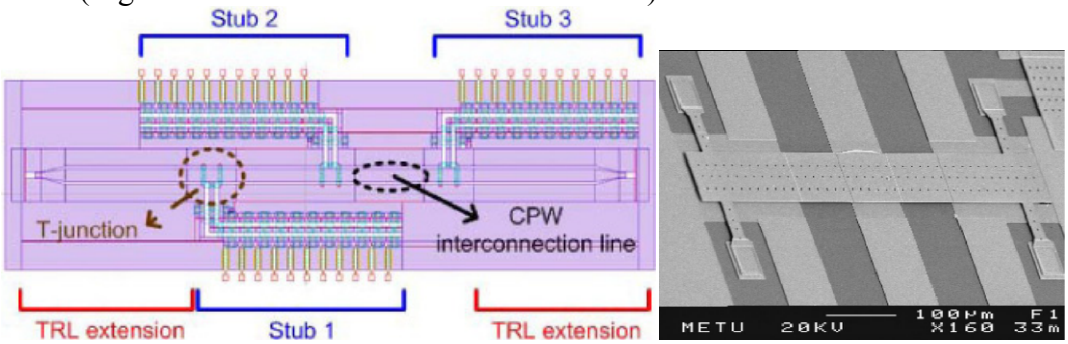
Les performances de tous les tuners à stubs de T. Vähä-Heikkilä et al sont présentées dans le Tableau 3.2.

	Nombre de stub	Fréquence (GHz)	Nombre de commutateurs	Con/Coff Commmutateur/cellule	Coefficient de réflexion	Année
[3.18]	3	6-20	11	8/4,9		2004
[3.20]	1	50-75	10	19	0,81 @ 50GHz 0,97 @ 75GHz	2004
[3.19]	1	20-50	10	9,3/2,5	0,86 @ 20GHz 0,94 @ 40GHz	2005
[3.21]	2	75-110	11	17/2	0,93 @ 75GHz 0,87 @ 105GHz	2005
[3.21]	3	75-110	11	17/2	0,92 @ 75GHz 0,83 @ 105GHz	2005
[3.22]	1	6-24	10	8/4,9	0,86 @ 6GHz 0,97 @ 20GHz	2006
[3.22]	2	6-24	11	8/4,9	0,95 @ 6GHz 0,96 @ 20GHz	2006
[3.22]	3	6-24	11	8/4,9	0,77 @ 6GHz 0,96 @ 20GHz	2006
[3.22]	3	6-24	13	8/4,9	0,77 @ 6GHz 0,97 @ 20GHz	2006

Tableau 3.2 Tuners à stub développés par T. Vähä-Heikkilä et al

Aucune information sur la tenue en puissance de ces commutateurs n'a été trouvée dans la littérature excepté dans la publication [3.22] où des mesures en puissance montrent que le tuner triple stub tient jusqu'à 0,25W en commutation froide. De plus des données sur les pertes sont données : le tuner simple stub présente des pertes comprises entre 0,5 et 1dB et les tuners double et triple stubs comprises entre 1 et 2dB.

L'université d'Ankara a conçu un tuner d'impédance centré à 10GHz et constitué de trois stubs à longueur variable comme l'illustre la Figure 3.9 [3.23]. Chaque stub est basé sur une LTMD (Ligne de Transmission à MEMS Distribués) de 12 commutateurs.



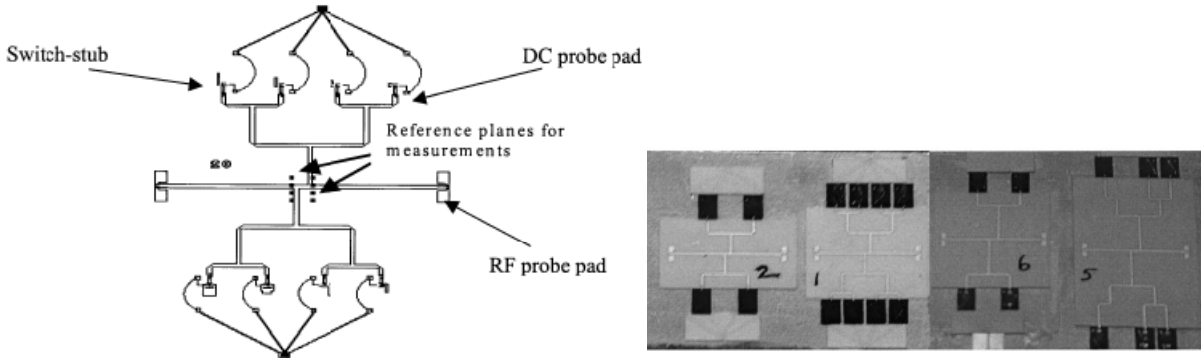
(a) (b)

Figure 3.9 Schéma du tuner d'impédance à trois stubs de l'université d'Ankara (a), photographie MEB d'un commutateur (b)

Contrairement aux commutateurs capacitifs classiques, celui qui compose ce tuner a sa capacité couplée entre le pont MEMS et la masse afin de pouvoir l'activer indépendamment des autres. Des simulations ont été réalisées pour déterminer la longueur des lignes d'interconnexion entre stub permettant la meilleure couverture de l'abaque de Smith. Des lignes de $\lambda g/8$ ont donc été choisies.

En règle générale, les interrupteurs d'un tuner sont associés à une capacité fixe ayant toujours la même valeur. Les tuners présentés par J. Papapolymerou et al utilisent des stubs microstrip en circuit ouvert pour réaliser des capacités fixes à valeur différente pour chaque commutateur [3.24]. Comme le montre la Figure 3.10, quatre types de tuners à double stub

ont été fabriqués à partir de commutateurs en configuration série : un 2 bits×2 bits à 10GHz et à 20GHz, un 4 bits×4 bits à 20GHz et un 3 bits×3 bits à 10GHz.



(a) (b)

Figure 3.10 Schéma d'un tuner 4 bits×4 bits de Raytheon (a), photographies des quatre tuners fabriqués (b)

La fin de chaque stub est relié par un fil de bonding sur substrat alumine. La tenue en puissance de ces tuners est limitée par les commutateurs qui ont été conçus pour tenir des puissances de l'ordre de 1 à 2W mais aucune mesure n'a été montrée.
Le Tableau 3.3 résume les performances des tuners composés de stubs qui ont été décrits précédemment.

Laboratoire	**Université de Séoul [3.17]**	**Raytheon [3.24]**	**Université d'Ankara [3.23]**
Fréquence	20-30GHz	10-20GHz	10GHz
Nb de commutateurs	12	4bits×4bits=8 256	36
Impédance ligne (ohms)	22	50	85
Con/Coff commmutateur	10,9	85	
Couverture en impédance		$1,5\Omega<Re\{Z_L\}<109\Omega$ $-107\Omega<Im\{Z_L\}<48\Omega$ @ 20GHz $3\Omega<Re\{Z_L\}<94\Omega$ $-260\Omega<Im\{Z_L\}<91\Omega$ @ 10GHz	
Coefficient de réflexion max	Digital : 32,3	99	>100 en simulation
Puissance	2,2W @ 2GHz	1-2W (simulation)	-
Année	2001	2003	2006

Tableau 3.3 Performances des tuners d'impédance à stubs de la littérature

Ce tableau souligne les bonnes performances en puissance du tuner de l'université de Séoul tout en conservant un bon coefficient de réflexion maximum. Les résultats de simulation de la société Raytheon et de l'université d'Ankara sont prometteurs du point de vue de la tenue en puissance pour le premier et de la valeur du coefficient de réflexion maximum pour le second. Cette étude sur les tuners montre des topologies différentes même si l'approche est similaire.

Nous avons choisi de concevoir un tuner à base de stubs chargés par des commutateurs MEMS RF. Nous expliquerons ce choix et nous détaillerons la méthode de conception dans la suite.

III. Conception des tuners

La fiabilisation de la technologie permet ainsi d'envisager l'association de plusieurs commutateurs MEMS au sein d'un même circuit en espérant obtenir une bonne fonctionnalité de tous les composants MEMS parmi de nombreux circuits sur une même plaquette de silicium. Deux types de tuners d'impédance, tirant parti des excellentes propriétés des MEMS RF, ont ainsi été conçus, réalisés et fabriqués. Le nombre de commutateurs composant ce tuner a cependant été limité à six pour obtenir un rendement de fabrication des circuits acceptables.

1. Choix de la topologie

Il se dégage de la littérature deux tendances du point de vue de la topologie :

- Topologie à ligne chargée est principalement dédiée à la réalisation de réseaux d'adaptation d'amplificateur pour des raisons de meilleure tenue en puissance. Avec ce type de tuner, une bonne couverture en impédance est atteinte mais il est assez difficile d'avoir de fort coefficient de réflexion.
- Topologie à base de stubs permet d'obtenir de fort coefficient de réflexion c'est-à-dire d'avoir des impédances au bord de l'abaque de Smith. Ce type d'impédances est requis par les applications de mesure de paramètres de bruit. Par contre l'utilisation d'un seul stub limite la couverture en impédance du tuner.

Pour minimiser la complexité de notre circuit et maximiser sa fabricabilité, seulement 6 commutateurs formeront le tuner. Le nombre maximal d'impédances synthétisées sera égale à 64 (2^6). Pour essayer de tirer avantages des deux topologies, le tuner sera constitué par un stub chargé capacitivement et une ligne de transmission elle-aussi chargée par des commutateurs capacitifs (voir Figure 3.11). Ce type de tuner présente plusieurs avantages : grande bande passante et grande couverture en impédance mais aussi des inconvénients comme l'augmentation des pertes et de l'encombrement avec l'augmentation du nombre de commutateurs.

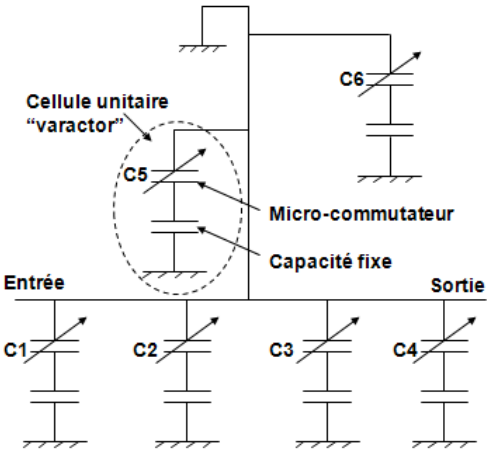


Figure 3.11 Topologie choisie pour concevoir un tuner à 20GHz

Les commutateurs formant le tuner seront chacun associés à une capacité fixe de type MAM (Métal-Air-Métal) ou MIM (Métal-Isolant-Métal). Cette association sera appelée par la suite cellule varactor. Le pont MEMS est relié à la masse par l'intermédiaire des capacités fixes situées sur les quatre ancrages. Le schéma de la Figure 3.12 montre la disposition des capacités fixes par rapport au pont.
Ces capacités fixes permettent de diminuer le rapport Con/Coff d'une cellule varactor les rendant ainsi en adéquation avec les contraintes du tuner. En effet, ce rapport avoisine les 30 pour les commutateurs MEMS RF qui présentent ainsi une capacité à l'état bas importante ce qui se traduit par un fort court-circuit à la fréquence de travail. Par conséquent, sans l'utilisation de capacité MAM ou MIM, chaque commutateur à l'état bas du tuner induirait un court-circuit important correspondant à une impédance sur le bord de l'abaque. La répartition sur l'abaque de Smith ne serait pas alors optimale.

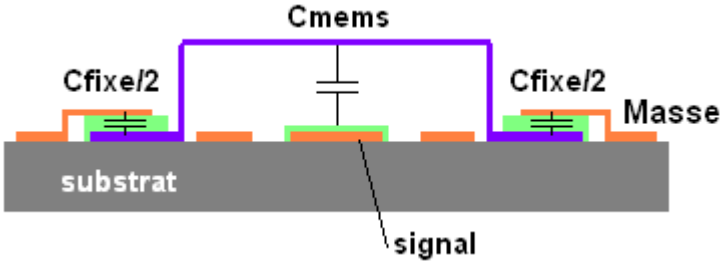


Figure 3.12 Vue en coupe du commutateur MEMS en série avec une capacité fixe

La capacité équivalente de la cellule varactor qui correspond à la capacité du MEMS en série avec sa capacité fixe est donnée par l'équation suivante :

$$C_{équivalente} = \frac{C_{MEMS} \times C_{fixe}}{C_{MEMS} + C_{fixe}} \qquad \textbf{Équation 3.3}$$

Seule la capacité MEMS prendra deux valeurs suivant la position du commutateur.
La capacité de la cellule varactor à l'état haut a été adaptée à la haute impédance de la ligne de transmission afin d'atteindre une impédance de 50Ω de la ligne de transmission chargée par les MEMS en position haute. En activant les commutateurs, la charge capacitive augmente, l'impédance caractéristique de la ligne diminue, générant des ondes stationnaires et la longueur électrique de la ligne de transmission décroit ce qui permet une bonne couverture de l'abaque. La conception de ces tuners a été réalisée pour une bande de fréquence autour de 20GHz.

Un attrait important de l'association MEMS-MIM/MAM réside de plus dans l'insensibilité aux dispersions technologiques qu'elle engendre. En effet, lors du procédé technologique, de fortes dispersions (plus de 30%) de la qualité de contact MEMS/diélectrique existent entre plaques et sur une même plaque. Le rajout d'une capacité fixe de faible valeur par rapport à l'état bas du commutateur permet de limiter l'effet de mauvais contacts car la capacité totale sera essentiellement tributaire de la valeur de la capacité fixe.

La Figure 3.13 montre la sensibilité sur le rapport Cbas sur Chaut d'une cellule varactor unitaire en fonction du rapport Cbas sur Chaut d'un commutateur seul. Chaque courbe est tracée pour des valeurs de capacités fixes différentes, ce qui simule les différentes configurations implémentées dans les circuits tuner fabriqués.

En fonctionnement normal et avec une capacité fixe forte, le tuner fonctionnera sur une bande de fréquence étroite, avec de forts coefficients de réflexion et une bonne couverture de l'abaque. Il sera donc adapté à des applications de mesure de bruit. Par contre avec une capacité fixe faible, il aura des coefficients de réflexion limités et une couverture en

impédance centrée sur l'abaque de Smith ce qui est favorable aux applications d'adaptation d'impédance d'amplificateurs. De plus, il travaillera sur une large bande de fréquence.

