

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Sciences – Technologie - Santé

FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES de LIMOGES

Année 2008

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présentée et soutenue publiquement par

Mohamad-Kazem El Khatib

Le Jeudi 10 Juillet 2008

Fonctions de commutation à base de micro-commutateurs MEMS RF appliquées à la conception de matrices de commutation.

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et Arnaud POTHIER

Valérie MADRANGEAS	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM	Présidente
Gérard TANNE	Professeur à l'université de Bretagne occidentale	Rapporteur
Nathalie ROLLAND	Professeur à l'Université de Lille – IEMN	Rapporteur
Olivier VENDIER	Ingénieur - THALES ALENIA SPACE, Toulouse	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur à l'Université de Limoges, XLIM	Examineur
Arnaud POTHIER	Chargé de recherches au CNRS, XLIM, Limoges	Examineur

Your manuscript is both good and original, but the part that is good is not original and the part that is original is not good.'

**Samuel Johnson
1709-1784, Auteur Britannique**

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse a été effectué au sein du laboratoire XLIM de l'université de Limoges, dans le département " Micro et Nanotechnologies pour composants Optoélectroniques et Microondes " dirigée par Monsieur le Professeur Serge VERDEYME. Je lui exprime ma plus profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli au sein de son département, pour ses compétences et pour ses conseils avisés.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Arnaud POTHIER et à Monsieur Pierre BLONDY, à l'université de Limoges, qui ont encadré ces travaux. Leurs compétences, leurs nombreuses idées et leur aide tout au long de ces années ont très largement contribué à la bonne progression et à l'aboutissement de ces travaux, je vous exprime mon immense gratitude.

J'adresse mes sincères remerciements à Madame le Professeur Valérie MADRANGEAS qui me fait l'honneur de présider ce Jury de thèse.

Je remercie également Monsieur Gérard TANNE, Professeur au LEST à Brest, et Madame Nathalie ROLLAND, Professeur à l'Université de Lille - IEMN pour avoir accepté de rapporter sur mon travail.

J'exprime une sincère gratitude à Monsieur Olivier VENDIER, Ingénieur à Thales Alenia Space, pour leur participation à ce Jury.

J'aimerais également remercier tous les doctorants et les personnes que j'ai eu la chance de connaître durant ce travail, pour leur bonne humeur et leur amitié.

Enfin, je voudrais tout simplement remercier énormément ma famille et mes amis pour tout ce qu'ils m'apportent de bonheur, de soutien et d'espoir.

Dédicaces

Je voudrais dédier ce travail :

A mon épouse Hekmat, l'amour de ma vie, pour la patience et le soutien dont elle a fait preuve pendant toute la durée de cette thèse et pour avoir accepté de sacrifier autant de choses pour venir me suivre en France (je sais que cela n'a pas été facile pour toi mon amour).

A mes parents : mon père, ma mère, mes sœurs et mon frère qui, sans eux, je n'aurais certainement pas fait d'études longues. Cette thèse représente donc l'aboutissement du soutien et des encouragements qu'ils m'ont prodigués tout au long de ma scolarité. Qu'ils en soient remerciés par cette trop modeste dédicace.

A tous mes amis et toutes les personnes qui m'ont soutenu jusqu'à la fin de ces travaux de recherche.

A tous ceux que j'ai oubliés au moment où j'ai écrit cette dédicace ...

Sommaire

Introduction Générale.....	5
Chapitre I	
Etat De L'art Des Commutateurs MEMS RF	11
I. Introduction.....	13
II. LES MEMS : une technologie en pleine expansion	13
II.1. Différentes familles de composants MEMS.....	15
II.1.1. Les microsystèmes : micro-capteurs.....	15
II.1.2. LES BIOMEMS	17
II.1.3. LES MOEMS	20
II.1.3.1. Les miroirs inclinables.....	20
II.1.3.2. Les miroirs mobiles	21
II.1.3.3. Les membranes à miroirs segmentés	21
II.1.3.4. Les micro-miroirs déformables	22
II.1.4. Les MEMS RF.....	23
II.1.4.1. Avantages et inconvénients	23
II.1.4.2. Différentes applications des MEMS RF.....	26
III. Les différents circuits de commutation RF	30
III.1. Commutateurs mécaniques RF.....	30
III.2. Commutateurs à base de transistors FET et DIODES PIN Semi-conducteurs	32
IV. Les Micro-commutateurs MEMS RF	34
IV.1. Définition et principes.....	34
IV.2. Les types de contact des micro-commutateurs MEMS RF.....	37
IV.2.1. Micro-commutateurs à contact ohmique.....	37
IV.2.1.1. Principe	37
IV.2.1.2. Champs d'applications.....	39
IV.2.1.3. Exemples de composants	39
IV.2.2. Les Micro-commutateurs a contact capacitif.....	42
IV.2.2.1. Principe	42
IV.2.2.2. Champs d'applications.....	43
IV.2.2.3. Exemples de composants	44
IV.3. Les types de configuration de micro-commutateurs MEMS RF	45
IV.3.1. Configuration série.....	45
IV.3.1.1. Principe	45
IV.3.1.2. Schéma électrique équivalent des dispositifs série	46
IV.3.1.3. Exemple de composant : Un commutateur de type pont dans une configuration série.....	47
IV.3.1.4. Exemple de composant : Un commutateur de type cantilever dans une configuration série.....	48
IV.3.2. Configuration parallèle	49
IV.3.2.1. Principe	49
IV.3.2.2. Modèles électriques équivalents des dispositifs parallèles	49
IV.3.2.3. Exemple de composants : Un commutateur de type cantilever dans une configuration parallèle.....	50

IV.3.2.4. Exemple de composants : Un commutateur de type pont dans une configuration parallèle.....	51
V. Modes d'actionnement	52
V.1. Actionnement magnétique :	52
V.1.1. Principe.....	52
V.1.2. Exemples de composants.....	53
V.1.3. Avantages et inconvénients	55
V.2. Activation piézoélectrique :	56
V.2.1. Principe.....	56
V.2.2. Exemples de composants.....	57
V.2.3. Avantages et inconvénients	57
V.3. L'actionnement thermique	58
V.3.1. Principe.....	58
V.3.2. Exemples de composants.....	60
V.3.2.1. Déplacement hors plan	60
V.3.2.2. Déplacement latéral	61
V.3.3. Avantages et inconvénients	62
V.4. Actionnement Electrostatique	63
V.4.1. Principe.....	63
V.4.2. Exemples de composants.....	66
V.4.2.1. Déplacement hors plan	66
V.4.2.2. Déplacement dans le plan.....	66
V.4.3. Avantages et inconvénients	67
V.5. Comparaison entre les différents modes d'actionnement et concept retenu	68
VI. Présentation du projet Européen SMARTIS	69
VI.1. Le projet	69
VI.2. Problématique	70
VI.3. Objectifs	73
VI.4. Spécifications imposées	74
VII. Micro-commutateur à contact ohmique	75
VII.1. Choix du commutateur pour notre projet.....	75
VII.2. Procédé de fabrication développé à XLIM	76
VIII. Conclusion	79
<i>Bibliographie chapitre I</i>	<i>82</i>

Chapitre II

Conception et réalisation d'une fonction de commutation à fiabilité

améliorée 91

I. Introduction : 93

II. Conception électromagnétique d'un réseau de commutation SPST

(Single Pole Single Throw) 94

II.1. Description du micro-commutateur MEMS RF à utiliser	94
II.2. Configuration choisie	97
II.3. Principe de fonctionnement	99
II.4. Optimisation électromagnétique.....	101
II.5. Performances mesurées du SPST	104
III. Etude de la robustesse de l'architecture choisie	107
III.1. Défaillances considérés dans notre étude.....	107
III.1.1. Limitation de l'effet d'une dégradation de la résistance de contact des commutateurs	108
III.1.2. Déformation des cantilevers.....	111
III.1.3. Chargement du diélectrique de l'actionneur électrostatique	113
III.1.3.1.1. Commutateur MEMS RF à actionneur sans diélectrique.....	113
III.1.3.1.2. Structure SPST basé sur le commutateur MEMS RF sans diélectrique	115
III.2. Conclusion.....	115
IV. Optimisation électromagnétiques des structures multiports proposées..	116
IV.1. SPDT proposé sur notre principe de commutation	116
IV.2. Résultats des simulations du SPDT	117
IV.3. Résultat des mesures	118
V. Architectures proposées pour la conception d'un dispositif SP4T	120
V.1. Première configuration SP4T proposée.....	120
V.2. Deuxième configuration SP4T proposée.....	122
VI. Commutateurs de type C ou DPDT	123
VI.1. Structure de type C Proposée	124
VI.2. Optimisation électromagnétique	124
VI.3. Résultats des mesures.....	130
VII. Commutateur de type R (R-Type Switch)	132
VII.1. Optimisation électromagnétique d'une structure type R	132
VIII. Conclusion	136
<i>Bibliographie chapitre II.....</i>	139