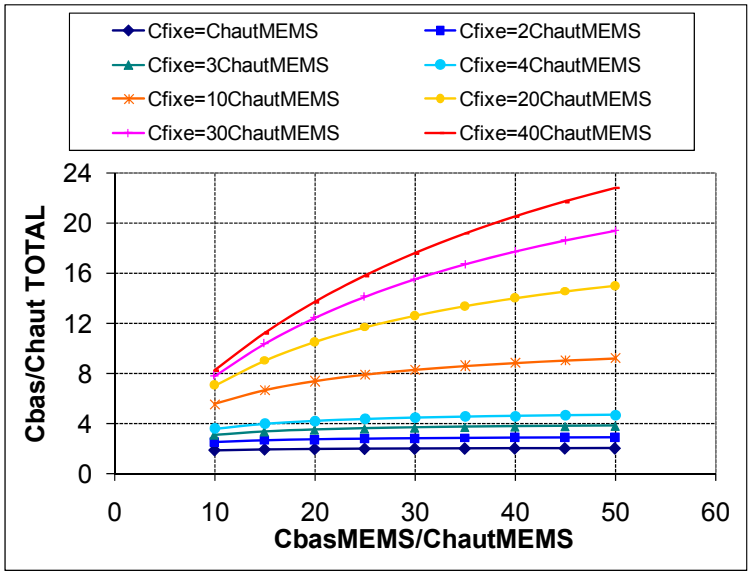


Figure 3.13 Robustesse aux dispersions technologiques

Le rapport Cbas sur Chaut MEMS traduit la qualité du contact de l'interrupteur et donc leur dispersion au niveau fonctionnel de celui-ci :

- Lorsque la capacité fixe prend des valeurs très grandes devant la capacité du commutateur à l'état haut (Cfixe≥10Chaut MEMS), le rapport Cbas sur Chaut total devient de plus en plus dépendant de la qualité de contact du commutateur.
- Lorsque les valeurs de capacités fixes sont proches de la capacité du commutateur à l'état haut (Cfixe≤4Chaut MEMS). Les courbes de sensibilité sont presque plates, ce qui signifie que le rapport Cbas sur Chaut total n'est quasiment pas dépendant du facteur de mérite du commutateur seul. Dans cette configuration, le tuner est donc robuste aux dispersions de la qualité de contact ce qui est un atout capital car ces dispersions sont difficile à optimiser technologiquement.

Quatre tuners d'impédance vont ainsi être réalisés suivant ces choix topologiques et seront différents par le type d'applications qu'ils pourront remplir et par certains paramètres physiques comme par exemple la valeur de la capacité fixe.

2. Méthode de conception du tuner d'impédance

De nombreux paramètres entrent en jeu lors de la conception d'un tuner d'impédance pour optimiser sa couverture de l'abaque de Smith et ses performances :

- Le nombre de commutateur,
- L'impédance de la ligne de transmission non chargée,
- Sa permittivité diélectrique
- Les valeurs de la capacité MEMS à l'état haut et bas,
- La distance entre les commutateurs de la ligne (longueur de celle-ci),
- La longueur du stub,
- La valeur de la capacité fixe.

Nous allons commencer par déterminer les dimensions des lignes coplanaires formant le tuner.

1) Dimensionnement des lignes coplanaires

Une des premières études a été effectuée sur le redimensionnement des lignes. En effet, nous avons choisi de travailler avec des lignes de transmission d'impédances supérieures à 50Ω. Des simulations à partir du logiciel HFSS ont permis de déterminer les dimensions de la ligne centrale (sa largeur W) et des fentes coplanaires (S). Dans le modèle initial du commutateur, la ligne 50Ω est obtenue avec W=160µm et S=30µm. Le Tableau 3.4 indique les impédances caractéristiques calculées et pré-dimensionnées par LinCalc pour différentes valeur de W et S mais en gardant la valeur de W+2S constant. Cette valeur est maintenue constante pour éviter de modifier la longueur totale de la membrane du commutateur.

W (µm)	S (µm)	Impédance avec LinCalc (Ω)	Impédance avec HFSS (Ω)
160	30	50	47,8
140	40	56	53,5
120	50	63	59,5
100	60	70	-
80	70	78	-

Tableau 3.4 Première estimation de l'impédance caractéristique des lignes calculées par LinCalc

Lors de l'optimisation de tous les paramètres du tuner, nous avons constaté qu'avec des lignes d'impédance caractéristique 70 et 78Ω la distance entre les commutateurs devenait trop petite. Des ajustements résumés dans le Tableau 3.5 ont été opérés sur HFSS pour travailler avec des impédances caractéristiques de 56 et 63Ω.

W (µm)	S (µm)	Impédance avec HFSS (Ω)
132	44	55,68
130	45	56,37
106	57	64,14
108	56	63,45

Tableau 3.5 Impédance caractéristique simulée et ajustée sur HFSS

Finalement, les lignes d'impédance caractéristique 56Ω et 63Ω sont obtenues respectivement avec des dimensions coplanaires de 45µm/130µm/45µm (S/W/S) et 56µm/108µm/56µm. La modification de ces dimensions a un impact sur la capacité MEMS, comme va nous le montrer le paragraphe suivant.

2) Dimensionnement de la partie centrale du pont gérant la valeur de la capacité

La valeur de la capacité du commutateur seul est contrôlée par la largeur de la ligne centrale coplanaire et par la largeur de la membrane. Pour l'état bas, il existe une différence entre les valeurs théoriques et ensuite les valeurs extraites des mesures en raison du contact non parfait entre le pont et le conducteur central de la ligne. Pour palier à ce problème, un coefficient correcteur, définit consécutivement à de nombreuses campagnes de caractérisations, est appliqué aux valeurs théoriques. Finalement, le Tableau 3.6 résume les

valeurs de capacités aux états hauts et bas suivant l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire au dessus de laquelle le pont MEMS est placé.

Impédance	W (µm)	Wb (µm)	Chaut (fF)	Cbas (fF)
56	130	204	78	2350
63	108	210	67	2008

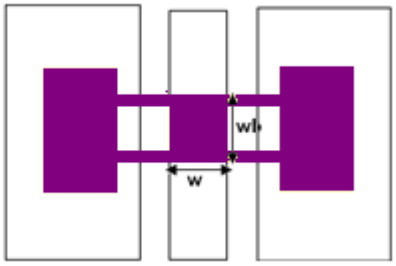


Tableau 3.6 Valeurs théoriques des commutateurs MEMS suivant l'impédance de la ligne caractéristique

Les valeurs de capacités à l'état bas données dans le tableau précédent ont donc été divisées par un coefficient 2 afin de refléter la réalité donnée par les mesures.

3) Dimensionnement des capacités fixes

Le choix entre l'élaboration de capacité MAM ou MIM est fonction des valeurs de capacité fixe définies lors de l'optimisation. Pour une même valeur, la capacité MIM aura une surface divisée par 5 par rapport à une MAM d'après l'équation 3. En effet, la permittivité diélectrique de l'air est égale à 1 alors que celle du nitrure de silicium est de l'ordre de 5.

$$C_{MIM} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{e_{die}}$$ **Équation 3.4**

où ε_0 correspond à la permittivité du vide, ε_r à la permittivité du diélectrique, S est la surface de la capacité et e_{die} correspond à l'épaisseur du diélectrique. Afin de limiter la complexité du procédé, un seul type de capacité sera développé. Les capacités à dimensionner ont les valeurs suivantes : 150fF, 175fF, 332fF, 510fF.
La solution MIM a été retenue car elle conduit simultanément à une solution compacte réalisable technologiquement (les capacités MAM auraient eu une surface prohibitive pour une bonne réalisation technologique).

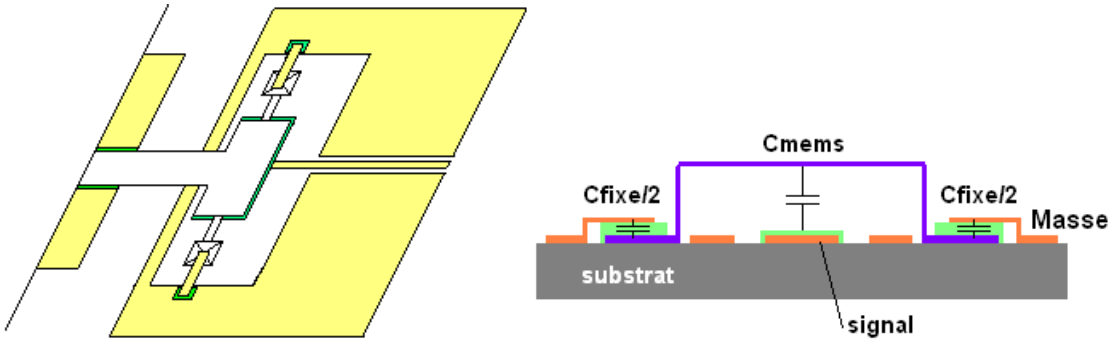


Figure 3.14 Possibilité d'implémentation des capacités fixes et leur vue en coupe équivalente

La solution envisagée utilise ainsi 4 capacités MIM situées aux niveaux des 4 ancrages du MEMS. Ces capacités auront comme métal inférieur le plan de masse tandis que le métal supérieur sera relié aux ancrages.

La Figure 3.15 montre les véhicules de test des capacités MIM qui seront intégrées par la suite au tuner. Un motif supplémentaire a été dessiné de 100µm de côté pour avoir la possibilité de mesurer une capacité plus grande.

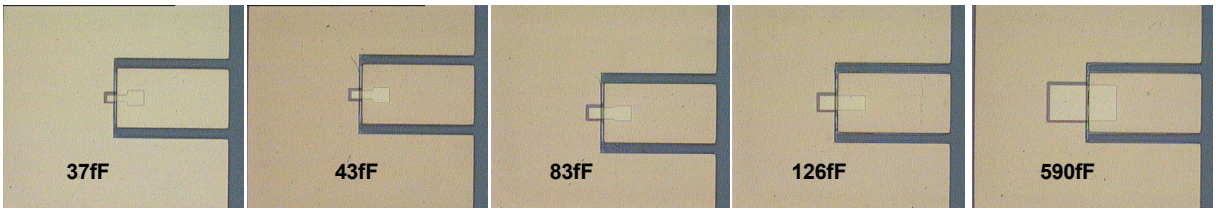


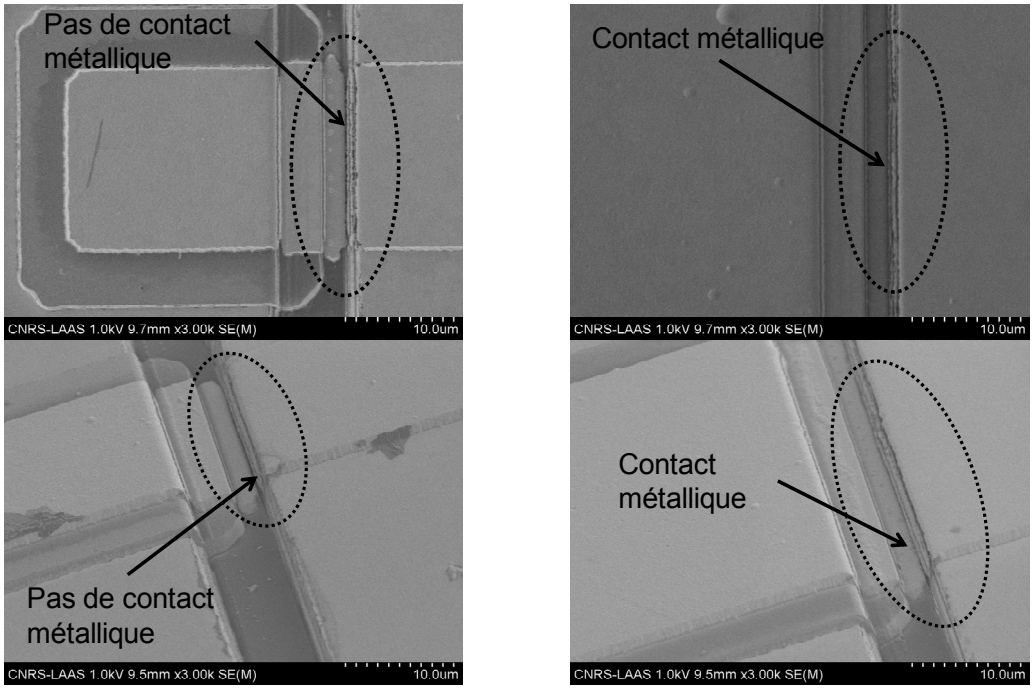
Figure 3.15 Motifs de test des capacités MIM

Dans le Tableau 3.7 sont reportées les valeurs des capacités MIM théoriques, mesurées à l'analyseur et simulées sur HFSS. La valeur théorique est calculée grâce à l'équation 2. Une capacité parasite est rajoutée à cette valeur théorique pour se rapprocher de la réalité. Cette capacité parasite prend en compte les effets de bord des motifs de test ainsi que la capacité de la ligne et le couplage entre le bout de la ligne et la masse. Elle a été déterminée grâce au logiciel HFSS.

C_{MIM} théorique (fF)	C_{MIM} théorique + Cparasites (fF)	C_{MIM} simulée sur HFSS (fF)	C_{MIM} mesurée (fF)
37	56	52	-
43	63	59	-
83	106	106	126
126	151	149	177
590	-	-	723

Tableau 3.7 Comparatif des capacités MIM théoriques, simulées et mesurées

Pour les faibles valeurs de capacité (37 et 43fF), la mesure a démontré une défaillance des motifs de test. Des observations au MEB de ces capacités fixes ont donc été effectuées pour détecter des défauts éventuels. La Figure 3.16 compare des photographies MEB de capacités MIM dont les mesures ne sont pas valides (a) ou le sont (b).



(a) (b)

Figure 3.16 Photographies MEB des capacités MIM de 37fF (a) et 126fF (b)

Il apparait des problèmes de continuité des couches au niveau des capacités MIM. En effet, le métal supérieur de la capacité MIM doit recouvrir des reliefs de 2µm afin de connecter l'ancrage à la masse. Pour les capacités de petites tailles (Figure 3.16 (a)), une cassure est visible au niveau de la marche de 2µm de haut. Pour des capacités plus grandes (Figure 3.16 (b)), des photographies prises à la même échelle ne démontrent aucune cassure. Un problème de contact est donc décelé sur les faibles capacités et est observé plus précisément sur la Figure 3.17. Toutes les parties qui sont nommées or sur cette figure, appartiennent à une seule et même couche qui est le métal supérieur des capacités.