Chapitre III

Etude d'une solution d'encapsulation hermétique pour les MEMS RF sur

Alumine

I. Introduction.....

II. Définition et défi de l'encapsulation en micro-boîtier électronique

III. Les niveaux d'assemblage.....

III.1. Encapsulation au niveau du substrat « Wafer Level Packaging ».....

IV. Principe d'encapsulation.....	153
IV.1. Description du micro-boîtier proposé	154
IV.2. Choix du logiciel de simulation électromagnétique :.....	156
IV.3. Validation du principe au travers l'encapsulation d'une ligne micro-ruban.....	157
IV.4. Optimisation électromagnétique	158
V. Encapsulation d'un simple commutateur MEMS RF de type cantilever.	160
VI. Encapsulation collective de plusieurs commutateurs MEMS RF dans un seul micro-boitier.....	164
VI.1. Modélisation d'un SPDT	164
VI.2. Modélisation d'un SP3T (Single Pole Three Throw)	166
VI.3. Modélisation d'un SP4T (Single Pole Four Throw)	168
VI.4. Conclusion et perspectives.....	169
<i>Bibliographie chapitre III</i>	173
Conclusion générale et perspectives	177
Mes Publications.....	183

Introduction Générale

Aujourd'hui, le besoin d'une connectivité de plus en plus complexe et totale entre les différents points d'accès et la recherche de bandes passantes de plus en plus larges avec des réseaux reconfigurables, justifient l'évolution des recherches dans le domaine des télécommunications. Ainsi, de nouveaux systèmes de télécommunications satellitaires sont attendus afin de compléter et améliorer les réseaux terrestres plutôt que les remplacer. Cela en fournissant des bandes de fréquences plus larges, en établissant des raccourcis entre les différents points d'accès, ou bien en étendant les réseaux terrestres dans des zones éloignées isolées ou en cours de développement. En effet, le recours à des applications large bande nécessite et impose de nouvelles fonctionnalités étendues dans les systèmes satellitaires. Pour cela, les concepteurs des satellites doivent chercher des solutions pour satisfaire ces fonctionnalités tout en gardant ou même diminuant le coût, l'encombrement et la consommation d'énergie des systèmes. Ceci pousse les fabricant à suggérer l'intégration de nouvelles technologies dans ce domaine.

Depuis leurs premières applications concernant un transistor à effet de champ à grille résonnante en 1969, les composants MEMS (Micro-Electro Mechanical System) n'ont cessé de prouver leurs potentialités à remplir un nombre immense de fonctions dans tous types de domaines. En effet, un grand nombre de domaines d'applications s'est rapidement développé et perfectionné grâce à cette technologie. La technologie MEMS a permis de mettre à profit l'expérience acquise en microélectronique, pour réaliser des microsystèmes déformables dont le comportement mécanique module le comportement électrique. Cette combinaison mécanique-électrique est la base de composants présentant un comportement en fréquence très linéaire.

Cette technologie, tout d'abord développée pour réaliser des micro-capteurs, a très rapidement suscité l'intérêt d'une communauté scientifique dans le domaine des hyperfréquences. Basés sur les semi-conducteurs, les systèmes microondes actuels souffrent d'une forte consommation de puissance, de performances parfois limitées et d'un comportement souvent non linéaire (liés à l'utilisation de ces composants semi-conducteurs). Les composants MEMS peuvent apporter une alternative et font aujourd'hui l'objet d'un effort de recherche et d'industrialisation très important.

Aujourd'hui, cette filière doit encore démontrer le fort potentiel de ces composants, par le développement de nouveaux systèmes hyperfréquences reconfigurables, plus performants et plus attractifs que ceux réalisés à base de semi-conducteurs. Cependant, ce

développement doit rester compatible avec les procédés technologiques de fabrication MMIC, afin de favoriser une intégration monolithique des dispositifs MEMS (plus faible coût) à des circuits réalisés dans une autre technologie.