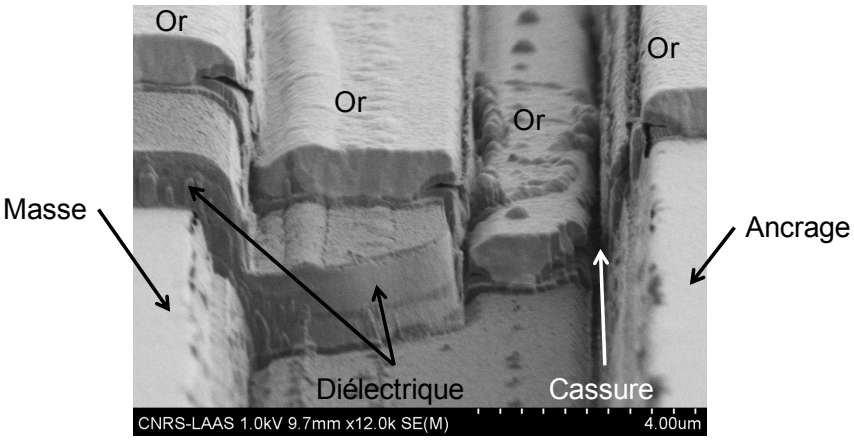


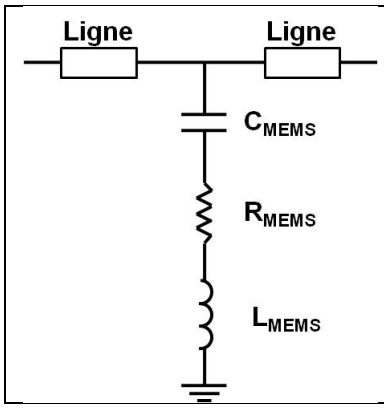
Figure 3.17 Zoom sur la languette métallique de connexion entre l'ancrage et la masse d'une capacité MIM

La continuité de cette couche est limite pour des marches de 1µm et est rompue pour des marches supérieures à 1µm. Ces cassures proviennent du fait que l'épaisseur de l'or n'est pas suffisante pour recouvrir les reliefs. Il est aussi envisageable que la résine qui sert à délimiter la couche d'or ait des problèmes de recouvrement. De ce fait, lors de la gravure de l'or, les fluides peuvent passer sous la résine au niveau des encoignures facilitant la coupure du métal déjà très fin après dépôt. Sur les capacités de grandes tailles, ce problème existe mais les fluides ne peuvent pas passer sous la résine sur toute la largeur de la capacité.
Une solution pour éviter des marches trop hautes serait de combler la partie qui se trouve entre l'ancrage et la masse par du diélectrique par exemple. Cela rajouterait néanmoins des étapes supplémentaires dans le procédé technologique.

Avant de passer à la méthode de conception, nous allons détailler le modèle électrique d'un commutateur MEMS.

4) Modèles électriques équivalents d'un commutateur classique

Les commutateurs MEMS se modélisent grâce à un schéma électrique de type RLC en parallèle à la ligne de transmission. Le schéma équivalent et les valeurs des composants sont résumés dans la Figure 3.18. Chaque composant électrique a une origine physique. Ainsi, la résistance R_M provient des pertes de la membrane, l'inductance L_M est due aux bras de connexion entre la partie centrale du pont et les électrodes d'activation et aux bras de suspension du pont lui-même connecté à la masse.



Composants		Valeurs
Lignes de part et d'autre du réseau RLC		
Z0		48Ω
$\varepsilon_{r,eff}$		3.085
Lb		100µm
L_M		28 pH
C_M	haut	70 fF
	bas	2330 fF
	ratio	33
R_M		0.12 Ω

Figure 3.18 Modèle électrique d'un commutateur de base

La capacité C_M prend une valeur différente suivant la position de la membrane. Elle est dépendante de la hauteur de la membrane ainsi que de la surface de la sa partie centrale. Une campagne de mesure des paramètres [S] des commutateurs a été réalisée sur plusieurs plaquettes et a permis de sélectionner un composant dont les performances (notamment la qualité de contact) se situent dans la moyenne de toutes les performances mesurées. La modélisation de ce composant moyen a été obtenue en ajustant les valeurs du modèle électrique sur le logiciel ADS. Une bonne concordance entre les mesures et le modèle électrique est observée sur la Figure 3.19. Pour obtenir une meilleure concordance en haute fréquence, il faudrait complexifier le modèle en rajoutant des éléments parasites.

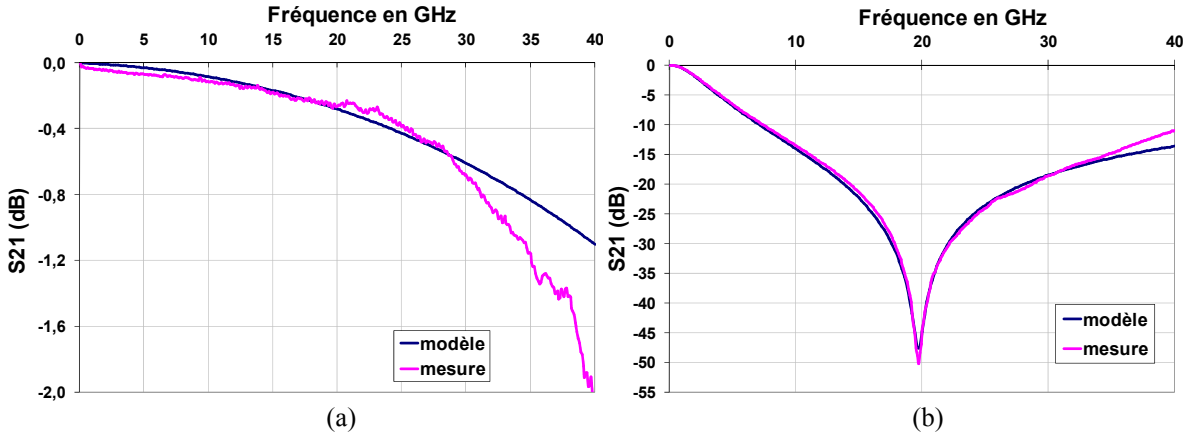


Figure 3.19 Mesures et simulations du paramètre S21 d'un commutateur en position haute (a) et basse (b)

Les caractérisations ont de plus montré que chaque commutateur mesuré aura une réponse différente, ce qui se traduira dans le modèle par une valeur de capacité C_{MEMS} différente conséquence de la forte dispersion de la qualité de contact. Par contre les autres grandeurs (L_{MEMS}, R_{MEMS}, …) sont fixes car elles sont dues aux dimensions transverses de l'interrupteur, qui restent inchangées.

5) Etapes d'optimisation des tuners

Le rapport entre la valeur de la capacité à l'état haut et celle à l'état bas du commutateur seul est donné par :

$$R_{MEMS} = \frac{C_{bas}^{MEMS}}{C_{haut}^{MEMS}} \qquad \text{Équation 3.5}$$

Il sera fixé à 30 dans un premier temps, ce qui représente la qualité de contact moyenne obtenue sur plusieurs campagnes de caractérisation. La valeur de la capacité du MEMS à l'état haut sera celle calculée pour s'affranchir des dispersions sur l'état bas des commutateurs. L'ajout de la capacité fixe en série avec celle du commutateur modifie le rapport de capacité de la cellule varactor qui vaut :

$$\boldsymbol{R_{varactor} = \frac{C_{bas}^{varactor}}{C_{haut}^{varactor}}} \qquad \textbf{Équation 3.6}$$

où

$$C_{bas}^{total} = \frac{C_{bas}^{MEMS} \times C_{MIM}}{C_{bas}^{MEMS} + C_{MIM}} \quad \text{et} \quad C_{haut}^{total} = \frac{C_{haut}^{MEMS} \times C_{MIM}}{C_{haut}^{MEMS} + C_{MIM}}$$

Dans notre conception, les deux types d'application (adaptation d'impédance et instrumentation) vont se différencier par la valeur de la capacité fixe en série avec le commutateur. Au départ, la valeur de $R_{varactor}$ va être fixée pour permettre les premiers calculs mais ensuite elle sera optimisée. Suivant l'application visée, $R_{varactor}$ sera différent. Si $R_{varactor}$ a une valeur faible proche de 2, les points sur l'abaque de Smith seront bien répartis sur les quatre cadrans mais centrés autour de 50Ω (c'est-à-dire que les coefficients de réflexion seront faibles). Par contre, si $R_{varactor}$ est plus proche de 10, de forts coefficients de réflexion seront atteints (c'est-à-dire que les points seront sur le bord de l'abaque). Donc, pour des réseaux d'adaptation, ce facteur $R_{varactor}$ aura une valeur proche de 2 ou 3, tandis que pour de l'instrumentation, sa valeur tournera plutôt autour de 6.
La capacité fixe est reliée à C_{haut}^{MEMS} par un facteur A : $C_{MIM} = A \times C_{haut}^{MEMS}$. La valeur de A va dépendre de la condition avec laquelle on travaille.
Dans le cas de <u>réseau d'adaptation d'impédance</u>, la capacité fixe aura une valeur proche de celle du commutateur à l'état haut et donc sera très inférieure à celle à l'état bas. Les équations précédentes sont simplifiables comme suit :

$$C_{bas}^{varactor} = \frac{C_{bas}^{MEMS} \times C_{MIM}}{C_{bas}^{MEMS} + C_{MIM}} \approx C_{MIM} \qquad \text{car} \qquad C_{MIM} \ll C_{bas}^{MEMS}$$

$$\text{Et } C_{haut}^{varactor} = \frac{C_{haut}^{MEMS} \times C_{MIM}}{C_{haut}^{MEMS} + C_{MIM}} \approx \frac{C_{MIM}}{2} \approx \frac{C_{haut}^{MEMS}}{2} \quad \text{car} \quad C_{MIM} \approx C_{haut}^{MEMS}$$

Dans le cas de mesure de facteur de bruit, la capacité fixe sera grande devant la capacité du MEMS en position haute.

On peut exprimer A en fonction de R_{total} et R_{MEMS} comme dans l'équation suivante :

$$\boldsymbol{A = \frac{R_{MEMS}(R_{varactor} - 1)}{R_{MEMS} - R_{varactor}}} \qquad \textbf{Équation 3.7}$$

R_{MEMS} a été fixée à la valeur moyenne de 30. R_{total} prendra des valeurs comprises entre 2 et 10 suivant les attentes en couverture d'impédance. Connaissant la valeur de C_{haut}^{MEMS}, qui est facile à prévoir si le pont est à la hauteur nominale après sa libération, on en déduit la valeur de C_{MIM}. Le calcul de C_{haut}^{total} (capacité totale de la cellule varactor composée par la capacité MEMS en série avec la capacité fixe) devient alors possible par l'équation suivante :

$$\boldsymbol{C_{haut}^{varactor} = \frac{C_{haut}^{MEMS} \times C_{MIM}}{C_{haut}^{MEMS} + C_{MIM}} = \frac{A}{1+A} C_{haut}^{MEMS}} \qquad \textbf{Équation 3.8}$$

Afin de calculer la distance entre les commutateurs, on passe par l'intermédiaire du coefficient K_{haut} : $K_{haut} = \left(\frac{Z_C}{Z_{haut}}\right)^2$ où Z_C correspond à l'impédance de la ligne non chargée et Z_{haut} à l'impédance de la ligne chargée par les commutateurs en position haute. Z_{haut} est fixée à 50Ω pour assurer une couverture du centre de l'abaque de Smith. Le paramètre K a une valeur différente suivant l'état des commutateurs. Il est aussi défini par l'équation suivante [3.9] :

$$\boldsymbol{K_{haut/bas} = 1 + \frac{cZ_cC_{haut/bas}^{varactor}}{s\sqrt{\varepsilon_{reff}}}} \qquad \textbf{Équation 3.9}$$

Où c correspond à la vitesse de la lumière dans le vide, ε_{reff} est la permittivité relative effective de la ligne non chargée et s correspond à la distance entre les cellules de charge qui sont répétées périodiquement. Ce paramètre K permet de déterminer l'impédance caractéristique et la permittivité relative effective d'une ligne chargée avec des capacités. Ces deux grandeurs sont fonctions de l'état haut ou bas du commutateur.
La distance s se calcule donc de la manière suivante :

$$\boldsymbol{s = \frac{cZ_cC_{haut}^{varactor}}{(K_{haut}-1)\sqrt{\varepsilon_{reff}}}} \qquad \textbf{Équation 3.10}$$

Elle est déterminée par cette équation mais sera ajustable pour atteindre des performances optimales. Un facteur de mérite δ a été introduit qui rend compte de la différence entre l'état haut et bas des commutateurs du rapport de la longueur d'une ligne chargée par la longueur d'onde.

$$\boldsymbol{\delta = \frac{l}{\lambda_{bas}} - \frac{l}{\lambda_{haut}}} \qquad \textbf{Équation 3.11}$$

Avec $\lambda_{haut/bas} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{r0}}\sqrt{K_{haut/bas}}}$
Afin de couvrir au maximum l'abaque de Smith, ce facteur doit approcher la valeur de 0,25 qui correspond à un demi-tour sur l'abaque de Smith. A partir de ce facteur, la valeur de R_{total} a été optimisée. Lorsque les longueurs d'onde haute et basse sont remplacées par leur équation, le paramètre δ devient :

$$\boldsymbol{\delta = \frac{lf\sqrt{\varepsilon_{reff}}}{c}\left(\sqrt{K_{bas}} - \sqrt{K_{haut}}\right)} \qquad \textbf{Équation 3.12}$$

En formulant K_{bas} en fonction de K_{haut} et R_{total} comme suit,

$$\boldsymbol{K_{bas} = 1 + R_{varactor}\frac{cZ_cC_{haut}^{varactor}}{s\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = 1 - R_{varactor} + R_{varactor}K_{haut}} \qquad \textbf{Équation 3.13}$$

L'expression de δ est modifiée de la façon suivante :

$$\boldsymbol{\delta = \frac{f\sqrt{\varepsilon_{r0}}}{c}2s\left(\sqrt{1 - R_{varactor} + R_{varactor}K_{haut}}\right) - \sqrt{K_{haut}}} \qquad \textbf{Équation 3.14}$$

A partir de tous ces calculs, on en déduit la valeur de R_{total} optimale qui va permettre de trouver C_{bas}^{total}. Le processus d'optimisation consiste à égaler la valeur de R_{total} fixée au début de la procédure à celle optimale de façon itérative.

$$\boldsymbol{R_{varactor}^{opt} = \frac{\left(\frac{\delta}{B}+\sqrt{K_{haut}}\right)^2 - 1}{K_{haut}-1}} \qquad \textbf{Équation 3.15}$$

Avec $B = \frac{f\sqrt{\varepsilon_{reff}}}{c} 2s$

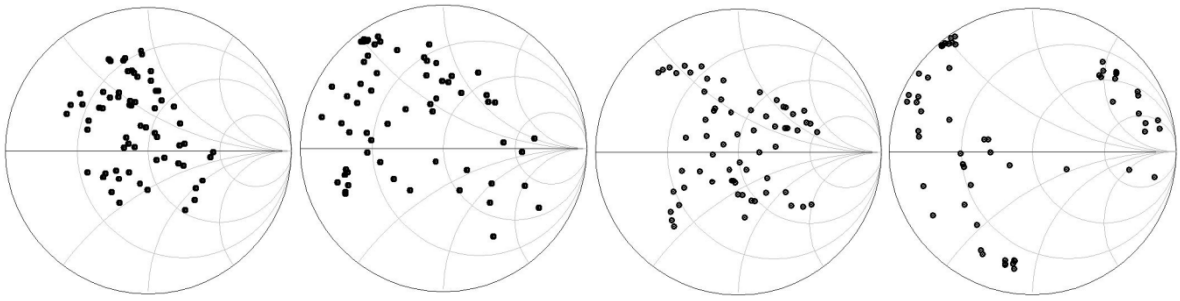
Après la convergence du processus d'optimisation, le facteur $R_{varactor}$ égal à 3 pour réaliser un réseau d'adaptation d'impédances et soit la valeur 4,6 soit 6,8 suivant l'impédance caractéristique de la ligne non chargée, pour un tuner d'instrumentation. Cette méthode nous a permis d'effectuer un pré-dimensionnement de nos tuners à MEMS RF. Cependant, les contraintes de dimensions doivent être considérées pour prendre en compte l'encombrement même des MEMS et de leurs ancrages.