Les travaux de doctorat présentés dans ce manuscrit ont été réalisés au sein du département MINACOM du laboratoire XLIM. Notre objectif a été de contribuer au développement de nouvelles topologies de circuits microondes reconfigurables mettant à profit le potentiel de la technologie MEMS RF. Ce travail s'inscrit dans le cadre du projet européen SMARTIS (**Smart Thin Films on Alumina Substrate** labélisé Eurimus) axé principalement sur la recherche des solutions basées sur les commutateurs MEMS RF, pour des applications spatiales et aéronautiques comme les systèmes de radars et les matrices de commutation dans les systèmes satellitaires. Ainsi, dans le cadre de ce projet, l'intégration des commutateurs MEMS RF à contact ohmique est privilégiée dans ce genre de matrices, à condition de choisir des applications adaptées avec la tenue en puissance de ces composants, qui reste toujours modeste.

Dans le cadre des travaux de cette thèse, nous nous sommes intéressés dans un premier temps à la partie concernant le routage et la commutation du signal dans un satellite. Dans l'état de l'art, le filtrage et la commutation du signal se fait dans une même unité appelé OBP (On Board Processor) ou parfois appelé processeur IF. Ainsi, certaines applications mobiles nécessitent aujourd'hui des fonctions de routage et des matrices de commutation de l'ordre de 200 x 200 voies utilisant ainsi un nombre important de commutateurs RF pour assurer cette fonctionnalité. Dans une deuxième partie, ces travaux ont porté sur les techniques d'assemblage et de mise en boîtier pour l'intégration de micro-commutateurs MEMS RF ou de fonction de commutation à base de MEMS RF opérant en bande Ka.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous situerons au travers d'exemples, les principales familles de composants MEMS développées à ce jour. Nous présenterons quelques unes de leurs principales caractéristiques, et particulièrement celles qui sont dédiées aux applications hyperfréquences. Ainsi, nous évoquerons les différents avantages et inconvénients des composants MEMS RF face à leurs principaux concurrents. Nous nous intéressons plus particulièrement par la suite, aux micro-commutateurs MEMS RF, à leurs modes opératoires, puis aux différents types de configurations dans lesquelles ils peuvent être implémentés. Nous détaillerons ensuite les principaux types d'actionnement de ces composants au travers des exemples de structures de la littérature et en soulignant les

avantages et les inconvénients de chaque mode. A la fin, nous justifierons nos choix de conception que nous avons adoptés. Ensuite, dans une deuxième partie, nous présenterons le projet européen SMARTIS dans lequel se sont déroulés nos travaux de recherches, ainsi que ses objectifs et le cahier des charges qui nous sont imposés. Finalement, nous justifierons le choix d'un micro-commutateur à contact ohmique pour la suite de nos travaux avec une description succincte, des différentes étapes du procédé de fabrication, développé à XLIM, qui a été utilisé pour réaliser nos structures.

Dans le second chapitre, nous présenterons les commutateurs RF les plus utilisés aujourd'hui dans la plupart des domaines de communication : les commutateurs mécaniques coaxiaux, les commutateurs à base des transistors FET et celles à base des diodes PIN. Tout en détaillant à chaque fois leurs avantages et leurs limitations ainsi que l'état de l'art des fonctions de commutations et des matrices à base des MEMS RF.

Dans une deuxième partie de ce deuxième chapitre nous présentons notre approche de conception au travers la mise au point d'un dispositif SPST (Single Pole Single Throw). Ce principe est basé sur l'amélioration de la fiabilité de l'architecture du système, en tenant compte du cahier de charge mis à notre disposition. Un commutateur MEMS RF, développé et testé au laboratoire XLIM avec un actionneur électrostatique réalisé sans couche diélectrique, a été également intégré dans nos structures, dans l'objectif de réduire les défaillances liées aux dérives de l'actionneur (phénomènes de piégeages de charges). Des caractérisations expérimentales effectuées sur des structures réalisées au sein de notre laboratoire seront présentées et permettront de valider notre approche. Ensuite à partir de cette cellule de base, d'autres fonctions de commutation et des matrices plus complexes ont été conçues, testées et seront successivement présentées dans la suite de ce deuxième chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous allons plus particulièrement nous intéresser au développement d'un micro-boîtier pour l'encapsulation de micro-commutateurs MEMS RF individuels ou collectivement des fonctions de commutation complètes à base des MEMS RF. Ainsi, nous présenterons les enjeux et nous expliquerons l'importance d'un micro-boîtier pour un composant micro-électronique notamment pour un MEMS RF. Ensuite, nous présentons les types de boîtiers et les niveaux d'assemblage qui existent dans la littérature. Ensuite, nous étudierons quelques exemples des boîtiers fabriqués et testés qui reflètent l'état de l'art de cette technologie jusqu'à présent.

Dans une deuxième partie de ce troisième chapitre, nous détaillerons le principe d'encapsulation proposé dans le cadre de cette thèse, et nous présenterons les résultats des simulations effectuées dans le but de valider notre travail au travers plusieurs structures multiports encapsulées sur le même concept avec des performances attendues très prometteuses sur une large bande de fréquence en simulations.

La dernière partie de ce mémoire conclut sur les travaux effectués au cours de cette thèse de doctorat et présente les diverses perspectives de recherche pour la poursuite de ces études.

Chapitre I

Etat De L'art Des Commutateurs MEMS RF

I. Introduction

La technologie “MEMS”, abréviation anglaise de “Micro Electro Mechanical Systems” (systèmes micro-électro-mécaniques), est un sujet de recherche qui a suscité un vif intérêt dans plusieurs laboratoires à travers le monde. En particulier, les MEMS pour les applications RF sont issus de l'évolution des composants électroniques MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) et d'une nécessité croissante de miniaturisation et d'amélioration des performances des systèmes de communication.

Les domaines d'applications potentielles de cette technologie sont très vastes, c'est pourquoi nous présenterons dans ce premier chapitre, au travers d'exemples que nous situerons, les principales familles de composants MEMS développées à ce jour. Nous décrirons quelques unes de leurs principales caractéristiques, et particulièrement celles qui sont dédiées plutôt aux applications hyperfréquences. Ainsi, nous évoquerons les différents avantages et inconvénients des composants MEMS RF face à leurs principaux homologues concurrents.

Nous nous intéressons plus particulièrement par la suite, aux micro-commutateurs MEMS RF, à leurs modes opératoires, puis aux différents types de configurations dans lesquelles ils peuvent être implémentés. Nous détaillerons ensuite les principaux types d'actionnement de ces composants au travers d'exemples de structures de la littérature et en soulignant les avantages et les inconvénients de chaque mode. A la fin, nous justifierons, en fonction de notre cahier des charges, nos choix de conception adoptés dans le cadre de nos travaux.

Ensuite, dans une deuxième partie, nous présenterons le projet européen SMARTIS et ainsi, nous justifierons l'emploi d'un micro-commutateur à contact ohmique pour la suite de nos travaux.

II. LES MEMS : une technologie en pleine expansion

La recherche d'une miniaturisation toujours plus forte et de performances accrues, a permis l'émergence de nouvelles technologies dont les MEMS, qui peuvent prétendre aujourd'hui à rivaliser avec les composants électroniques traditionnels. Les MEMS sont des

composants microscopiques qui incluent à la fois une fonction mécanique associée à une fonction soit électronique, électromagnétique, optique, thermique ou encore fluïdique.

En effet, ces composants ont des potentialités qui permettent aux solutions à base de MEMS de simplifier la conception, de diminuer les coûts, d'améliorer les performances, de réduire la consommation en énergie et surtout de réduire la taille des systèmes.

Ces composants ont connu un développement remarquable pendant les quinze dernières années dans plusieurs domaines d'applications comme en témoigne le tableau I.1.