Finalement, quatre tuners ont été conçus pour les applications adaptation d'impédance et instrumentation et intégrant des tronçons de ligne d'impédance caractéristique 56 et 63Ω. Pour distinguer les différentes combinaisons, elles ont été numérotées de 1 à 4. Les principaux paramètres qui les distinguent sont répertoriés dans le Tableau 3.8.

Configuration	**1**	**2**	**3**	**4**
Impédance caractéristique de la ligne	56Ω	56Ω	63Ω	63Ω
C_{MEMS}théorique (fF) haut bas	78 4700	78 4700	67 4020	67 4020
Cfixe théorique (fF)	175	337	150	510
$C_{VARACTOR}$ (fF) haut bas	54 169	63 314	46 144	59 452
Con/Coff varactor	3,1	5	3,1	7,6
S (µm)	2070	1600	2800	1200
L (µm)	2200	2800	3000	1800
Application	Adaptation	Instrumentation	Adaptation	Instrumentation

Tableau 3.8 Détails des différentes configurations de tuner

Les paramètres de chaque tuner ont été optimisés in fine pour une fréquence de 20GHz sur ADS. Les résultats de simulation à cette fréquence sont présentés en Figure 3.20. Des coefficients de réflexion maximum de 0.7, 0.945, 0.79 et 0.975 ont été atteints respectivement pour les configurations 1, 2, 3 et 4. Ce qui correspond à des VSWR de 5.7, 35, 8.5 et 80.



(1) (2) (3) (4)

Figure 3.20 Simulation des constellations d'impédances des quatre configurations de tuner à 20GHz

Ces constellations montrent bien la différence entre les configurations. Les points d'impédance des configurations 1 et 3 sont plutôt centrés dans l'abaque de Smith alors que les points d'impédance pour 2 et 4 se retrouvent plus sur les bords de l'abaque.

Les configurations 1 et 3 seront dédiées à l'adaptation active d'impédance d'amplificateurs et d'antennes pouvant ainsi adapter des charges de 20 vers 100Ω. La Figure 3.21 présente le paramètre S11 du tuner lorsque sa sortie est chargée par 20Ω pour deux configurations de tuners. Plusieurs points d'impédance se trouvent à proximité ou sur le cercle

représentant toutes les impédances de partie réelle égale à 100Ω. Ces tuners permettront ainsi de pouvoir adapter la sortie d'un amplificateur (20Ω) à une antenne (100Ω).

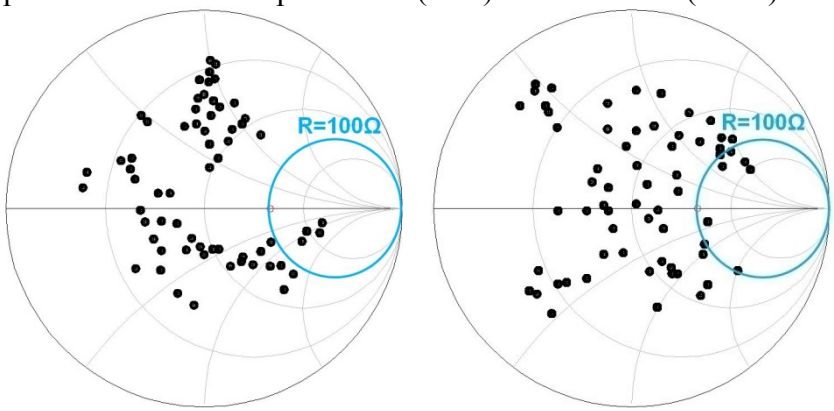


Figure 3.21 Constellation des configurations 1 et 3 chargées par 20Ω en leur sortie

Pour des raisons de simplicité de réalisation technologique (et surtout de faisabilité), nous nous sommes limités à des tuners composés de six commutateurs maximum. Cependant, le paragraphe suivant démontre que la méthode de conception mise en place est également applicable quelque soit le nombre de commutateurs et le nombre de stubs.

6) Validation de la méthode de conception : simulation d'un tuner double et triple stub

Afin de valider la méthode de conception, un tuner double stub à 9 commutateurs et un autre triple stub à 12 commutateurs ont été conçus et simulés sur le logiciel ADS en prenant en compte tous les éléments du modèle des commutateurs et des lignes (y compris les pertes). Ces tuners n'ont cependant pas été fabriqués. L'emplacement des cellules varactor de chaque tuner est présenté en Figure 3.22 ainsi que la couverture des points d'impédance sur l'abaque de Smith.

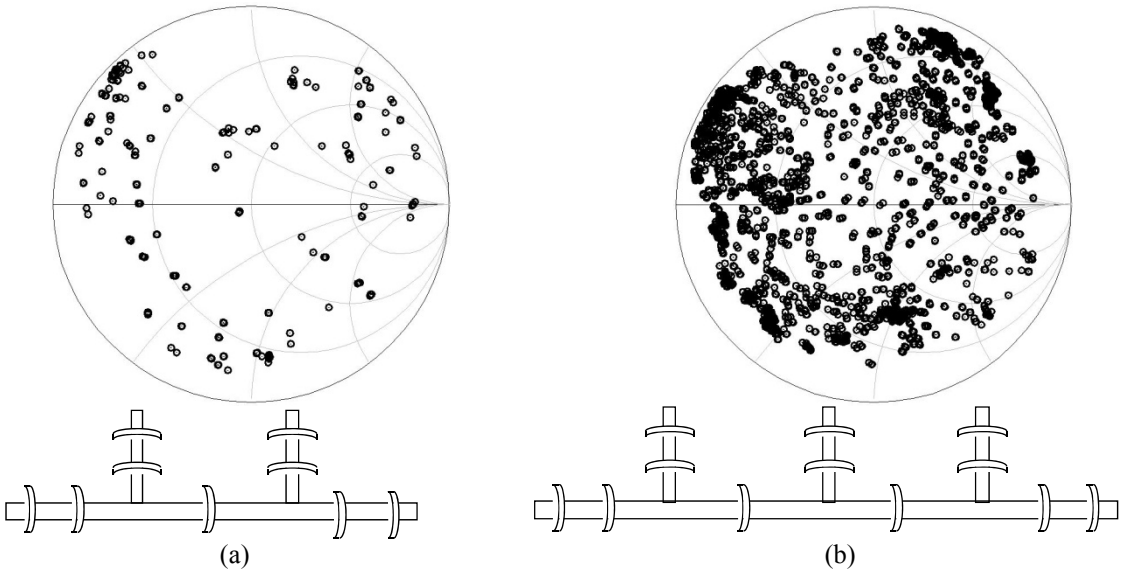


Figure 3.22 Couverture en impédances à 20GHz d'un tuner à double stub (a) et à triple stub (b)

Les tuners double stub et triple stub permettent respectivement de générer 512 (2^9) et 4096 (2^{12}) impédances différentes. Un coefficient de réflexion maximal de 0,95 est atteint avec les deux types de tuners lorsque les pertes sont prises en compte. Ces tuners ont de bonnes

performances mais leur réalisation nécessite de bon rendement de fabrication qui est envisageable dans les salles blanches industrielles.

Les paramètres dimensionnels étant fixés lors de la conception, nous pouvons passer à la fabrication en salle blanche des tuners.

IV. Fabrication des tuners

Nous avons vu que les tuners d'impédance conçus au paragraphe précédent sont réalisés à partir de commutateurs simples associés en série à des capacités MIM. Du point de vue de la conception, des adaptations de la topologie initiale ont été effectuées pour intégrer ces capacités fixes. Par conséquent, le procédé de fabrication des commutateurs décrit dans le premier chapitre a donc été adapté pour intégrer les capacités fixes.
Les étapes de fabrication spécifiques aux tuners d'impédance sont résumées en Figure 3.23. Le procédé intègre une étape supplémentaire de réalisation du diélectrique des capacités MIM et de son métal supérieur.

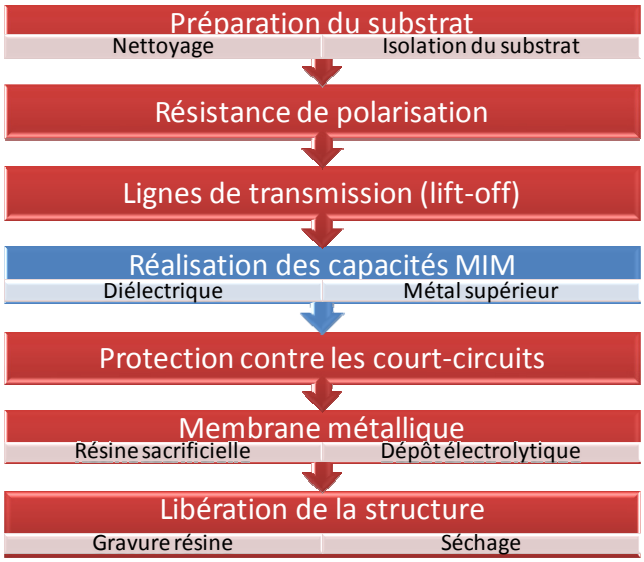


Figure 3.23 Etapes de fabrication d'un commutateur en série avec une capacité fixe

Le procédé utilisé est le même jusqu'à la fabrication des lignes coplanaires. Ensuite viennent les étapes d'élaboration des capacités fixes. Une épaisseur de 750nm de nitrure de silicium est déposée par PECVD. Ce dépôt se fait à basse fréquence et à une température de 300°C avec une vitesse de dépôt comprise entre 110nm/min et 155nm/min. Le nitrure de silicium est délimité par gravure RIE. Après suppression de la résine, les motifs vus en Figure 3.24 sont obtenus.

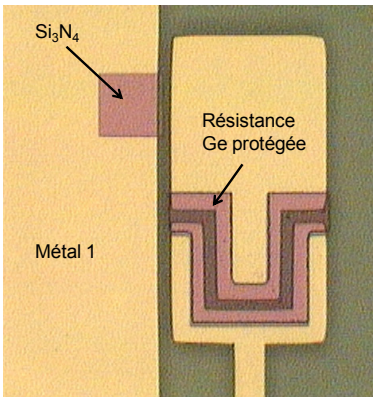


Figure 3.24 Photographie de la partie isolante d'une capacité fixe

Le métal supérieur (en or) de la capacité fixe est déposé par évaporation. Son épaisseur est de 1µm. La délimitation de cette couche est réalisée par photolithographie. La gravure du métal est ensuite effectuée grâce à un bain de KI mélangé à du I_2. La réalisation des capacités fixes s'insère donc correctement dans le procédé de référence. La validation technologique de cette étape s'effectue par la mesure de l'épaisseur du diélectrique et par l'observation des motifs au microscope et au MEB (voir Figure 3.25). Une épaisseur moyenne de 850nm a été mesurée au profilomètre mécanique sur une même plaquette. Un réajustement du temps de dépôt permettra d'obtenir l'épaisseur prévue. Les dimensions des plots de diélectriques ont été vérifiées grâce aux observations faites aux microscopes qui permettent aussi de voir la conformité du métal supérieure de la capacité MIM. La Figure 3.25 montre que les capacités MIM ont donc été fabriquées correctement.

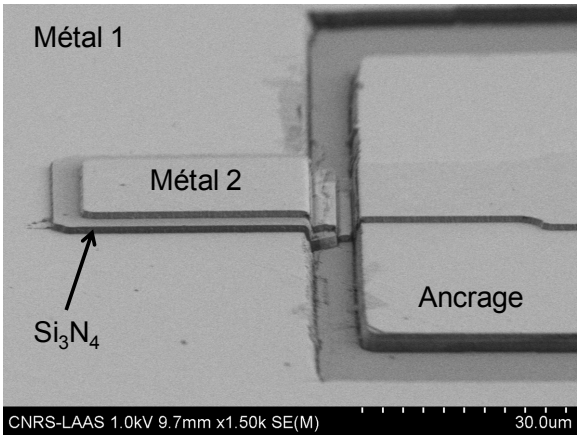


Figure 3.25 Photographie d'une capacité fixe

Pour finir la filière technologique dédiée au tuner, les étapes classiques de fabrication des MEMS reprennent au niveau du dépôt du nitrure de silicium qui permet de créer la capacité entre la ligne et le pont. Ensuite, le procédé s'enchaine avec les mêmes étapes que pour le procédé classique jusqu'à la libération et le séchage. Le résultat final est présenté sur la Figure 3.26.