Automobile	Biomédical	Communications	Electronique	Militaire
Accéléromètre (airbags)	Engin d'analyses ADN miniaturisé	Diviseurs et coupleurs	Capteur de pression aérospatial	Stockage des informations
Alarmes antivol	Stimulations musculaires et capteurs de pression sanguine	Micro-relais, commutateurs et filtres accordable	Têtes d'impression pour imprimantes à jet d'encre	Systèmes de surveillance et vigilance
Capteurs de force de freinage & accéléromètres pour le contrôle des suspensions	Systèmes d'injection de médicament	Systèmes de projection pour téléphones portables	Téléprojecteurs	Systèmes d'armement
Pneus "intelligents"	Stimulateurs de tensions cardiaques	Lasers accordables	Systèmes de stockage de données	Surveillance aérienne
Détecteurs de niveau de carburant et de pression vapeur	Prothèses	Oscillateurs commandés sous tension (VCO)	Capteurs de vibrations	Capteurs intégrés
Systèmes de navigation	Systèmes d'analyse d'adhérence moléculaire	Commutateurs optiques ou photoniques et interconnexions pour réseaux large bande passante	Têtes de lecture de disque	Pilotage des armes

Tableau I.1 : Différentes applications potentielles des composants MEMS à ce jour [I-1].

II.1. Différentes familles de composants MEMS

On peut diviser les composants MEMS en quatre principales catégories: les « Microsystèmes » incluant notamment les capteurs et les actionneurs, les « MOEMS » qui sont des composants dédiés à des applications optiques, les « BioMEMS » développés pour des applications à la médecine, la biologie et la chimie. Finalement les « MEMS RF » pour les applications radio et hyper fréquences. Dans cette partie, nous allons présenter ces différentes catégories et surtout celle des MEMS RF, sujet de notre étude dans ce travail.

II.1.1. Les microsystèmes : micro-capteurs

Les micro-capteurs sont les premiers dispositifs ayant démontrés le fort potentiel de la technologie MEMS. En effet, ils ont su mettre à profit la sensibilité à la pression, à l'accélération ou à la propre déformation des matériaux qui les composent.

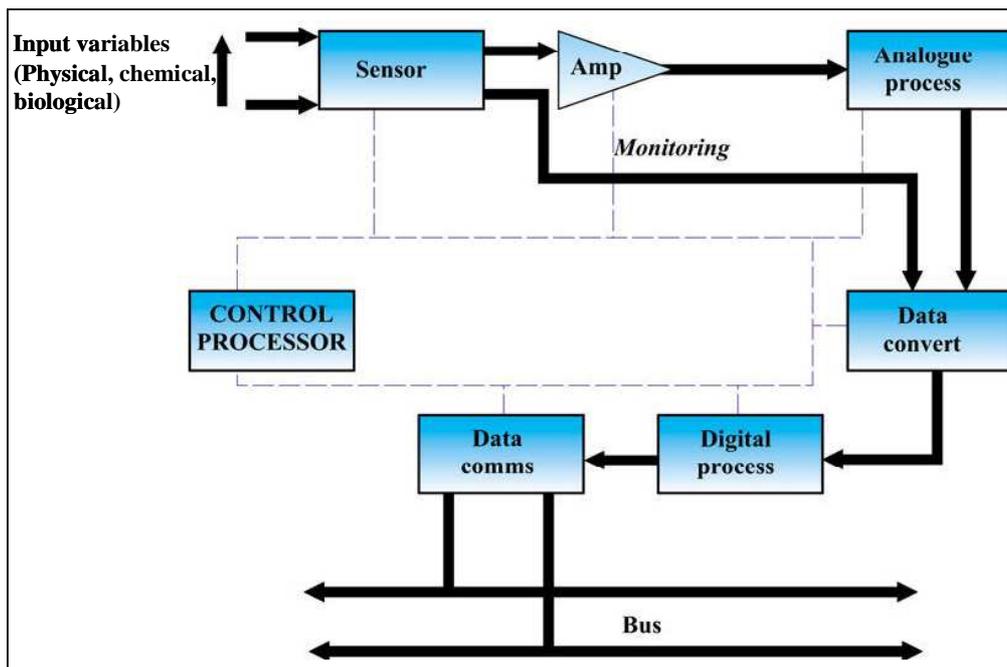


Figure I.1 Exemple d'architecture de micro-capteurs intelligents intégrant des différents modules [I-2]

Utilisés au début pour leurs hautes performances métrologiques en terme de précision, une telle fonctionnalité de base n'est plus suffisante aujourd'hui, et des modules électroniques et informatiques sont utilisés pour créer une nouvelle génération de micro-capteurs

"intelligents" (SMART Sensors). Dans des microsystèmes plus complexes, les micro-capteurs font partie de boucles d'asservissement. Ainsi, les données qu'ils fournissent sont utilisées pour déterminer le fonctionnement d'actionneurs [I-2]. Les différents éléments intégrés dans ces microsystèmes intelligents apparaissent sur la Figure I.1.