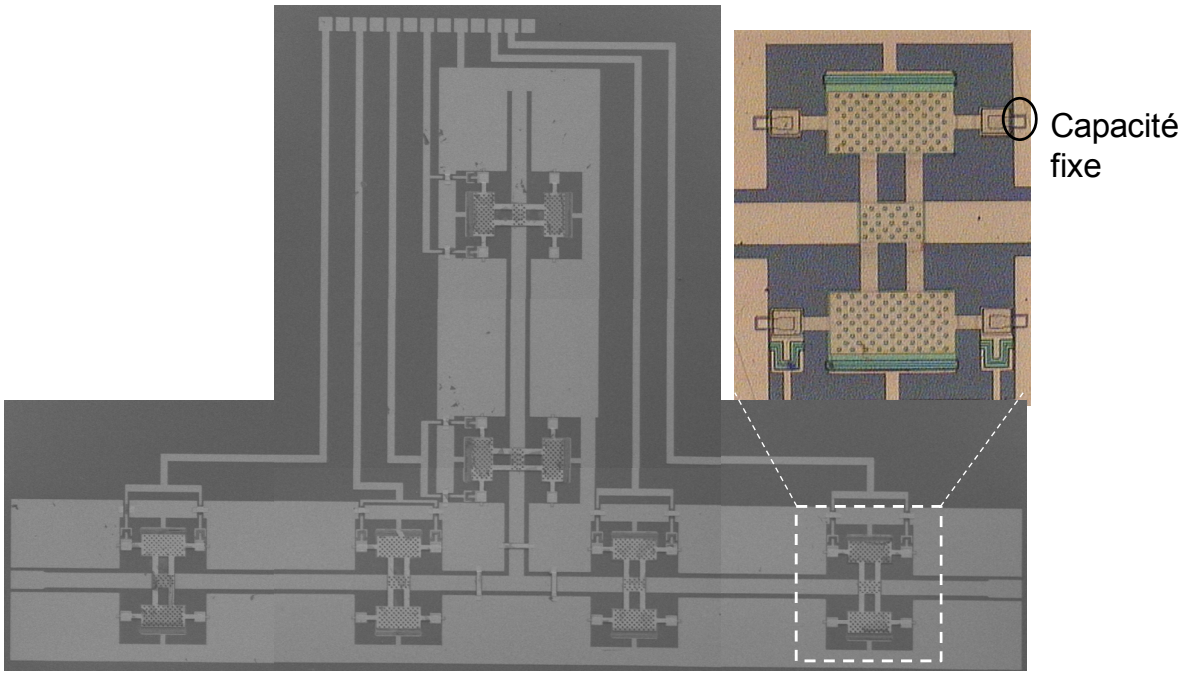


Figure 3.26 Photographie d'un tuner complet ou d'un MEMS + capa MIM

Une étude structurelle des commutateurs composant un même tuner a été réalisée afin de montrer leur reproductibilité. Sur 84 commutateurs mesurés au profilomètre optique, seulement 11 sont collés après libération, ce qui représente 13% de commutateurs défaillants.

Du point de vue circuit et donc tuner, 14 ont été observés sur une même plaque :

- 5 sur 14 ont tous leurs commutateurs avec la hauteur de pont voulue,
- 7 sur 14 ont un seul commutateur imparfait parmi les six,
- 2 sur 14 ont deux interrupteurs ne respectant pas la hauteur voulue.

Les défauts proviennent surtout des bras qui relient la partie centrale du pont aux électrodes car ils sont longs par rapport à leur largeur ce qui entraîne des fléchissements.

Il est à noter que la défaillance ou les imperfections de commutateurs MEMS ne sont pas rédhibitoires pour le bon fonctionnement du circuit mais diminue le nombre d'impédances accessibles. En outre, ces résultats valident et démontrent l'énorme apport de la technologie basée sur une couche sacrificielle en PMGI car 87% des commutateurs sont viables.

Nous allons voir dans le paragraphe suivant les différentes caractérisations micro-ondes et en puissance réalisées sur les tuners fabriqués.

V. Caractérisations des tuners

1. Méthode de caractérisation

Le banc de mesure de fiabilité MEMS développé par Samuel Mellé permet de caractériser les tuners d'impédance. Il est nécessaire toutefois de compléter le banc avec une multi-pointe DC et un boitier électrique contrôlant la tension sur cette pointe. Ce banc de mesure est présenté sur la Figure 3.27.

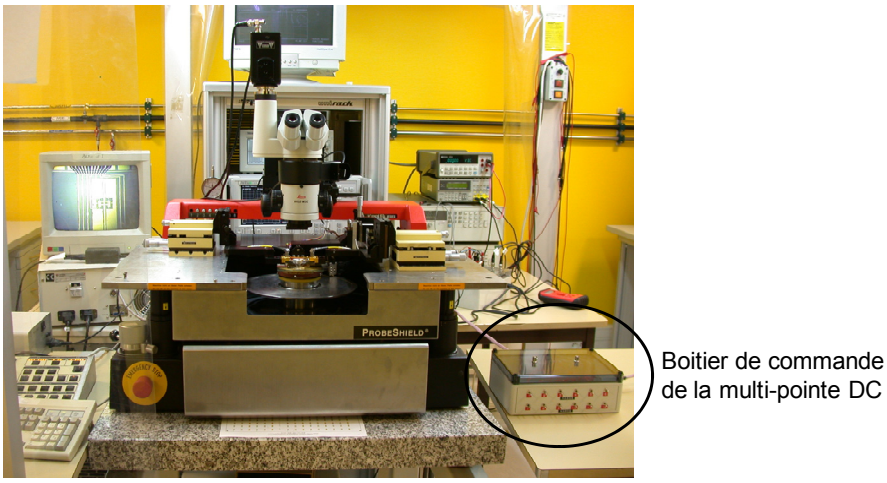


Figure 3.27 Banc de mesure des tuners à base de commutateurs MEMS

En effet, afin de réaliser toutes les combinaisons possibles donnant des impédances différentes, les commutateurs doivent être actionnés de façon indépendante les uns des autres. La manière d'abaisser le pont est de polariser la membrane et de mettre la partie centrale des lignes coplanaires à la masse. De plus, un plot métallique relié directement à la masse est situé en dessous de chaque électrode du pont pour aider sa descente. En résumé, la ligne coplanaire permet d'attirer la partie centrale du pont et les deux plots permettent d'attirer ses électrodes grâce à la différence de potentiel entre ces trois parties et le pont. Chaque membrane est reliée à une ligne DC pour pouvoir la polariser. Ensuite, le boitier électronique est composé d'interrupteurs qui commandent chaque pointe de la multi-pointe DC. Une tension peut donc être appliquée de façon indépendante sur chaque commutateur. La Figure 3.28 montre la configuration des pointes RF et de la multi-pointe DC sur un dispositif.

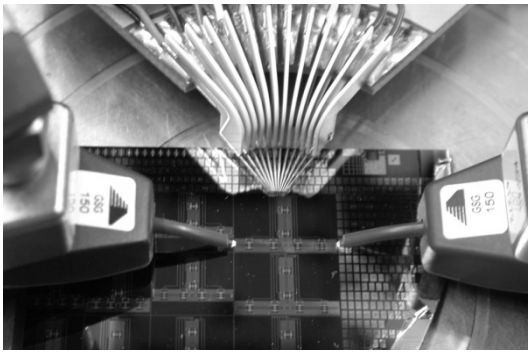


Figure 3.28 Tuner d'impédance sous test

Les paramètres physiques des quatre tuners d'impédance sont résumés dans le Tableau 3.8. Les valeurs en position haute et basse des capacités du commutateur seul ou accompagné de sa capacité fixe y figurent ainsi que la distance entre les commutateurs S et la longueur du stub.

Ce banc va donc nous permettre de caractériser les différents tuners.

2. Caractérisations micro-ondes et rétro-simulations

1) Caractérisation et modélisation d'une cellule varactor

Une cellule varactor est donc composée d'un commutateur associé à une capacité fixe qui est répartie sur les quatre ancrages comme le montre la Figure 3.29. L'ajout d'une capacité MIM modifie le modèle électrique de base.

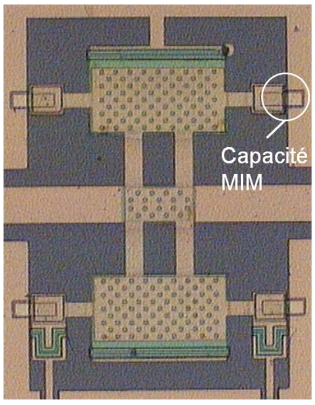
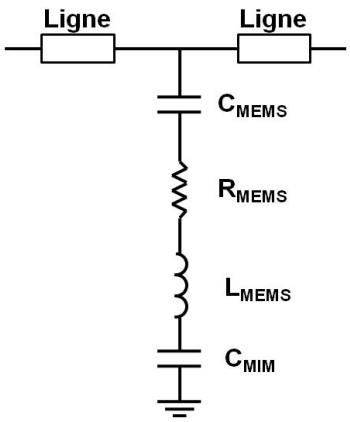


Figure 3.29 Photographie d'une cellule varactor

Chaque configuration présentant des valeurs de Cmems et Cfixe différentes a été testée, soit 4 configurations : 2 pour des applications de mesures de paramètres de bruit et 2 pour de l'adaptation d'impédance suivant les valeurs des impédances caractéristiques des tronçons de ligne (Zc) et des valeurs de capacités MIM intégrées.



Composants	Configurations	
	2	4
Ligne (µm)	130	105
L_{MEMS} (pH)	36	23,5
C_{MEMS}(fF)		
haut	150	110
bas	500	500
R_{MEMS} (Ω)		
haut	7	7
bas	0,15	0,15
Cfixe	292	450

Figure 3.30 Modèle électrique d'un commutateur en série avec une capacité fixe

Précédemment, nous avons vu que les capacités MIM de très faibles valeurs n'étaient pas valides pour un problème de connexion métallique. Nous ne présenterons donc ici que les cellules avec fortes capacités MIM. Les résultats de mesures et modélisations sont indiquées sur les Figure 3.31 et Figure 3.32.

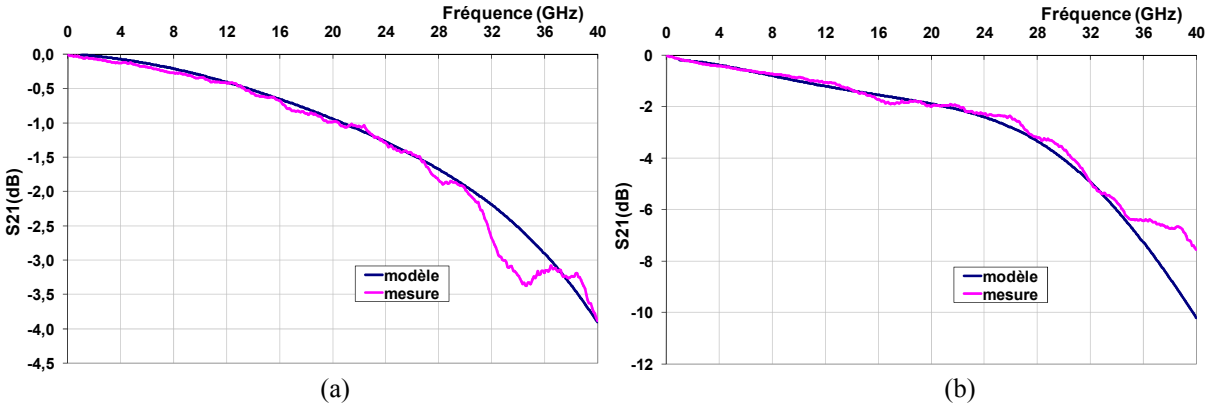


Figure 3.31 Mesures et simulations des paramètres [S] d'un commutateur en série avec une capacité fixe en position haute (a) et basse (b) (configuration 2 : 56Ω/337fF)

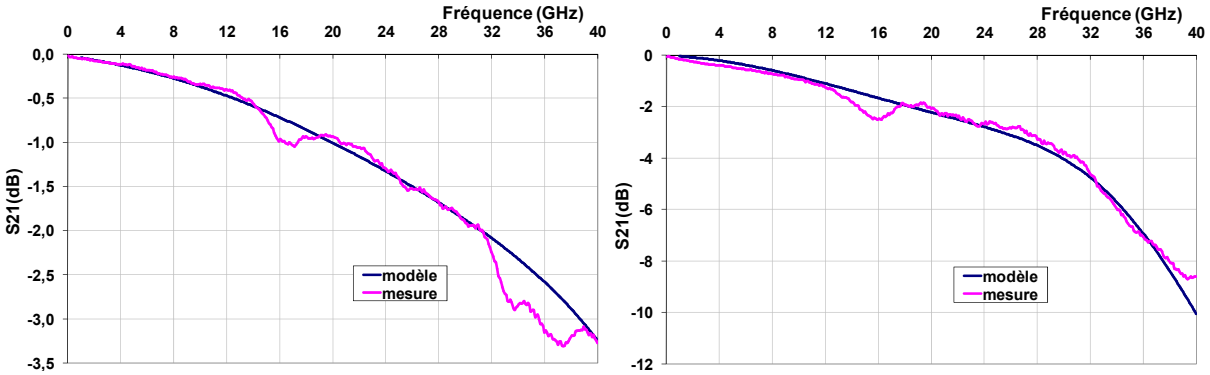


Figure 3.32 Mesures et simulations des paramètres [S] d'un commutateur en série avec une capacité fixe en position haute (a) et basse (b) (configuration 4 : 63Ω/510fF)

Nous pouvons conclure que les mesures et le modèle sont en très bonne adéquation pour les deux cellules varactors présentées ici. Le modèle servira par conséquent de base à la modélisation des résultats de mesure des lignes chargées capacitives et des tuners.

2) Mesure des lignes chargées

Les tuners sont décomposés en deux lignes chargées par deux interrupteurs et un stub lui aussi chargé par deux commutateurs. Pour chaque type de tuners, les tronçons de ligne chargée par deux commutateurs ont été fabriqués (voir Figure 3.33) et mesurés. Ces lignes chargées permettent de synthétiser quatre états de phase comme illustré dans la Figure 3.34.

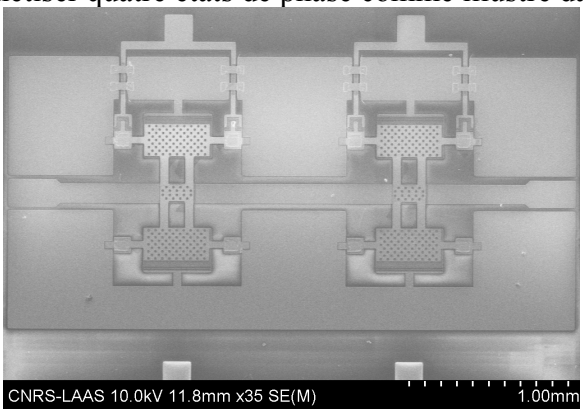


Figure 3.33 Photographie au microscope d'une ligne chargée par deux commutateurs

Ce dispositif permet de vérifier l'aptitude des cellules varactors à déphaser le signal dans la ligne. Un déphasage de 106° est observé entre l'état 00 (les deux commutateurs sont à l'état haut) et l'état 11 (les deux commutateurs sont à l'état bas). La ligne chargée a été conçue pour obtenir un déphasage de 90° entre ces deux états. Elle a donc un fonctionnement correct.

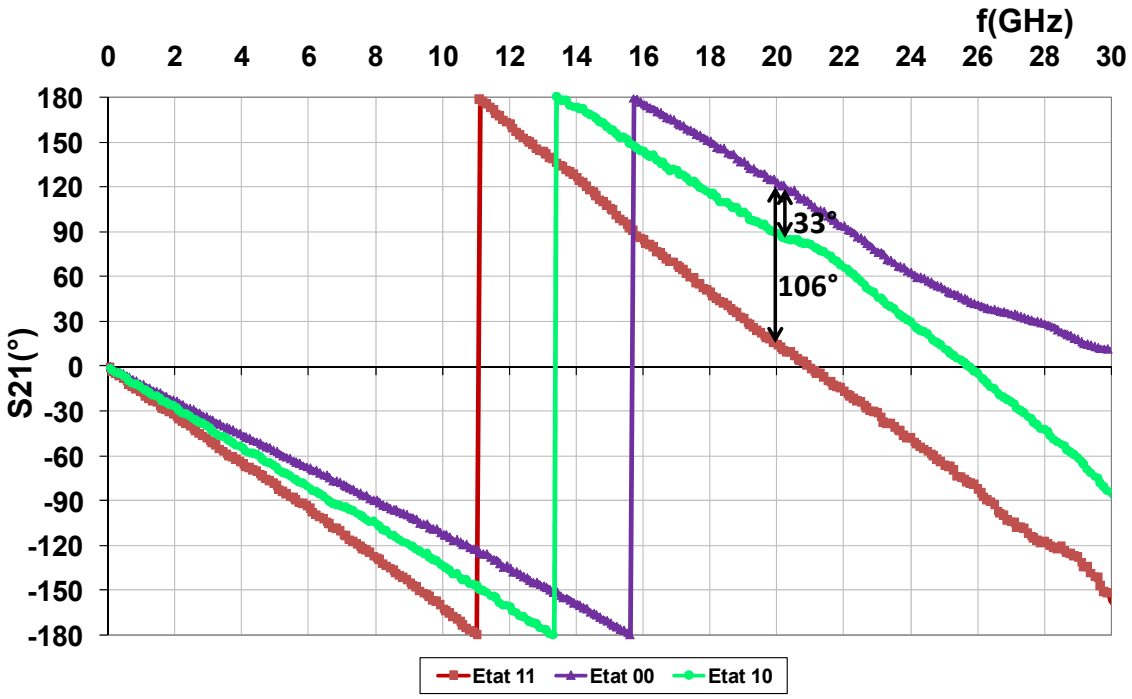


Figure 3.34 Phases du paramètre S21 d'une ligne chargée pour trois états

Si l'un des deux commutateurs est à l'état bas (état 10), un déphasage de 33° a été mesuré.

Ce type de dispositif plus simple que le tuner complet permet donc une première validation des cellules varactors. Le paragraphe suivant montrera les performances des tuners complets.

3) Couverture en impédance des tuners

Les principales caractéristiques micro-ondes intéressantes pour les tuners concernent les pertes d'insertion et la couverture en impédance de l'abaque de Smith (paramètre S_{11}).

<u>Tuners utilisés comme réseau d'adaptation d'impédance</u>

Les points d'impédance mesurés (64) et simulés (64) sont présentés dans la Figure 3.35 pour plusieurs fréquences dans le cas où l'accès 2 du tuner est chargé sur 50Ω. Les mesures comme les simulations ont été faites avec toutes les combinaisons possibles c'est-à-dire 64 et l'on note une concordance simulation/mesure vis-à-vis de la couverture en impédance. Les différences s'expliquent par les dispersions technologiques de chaque élément du tuner qui se traduisent par un écart simulation/mesure notable mais acceptable dans notre application tuner.

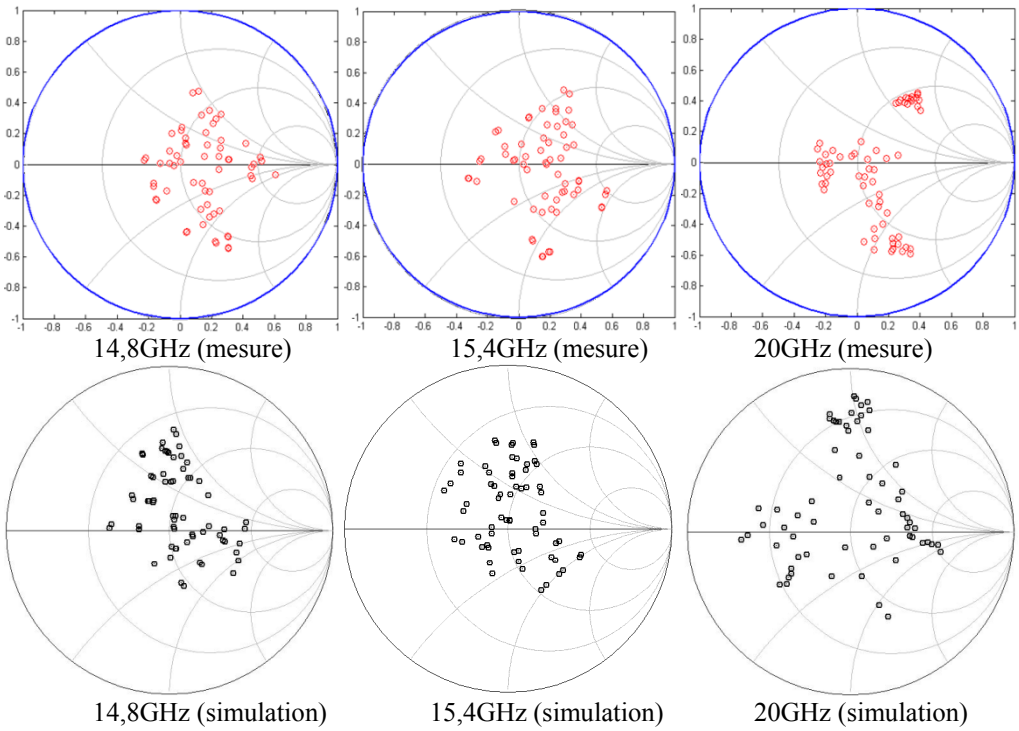


Figure 3.35 Paramètre S11 mesuré (64 impédances) et simulé (64) couverture en impédance du tuner pour réseau d'impédance (configuration 3)

Avec la configuration 3, les points sont largement présents autour de 50Ω. A 15,4GHz par exemple, le tuner est capable de fournir des impédances avec une partie réelle comprise entre 25Ω et 150Ω et de partie imaginaire comprise entre -j93Ω et j69Ω.

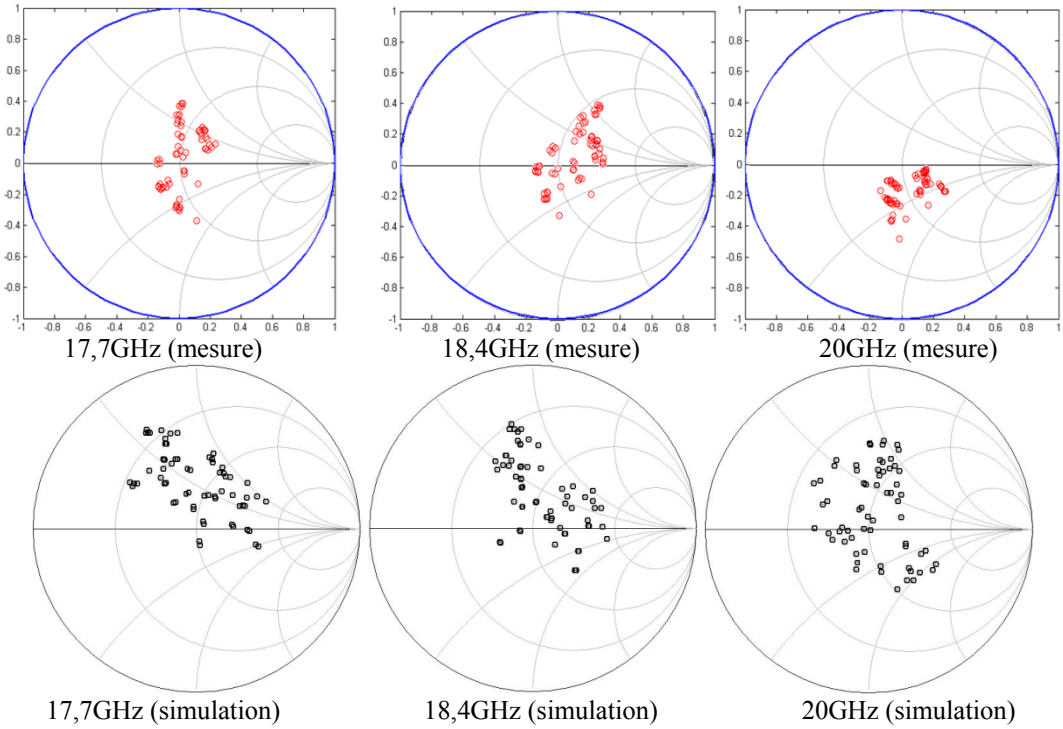


Figure 3.36 Paramètre S11 mesuré (64 impédances) couverture en impédance du tuner pour réseau d'impédance (configuration 1)

La longueur électrique du stub est petite, dans ce cas, et les points représentant les impédances régissent tous dans la région des faibles impédances de l'abaque de Smith.
Ces deux configurations sont plus adaptées pour l'adaptation d'impédance de faibles valeurs.

Tuners dédiés à l'instrumentation

Les Figure 3.37 et Figure 3.38 montrent les points d'impédance simulés et mesurés pour les tuners dédiés à des mesures de paramètres de bruit pour chaque configuration (56Ω et 63Ω). Seulement 33 combinaisons parmi 64 ont pu être testées pour la configuration 1 parce que ce nombre est néanmoins suffisant pour remarquer que la couverture en impédance de cette configuration est mauvaise par rapport à la configuration 2.

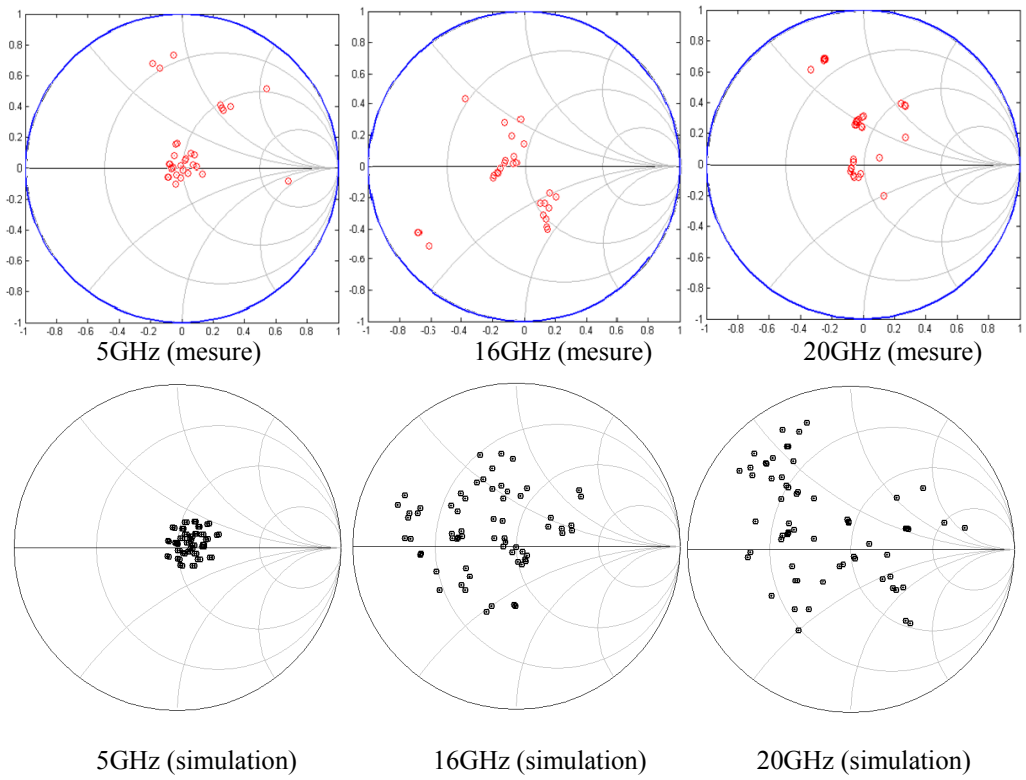


Figure 3.37 Paramètre S11 mesuré (33 impédances) et simulé (64 combinaisons) couverture en impédance du tuner pour différentes fréquences (configuration 2)

Le coefficient de réflexion maximal mesuré avec cette configuration est égal à 0.75, 0.81 et 0.73 pour des fréquences respectives de 5GHz, 16GHz et 20GHz.

Un nombre de 47 impédances a été testé sur un total de 64 possibilités de 10GHz à 23GHz (voir Figure 3.38). Comme précédemment, le coefficient de réflexion en entrée du tuner a été mesuré avec différentes combinaisons de commutateurs en position basse et sa valeur maximale est notée dans le Tableau 3.9 pour toutes les fréquences.