Ainsi, un exemple incontournable est l'accéléromètre AD-XL50 produit par Analog Devices [I-3]. Ce dernier équipe aujourd'hui la majorité des systèmes d'Airbag de nos voitures. Il est constitué d'un capteur micro-usiné, disposé au milieu de la puce, directement intégré au sein l'électronique nécessaire pour l'asservir, permettant de traiter et de convertir en signaux électriques l'accélération détectée (cf. Figure I.2).

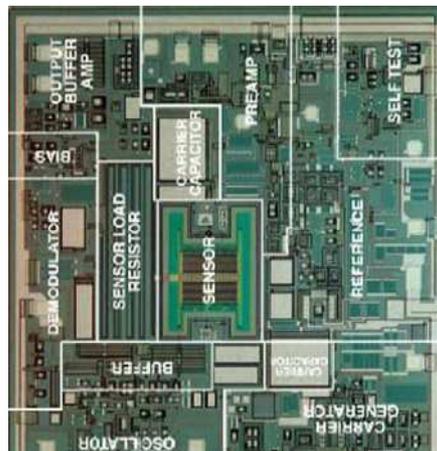


Figure I.2 L'accéléromètre AD-XL50 (3mm²) produit par Analog Devices

Les MEMS font désormais partie intégrante des systèmes automobiles où ils remplissent des fonctions allant de ces accéléromètres pour airbags aux capteurs de niveau de carburant, en passant par le contrôle de la puissance de freinage et la réduction du bruit dans l'habitacle.

Parmi les récentes innovations dans le domaine automobile, nous pouvons également citer les "pneus intelligents" alertant le conducteur de la mauvaise pression de ses pneumatiques avant la crevaison totale.

II.1.2. LES BIOMEMS

La technologie MEMS suscite un immense intérêt dans les domaines de la microfluidique et de la biochimie pour les applications à la biologie et la médecine, du fait de la biocompatibilité des matériaux généralement utilisés dans la technologie MEMS et de la très faible taille de ces microsystèmes.

Les BioMEMS présentent un très fort potentiel pour le traitement thérapeutique, la livraison, la manipulation, le diagnostic, l'analyse ou la construction d'entités biologiques et chimiques. Certains des micro- ou nano-outils, mis au point récemment, tirent leurs propriétés remarquables de leur extrême miniaturisation : environ 70 fois plus petit qu'un globule rouge, ils peuvent potentiellement se faufiler partout dans l'organisme, se glisser dans le plus étroit de nos capillaires. Les principales applications dans ce domaine peuvent être regroupées en trois catégories [I-4] :

1. les systèmes d'analyse, de diagnostic et de traitement biomédicaux :

- microcapteurs intelligents (BioChips),
- microlaboratoires (Lab-on-Chip, μ TAS),
- biopuces à ADN,

2. l'instrumentation de microchirurgie :

- microscalpels et micropinces,
- endoscopie et imagerie,

3. les systèmes actifs implantables :

- contrôle de paramètres (température, pH, pression sanguine) avec éventuellement injection automatique de médicaments,
- génération de stimul nerveux (recréer le mouvement de membres handicapés),
- organes artificiels (rétines, prothèses auditives) ou dispositifs hybrides bio/artificiels.

Le domaine du diagnostic biologique et biomédical est le secteur de recherche le plus vaste de la famille des BioMEMS. De nombreux dispositifs se distinguent de manière significative à travers leur topologie, leur technologie et leurs applications. Ces microdispositifs, nommés BioChips, sont utilisés pour la détection et la quantification de cellules, de micro-organismes, de virus, de protéines, d'acides nucléiques, d'ADN et de

petites molécules dans un environnement extérieur donné. L'attrait qu'ils suscitent se justifie par la réduction de la taille des capteurs à l'échelle des structures ou éléments à détecter et qui par conséquent présentent une sensibilité accrue. La réduction du volume des réactifs grâce à cette miniaturisation permet de réduire leur coût de fonctionnement et d'obtenir des résultats en temps réel [I-5],[I-6]. Ainsi, les détections optiques, mécaniques et électriques sont à l'heure actuelle les méthodes les plus couramment utilisées [I-4].