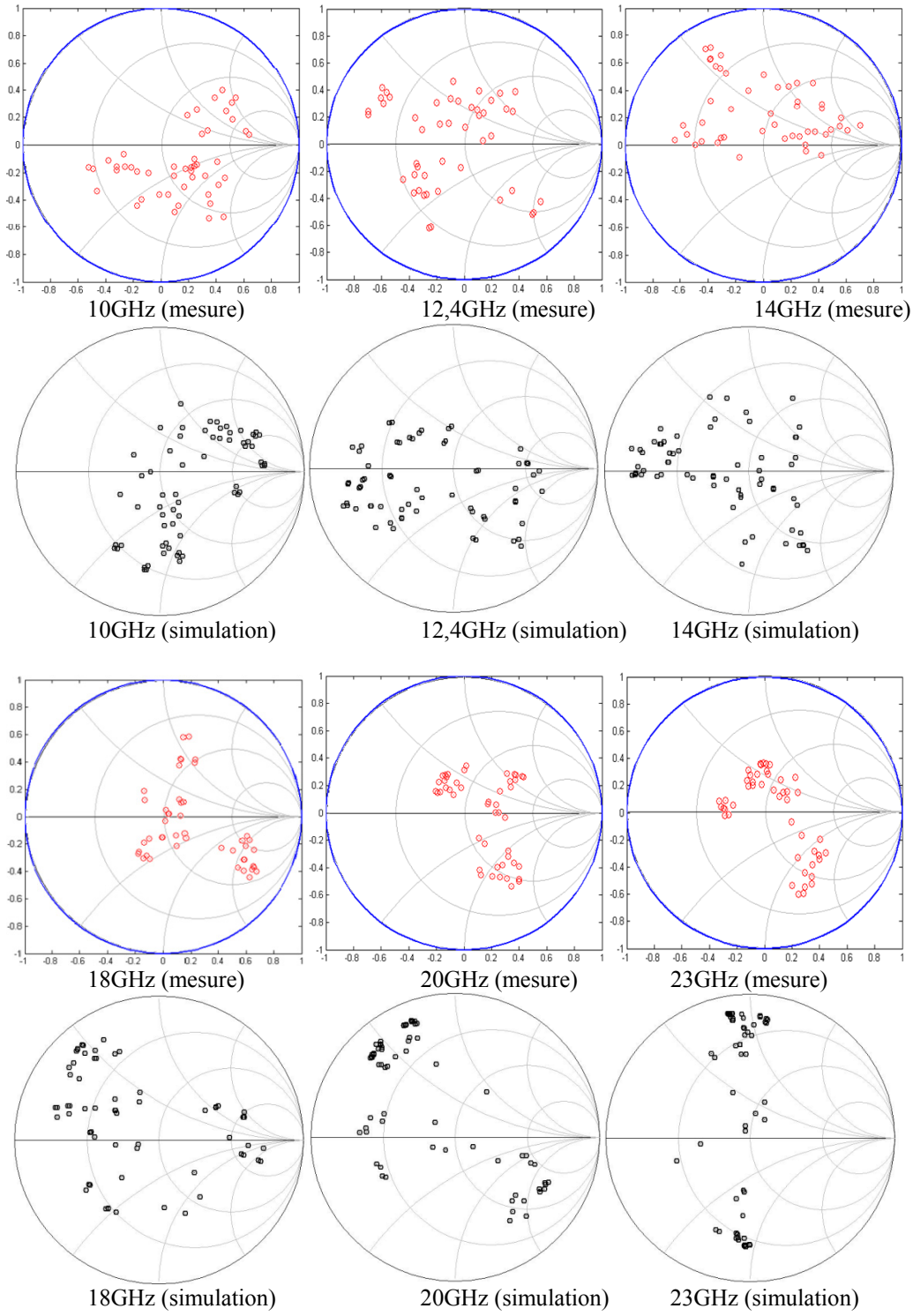


Figure 3.38 Paramètre S11 mesuré (47 impédances) et simulé (64 impédances) couverture en impédance du tuner pour mesure de bruit (configuration 4)

Le coefficient de réflexion maximal est obtenu à 14GHz pour cette configuration. De 10GHz à 23GHz, ce coefficient atteint des valeurs maximales supérieures à 0,7.

Fréquence (GHz)	Γmax
10	0,7
12,4	0,75
14	0,82
18	0,76
20	0,66
23	0,79

Tableau 3.9 Coefficients de réflexion maximum mesuré à différentes fréquences (configuration 4)

Le Tableau 3.10 montre à quelle fréquence le coefficient de réflexion maximal est atteint en simulation et en mesure. Les imperfections des tuners pour chaque configuration se traduisent par un coefficient Γmax plus faible en mesure qu'en simulation. De plus, nous observons un décalage en fréquence lors des mesures pour les configurations 2 et 4.

Configuration	Γmax simulé	Fréquence optimale (simulation)	Γmax mesuré	Fréquence optimale (mesure)
1	0,54	20GHz	0,48	20GHz
2	0,89	19GHz	0,81	16GHz
3	0,83	20GHz	0,68	20GHz
4	0,84	16GHz	0,82	14GHz

Tableau 3.10 Performances simulées et mesurées des différents tuners

Pertes du tuner

Nous avons extrait, de ces caractérisations, des pertes de 1,5dB sur le tuner de longueur 12mm, ce qui équivaut à 1,2dB/cm à 20 GHz. Les pertes observées s'expliquent par le choix d'un substrat silicium pris à 2kΩ.cm pour la réalisation, par manque de disponibilité de silicium à 10kΩ.cm. Nous estimons (par simulation) ainsi pouvoir réduire les pertes à 0,7dB environ par l'utilisation d'un substrat Si à 10kΩ.cm. Les travaux de T. Vähä-Heikkilä et al indiquent des niveaux de pertes de 0,5dB pour des fréquences comprises entre 4 et 12GHz et de 1,5dB à 18GHz.

Nos résultats se placent donc aux niveaux des meilleures réalisations de tuner MEMS-RF, ce qui valide l'aspect « faibles pertes » de la technologie MEMS-RF que nous avons développé sur silicium.

3. Caractérisations en puissance

La tenue en puissance n'est pas un paramètre critique si les tuners sont utilisés pour des mesures de paramètre de bruit. Par contre, pour des mesures de load-pull et les applications d'adaptation d'impédance active, elle devient importante surtout si les tuners sont placés en sortie d'amplificateurs.

La tenue en puissance des tuners a été mesurée à 10GHz avec tous les commutateurs supposés en position haute. Un test d'auto-activation a été pratiqué sur un des tuners. Il consiste en l'observation de la transmission S_{21} du tuner. Il a de plus été noté quel commutateur s'est activé en premier. Le tuner simple stub peut tenir des niveaux de puissances RF supérieurs à 26,5dBm (0,45W) comme le montre la Figure 3.39 avant d'observer l'auto-activation des commutateurs. Cette valeur est suffisante pour de l'instrumentation ou pour le fonctionnement de la plupart des circuits d'adaptation antenne-amplificateur.

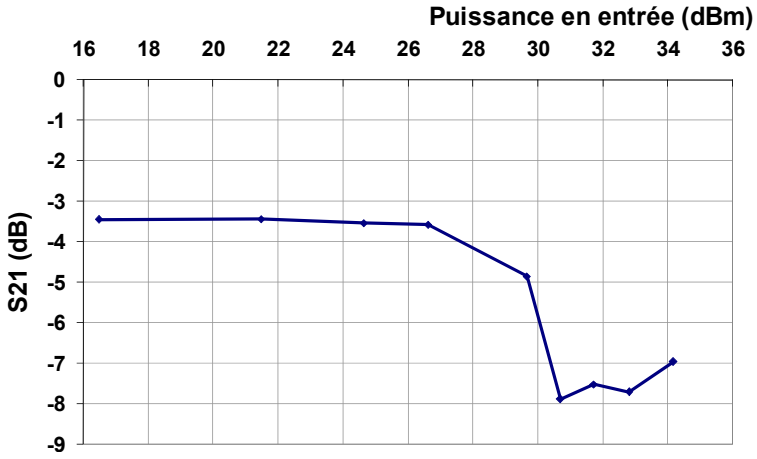


Figure 3.39 Tenue en puissance d'un tuner

Cette valeur de puissance maximale est du même ordre de grandeur que celle obtenue dans la publication [3.9]. Pour une fréquence de 17,6 GHz, les commutateurs de [3.9] commencent à s'auto-activer ou restent maintenus bas pour une puissance RF de 28,5dBm ce qui représente une tenue en puissance supérieure de 7% par rapport au tuner du LAAS. En 2005, Y. Lu et Al de l'université de Purdue montre que leur capacité variable seule tient des niveaux de puissance supérieur à 3,5W en commutation chaude et que leur tuner associant 4 de ces capacités est capable de fournir 0,84W à sa sortie [3.25] soit une puissance 47% plus élevée que celle de nos tuners. Mais cette structure est dépourvue de stub ce qui limite les performances de sa couverture en impédance.

Des études plus approfondies, à l'image de celles menées sur le micro-commutateur seul et décrites au chapitre 2, seraient nécessaires pour correctement statuer sur la limite en puissance de nos tuners. Ces investigations sur la tenue en puissance de circuits à base de composants MEMS-RF (incluant la fiabilité) sortent largement du cadre de nos travaux de thèse et en sont une principale prospective. Néanmoins, ces résultats préliminaires de caractérisation nous permettent de valider nos travaux de conception et d'élaboration technologique de nos tuners.

VI. Conclusion

Ce chapitre a présenté la conception d'un tuner MEMS digital composé d'un stub. Nous avons introduit une méthodologie de conception de tuners à base de MEMS-RF polyvalente appliquée à plusieurs cahiers des charges comme l'adaptation d'impédance et l'instrumentation. Cette méthode repose sur un facteur de mérite, que nous avons introduit assurant une couverture totale de l'abaque de Smith. Plusieurs tuners composés de 6 commutateurs ont été conçus en utilisant ce facteur puis fabriqués. La méthode de conception a aussi été appliquée pour des tuners comportant deux et trois stubs intégrant 9 et 12 commutateurs respectivement et dont les performances démontrent le potentiel des MEMS-RF pour la réalisation de tuner.

La fabrication des tuners a de plus demandé le développement de capacités MIM qui ont été intégrées au procédé initial. Ces nouvelles étapes ont été validées d'un point de vue technologique.

La dernière partie de ce chapitre a porté sur les caractérisations micro-ondes et en puissance des tuners. Une bonne adéquation entre les mesures et les simulations a été

observée, ce qui valide notre démarche de conception. Les pertes observées de l'ordre de 1,5dB sont au niveau de l'état de l'art et pourront être améliorées par l'utilisation d'un substrat très haute résistivité (10kΩ.cm). Une tenue en puissance de 0,45W a été atteinte sans auto-activation des commutateurs. Ces résultats préliminaires permettent ainsi de valider tant les travaux de conception que la technologie développée. Des caractérisations des tuners plus approfondies seraient nécessaires pour réellement quantifier les performances en puissance et en fiabilité de nos circuits.

Ainsi nous avons démontré et validé l'aptitude de la technologie que nous avons développée à l'intégration de circuits comportant plusieurs composants MEMS-RF. Nous avons aussi développé et validé une méthodologie générique de conception de tuner à base de MEMS-RF, démontré le potentiel de tel circuit en termes de couverture d'impédance et de pertes (0,7dB à 20GHz sur un substrat silicium de 10kΩ.cm sont attendu). Ces travaux ont donc contribués à la mise en place au LAAS-CNRS de la technologie et des méthodologies de conception et caractérisation de circuit à base de MEMS-RF pour un vaste champ d'applications : faible bruit, faibles pertes, forte puissance, en bande K ou en gamme millimétrique (60GHz et plus) ouvrant ainsi la porte à l'intégration des MEMS dans les systèmes.

VII. Bibliographie du chapitre 3

[3.1] W. Bischof, "Variable impedance tuner for MMICs", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 4, No. 6, pp. 172-174, 1994.

[3.2] D. Pienkowski, W. Wiatr, "Broadband Multi-State Electronic Impedance Tuner for On-Wafer Noise Parameter Measurement", *European Microwave Conference*, 2002. 32nd, Oct. 2002, pp.1–4.

[3.3] C.E. McIntosh, R.D. Pollard, and R.E. Miles, "Novel MMIC source impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 2, pp. 125-131, 1999.

[3.4] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. García, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 2, pp. 489-497, 2004.

[3.5] C. Lee, C. Lugo Jr., G. Zheng, J. Papapolymerou, "Low cost reconfigurable impedance tuner in organic substrate for System-On-Package (SOP) applications", *electronic Components and Technology Conference*, 2005, pp. 1888-1890.

[3.6] R. B. Whatley, Z. Zhou, K. L. Melde, "Reconfigurable RF impedance tuner for match control in broadband wireless devices", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 54, No. 2, pp. 470-478, 2006.

[3.7] C. E. Muehe, "A high-power waveguide tuner", *IEEE MTT,* Vol. 16, Oct. 1968, pp. 882-883.

[3.8] R. Drury, R. D. Pollard, C. M. Snowden, "A 75-110 GHz automated tuner with exceptional range and repeatability", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 6, No. 10, October 1996, pp. 378-379.

[3.9] T. Vähä-Heikkilä, G. M. Rebeiz, "A 4-18-GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications", *Int Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering,*2004, Vol. 14, No.4, pp. 356-372.

[3.10] T. Vähä-Heikkilä, G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz reconfigurable matching network for power amplifier applications", *IEEE MTT-S Digest,* 2004, pp. 717-720.

[3.11] Q. Shen, N. S. Baker, "RF-MEMS based tunable matching network", *IEEE 2003*, pp. 313-316.

[3.12] Q. Shen, N. S. Baker, "A reconfigurable RF MEMS based double slug impedance tuner", *European Microwave Conference 2005*, Paris, pp. 537-540.

[3.13] Q. Shen, N. S. Baker, "Reconfigurable matching with a 10-30 GHz distributed RF-MEMS tuner", *APMC 2005*.

[3.14] Q. Shen, N. S. Baker, "Distributed MEMS tunable matching network using minimal-contact RF-MEMS varactors", *IEEE MTT,* 2006, pp. 2646-2658.

[3.15] Y. Lu, L. P. B. Katehi, D. Peroulis, "High-power MEMS varactors and impedance tuners for millimeter-wave applications", *IEEE MTT*, November 2005, Vol. 53, No. 11, pp. 3672-3678.

[3.16] B. Lakshminarayanan, T. Weller, "Reconfigurable MEMS transmission lines with independent Z_0- and β- tuning", *IEEE MTT-S Digest*, 2005.

[3.17] H.-T. Kim, S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, Y.-K. Kim, Y. Kwon, "Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band", *IEEE MTT,* December 2001, Vol. 49, No. 12, pp. 2394-2400.

[3.18] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, "A reconfigurable 6-20 GHz RF MEMS impedance tuner", *IEEE MTT-S Digest,* 2004, pp. 729-732.

[3.19] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters,* April 2005, Vol. 15, No. 4, pp. 205-207.

[3.20] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, "A V-band single-stub RF MEMS impedance tuner", *European Microwave Conference 2004*, Amsterdam, pp. 1301-1304.

[3.21] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, "W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners", *IEEE MTT-S Digest,* 2005.

[3.22] T. Vähä-Heikkilä, K. V. Caekenberghe, J. Varis, J. Tuovinen, G. M. Rebeiz, "RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications", *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 17, May 2007, pp. 265-278.

[3.23] M. Unlu, K. Topalli, H. I. Atasoy, E. U. Temocin, I. Istanbulluoglu, O. Bayraktar, S. Demir, O. A. Civi, S. Koc, T. Akin, "A reconfigurable RF MEMS triple stub impedance matching network", *EuMA 2006,* Manchester, pp. 1370-1373.

[3.24] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, J. Kleber, "Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends", *IEEE MTT*, January 2003, Vol. 51, No. 1, pp. 271-278.

[3.25] Y. Lu, L. P. B. Katehi, D. Peroulis, "A novel MEMS impedance tuner simultaneously optimized for maximum impedance range and power handling", *IEEE MTT-S Digest,* 2005.

Conclusion générale

Les travaux de recherche décrits dans ce mémoire ont tout d'abord apporté une forte contribution à la technologique MEMS-RF du LAAS-CNRS en proposant notamment une méthode de fabrication présentant un rendement élevé (en adéquation avec la réalisation de circuits comportant plusieurs composants MEMS-RF) et permettant de travailler à un fort niveau de puissance. De plus, une étude et une modélisation de l'impact de cette puissance ont été effectuées et exploitées afin de proposer une topologie de MEMS à tenue en puissance améliorée. Ces travaux en vue de l'amélioration de la topologie, la fiabilité et surtout la fabricabilité des commutateurs ont été conduits dans la perspective de concevoir des circuits reconfigurables à plusieurs MEMS. Des tuners d'impédance à tenue en puissance améliorée ont ainsi été conçus et fabriqués et leurs caractérisations ont validé nos différentes études.

Dans le premier chapitre, nous avons mis en évidence les problématiques liées au procédé technologique des commutateurs MEMS RF et décrit les solutions développées au LAAS-CNRS. Ainsi nous avons mis en place un procédé dit « pont plat » permettant l'optimisation de la qualité de contact membrane mobile/diélectrique, propriété clé conditionnant les performances des commutateurs MEMS RF. Nous avons ainsi atteint un facteur de mérite (rapport Con/Coff) de l'ordre de 30 situé à l'état de l'art. Ces résultats, combinés à une optimisation de la technologie en vue de minimiser les pertes, se traduisent ainsi par l'obtention d'une isolation supérieure à 40dB et des pertes d'insertion inférieures à 0,1dB à une fréquence de 20GHz.

De plus une étude sur les diélectriques a prouvé les potentialités des isolants dopés par des nanotubes de carbone pour améliorer la fiabilité des micro-commutateurs MEMS-RF à contact capacitif en démontrant une augmentation de deux décades de la durée de vie des composants.

Enfin, la mise en place du polymère PMGI comme couche sacrificielle et l'optimisation impliquée du séchage ont conduit à la fiabilisation du processus de fabrication permettant d'arriver à des rendements supérieurs à 70% dans notre salle blanche « académique ».

Le second chapitre a été consacré à l'analyse du comportement thermomécanique de l'interrupteur MEMS dans le but de modéliser l'échauffement produit par le passage d'un certain niveau de puissance RF. Ceci nous a conduit à proposer une topologie de micro-commutateur optimisé, « encaissant » les dilatations thermiques. Nous avons ainsi démontré que cette structure permettait de doubler la puissance maximale avant défaillance par rapport à une topologie classique. En complément des caractérisations thermomécaniques, des caractérisations thermiques par caméra infrarouge ont été effectuées et sont en cours de traitement/exploitation.

Diverses campagnes de caractérisation RF, en fiabilité et sous puissance RF des structures fabriquées ont été conduites et les résultats correspondants sont résumés ci-après. En commutation froide, un commutateur soumis à une puissance RF de 5W à 10GHz n'a montré aucune dégradation des performances RF et électromécaniques. De même, en commutation chaude, un nombre de cycles de 30 millions a été atteint sous une puissance de 1W à 10GHz. Notons que ces résultats ont été obtenus avec une architecture de commutateur dite « classique » et que l'on peut s'attendre à un doublement des limites en puissance mesurées pour un commutateur optimisé, rejoignant ainsi les performances de l'état de l'art.

Une nouvelle architecture de commutateurs a enfin été proposée afin d'augmenter encore la tenue en puissance. Elle fait intervenir un deuxième niveau de pont, appelé contre-

électrode, situé au-dessus de la membrane mobile. Les résultats préliminaires sont encourageants, mais beaucoup de travaux technologiques sont encore à mener pour viabiliser une telle solution.

Le dernier chapitre présente la conception de tuners d'impédance en bande K à tenue en puissance améliorée, dédié soit à l'adaptation d'impédance, soit à des applications d'instrumentation.

Une méthodologie générique de conception a spécifiquement été développée pour l'optimisation de tuners à base de capacités MEMS-RF. Nous avons ainsi introduit un facteur de mérite permettant la conception aisée de tuners présentant des couvertures de l'abaque de Smith optimales. Ainsi plusieurs familles de circuits ont été conçues et fabriquées. La correcte réalisation de tels circuits, composés de six commutateurs, valide nos travaux technologiques sur l'optimisation du rendement et permet donc d'envisager l'association de plusieurs composants fonctionnels, enjeux phares de nos travaux de thèse.

Finalement, ces tuners ont été caractérisés en radiofréquence et en puissance. Les meilleurs résultats donnent des coefficients de réflexion de 0.82, 0.81 et 0.73 pour des fréquences respectives de 14GHz, 16GHz et 20GHz tandis qu'une puissance d'auto-activation de 0,45W a été atteinte. Ces résultats, dans l'état de l'art, valident ainsi nos travaux tant technologiques que sur la méthodologie de conception.

Ces travaux de thèse ont donc permis de considérablement « consolider » les étapes technologiques de fabrication des commutateurs MEMS RF capacitifs permettant ainsi de concevoir des circuits plus complexes.

D'un point de vue technologique, il subsiste toujours des difficultés avec le chargement des diélectriques. Nous avons vu l'effet bénéfique des nanotubes de carbone insérés dans le nitrure de silicium sur la durée de vie des commutateurs. De gros efforts de compréhension des phénomènes physiques induits par ces nanotubes sont encore à mener pour éventuellement optimiser le dopage, les dépôts ou l'emploi d'autres diélectriques. De plus, un problème d'inhomogénéité des nanotubes de carbone persiste dans les composites à base de NTC et occupe actuellement de nombreuses équipes de recherche. De plus, des efforts supplémentaires sur la tenue en température des commutateurs MEMS permettraient leur encapsulation et donc l'obtention de performances prenant en compte l'impact de cette mise en boitier.

L'optimisation des dimensions des commutateurs associées à la technologie mise en place a permis l'élaboration d'un premier démonstrateur fonctionnant dans la gamme millimétrique. Ces résultats doivent être exploités et étendus afin d'intégrer de tels composants dans des applications sans fils à des fréquences supérieures à 60GHz (pour des applications de communication « indoor », de radars automobile…) et pouvant présenter des niveaux de puissance important.

Enfin, la conception des tuners d'impédance s'est limitée à un unique flot, ce qui n'est pas suffisant pour obtenir un circuit de performance optimale. Des améliorations de la conception et des affinements de la technologie sont ainsi à prévoir. Cependant ces premiers démonstrateurs laissent présager les fortes potentialités des MEMS-RF pour un vaste champ d'applications en permettant la reconfigurabilité des systèmes de communication à des fréquences élevées, pouvant aller en gamme millimétriques et, avec la même technologie de réalisation, à des niveaux de puissance de quelques Watts.

Liste des publications

Conférences nationales:

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, *"Tuner d'impédance à base de commutateurs MEMS en bande K",* 15ième Journées Nationales micro-ondes, Toulouse, Mai 2007.

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, *"optimisation du procédé de fabrication de micro-commutateurs MEM capacitifs: application à un tuner d'impédance 20GHz",* 10ième Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, Lille, Mai 2007.

Conférences internationales :

S. Melle, D. De Conto, L. Mazenq, D.Dubuc, B. Poussard, C. Bordas, K. Grenier, L. Bary, O. Vendier, J. L. Muraro, J. L. Cazaux, R. Plana, *"Failure predictive model of capacitive RF-MEMS"*, 16th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis (ESREF'2005), Arcachon (France), 10-14 Octobre 2005.

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, R. Plana, *"Performances optimization of capacitive parallel MEMS switches",* APMC 2006, Yokohama, Dec. 2006.

S. Melle, C. Bordas, D. Dubuc, K. Grenier, O. Vendier, J. L. Muraro, J. L. Cazaux, R. Plana, "Investigation of stiction effect in electrostatic actuated RF MEMS devices", *7th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF'07)*, Long Beach (USA), 10-12 Janvier 2007, pp.173-176.

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J-L. Cazaux, R. Plana, *"Temperature stress impact on power RF MEMS switches",* Microtechnologies for the new millennium, Maspalomeras, Mai 2007.

K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac D. Dubuc, R. Plana, "*Germanium as an integrated resistor material in RF MEMS switches",* Microtechnologies for the new millennium, Maspalomeras, Mai 2007.

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, E. Flahaut, S. Pacchini, M. Paillard, J-L. Cazaux, *" Carbon nanotube based dielectric for enhanced RF MEMS reliability"*, IEEE MTT-S, Honolulu, June 2007.

C. Bordas, K. Grenier, D. Dubuc, M. Paillard, J. L. Cazaux, *"High quality medium power RF-MEMS based impedance tuner for smart microsystem integration",* IEEE 3rd Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics, Bordeaux (France), 2-5 Juillet 2007, 4p.

V. Puyal, D. Dubuc, K. Grenier, C. Bordas, O. Vendier, J. L. Cazaux, *"Which architecture to choose for robust RF-MEMS phase shifters ?"*, International Semiconductor Conference (CAS 2007), Sinaia (Roumanie), 15-17 Octobre 2007, pp.267-270.

Revues:

S. Melle, D. De Conto, L. Mazenq, D.Dubuc, B. Poussard, C. Bordas, K. Grenier, L. Bary, O. Vendier, J. L. Muraro, J. L. Cazaux, R. Plana, *"Failure predictive model of capacitive RF-MEMS"*, Microelectronics Reliability, Vol.45, N°9-11, pp.1770-1775, Septembre-Novembre 2005.

K. Grenier, C. Bordas, S. Pinaud, L. Salvagnac, D. Dubuc, *"Germanium resistors for RF MEMS based Microsystems"*, Microsystem Technologies, 6p., Novembre 2007

Technological optimization of RF MEMS switches with enhanced power handling _ Elaboration of a MEMS-based impedance tuner in K band

Capacitive RF MEMS (MicroElectroMechanical System) switches present well-known interests in microwave field for a lot of applications (spatial, automotive, mobile phone). They may bring tunability to high frequency modules without all the drawbacks of active devices (losses, limited isolation, additional noise…). However numerous problems remain unsolved like dielectric reliability, power handling and fabrication yield which slow down the industrialisation of such components. Strong knowledge in multi-physic domains (microwave, mechanical, thermal, process) is required to improve capacitive RF MEMS. Efforts have already been done on the design, the dielectric reliability and the technological process. This last-one is not enough improved to obtain functional structures with enhanced performances and reproducibility.

The main purpose of this thesis work deals with the optimization of the fabrication process of capacitive RF switches with enhanced power handling and their integration in an impedance tuner for K band applications.

The first section shows the classical fabrication process and its principal improvements. Studies on sacrificial layer and releasing method permitted to increase the RF performances and the technological yield. Furthermore, new dielectrics (strontium fluoride and silicon nitride doped by carbon nanotubes (CNT)) have been investigated in order to get better switch life time.

The relation between the applied power and the generated temperature is described in the second chapter. Thermal characterizations have been performed to understand the mechanical behaviours under stress, notably like power measurements or also harsh environments. Thanks to infra-red (IR) camera, the overheating due to power has been determined. Solutions have been found and studied to absorb or prevent deformations under thermal stress.

Finally, all these improvements and studies have been applied to a power circuit: an impedance tuner, which is composed of six switches. Its design, fabrication and characterization constitute the third and final chapter of this manuscript.

Key words : RF MEMS, microwave, switches, technological development, reliability, power handling, thermal, sacrificial layer, fabrication yield, characterisation, tuner, design.

AUTEUR : Chloé BORDAS

TITRE : Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF capacitifs à tenue en puissance améliorée – Application à l'élaboration d'un synthétiseur d'impédances MEMS en bande K

DIRECTRICE DE THESE : Katia GRENIER

LIEU ET DATE DE SOUTENANCE : LAAS-CNRS, 28 Février 2007

RESUME

Les commutateurs capacitifs MEMS RF présentent un intérêt connu dans le domaine des micro-ondes pour satisfaire de nombreuses applications (spatiales, téléphonie mobile). Ils permettent de rendre reconfigurable les modules hautes fréquences sans tous les inconvénients des composants actifs. Cependant, beaucoup de problèmes restent irrésolus: la fiabilité des diélectriques, la tenue en puissance et le rendement de fabrication. Le procédé technologique n'est pas assez optimisé pour obtenir des structures fonctionnelles avec de bonnes performances et reproductibilité.

Le sujet de cette thèse traite de l'optimisation du procédé de fabrication des commutateurs RF capacitifs à tenue en puissance améliorée et de leur intégration dans un synthétiseur d'impédances pour des applications en bande K.

La partie 1 montre le procédé de fabrication et ses principales améliorations. Des études sur la couche sacrificielle et sur la méthode de libération ont permis d'augmenter les performances RF et le rendement technologique. De plus, de nouveaux diélectriques ont été testés pour accroître la durée de vie des commutateurs.

La relation entre la puissance appliquée et la température qu'elle génère est décrite dans le chapitre 2. Des caractérisations ont été réalisées pour comprendre les comportements mécaniques sous stress, qui peut être notamment provoqué par des mesures de puissance. Des solutions ont été trouvées et étudiées pour absorber ou prévenir les déformations sous un stress thermique.

Enfin, toutes ces optimisations et études ont été appliquées à un tuner d'impédance. Sa topologie, sa fabrication et ses caractérisations constituent le dernier chapitre.

MOTS CLES

MEMS RF, micro-onde, millimétrique, commutateurs, développement technologique, fiabilité, tenue en puissance, thermique, couche sacrificielle, rendement de fabrication, caractérisation, tuner, conception.

DISCIPLINE : Microélectronique

INTITULE ET ADRESSE DU LABORATOIRE :
LAAS-CNRS
7 avenue du colonel Roche, 31077 TOULOUSE