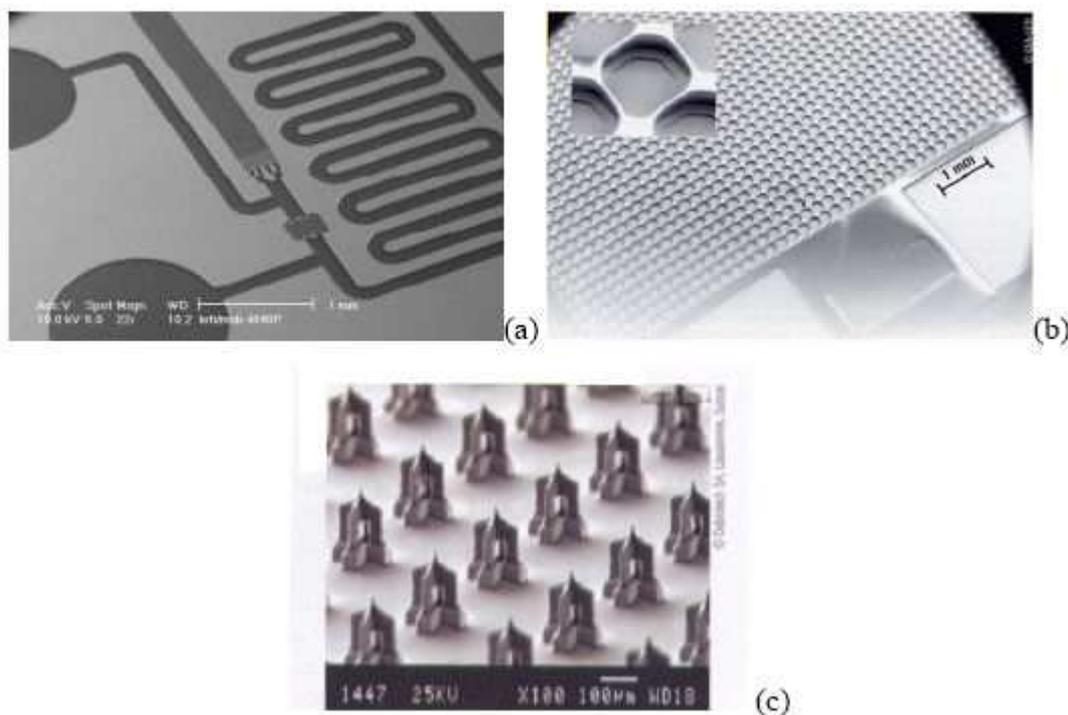


Figure I.3 Microlaboratoires [I-7] (a et b (puce à ADN)) et réseau d'aiguilles micro-usinées (c) [I-8].

La réduction d'échelle associée aux recherches sur la microfluidique permet de réaliser de véritables microlaboratoires ("lab-on-chip") (cf. Figure I.3 a). Ces systèmes sont capables de travailler sur de très petites quantités de matières biologiques (par exemple quelques nanolitres de sang) avec de petites quantités de réactifs et sur un grand nombre d'échantillons à la fois. Ces microlaboratoires sont formés de réseaux de microcanaux, munis de microvalves, de micropompes, de microsenseurs et de microprocesseurs.

A titre d'exemple, les microlaboratoires sont des composants de microdispositifs d'injection connectés, à des microréservoirs et à un réseau de microaiguilles (cf. Figure I.3 c) fixés en permanence sur la peau du patient. Ils sont, par exemple, capables de délivrer

périodiquement la quantité d'insuline ou de médicaments nécessaires à un patient malade du diabète.

"Une pharmacie dans la bouche", tel est le titre d'un article très récent d'un magazine scientifique sur l'IntelliDrug [I-9]. IntelliDrug est le terme employé pour définir une fausse dent peu banale. Cette molaire cache un microréservoir et un circuit électronique qui commandent l'ouverture d'une valve pour l'administration contrôlée de médicaments. Une télécommande programme le système et avertit quand il faut recharger le réservoir. Les premiers tests, réalisés courant 2007, porteront sur des traitements à l'insuline (diabète), à la galanthamine (maladie d'Alzheimer) et à la naltrexone (substitut de l'héroïne). La commercialisation de ce produit est prévue en 2010.

Certains développements de systèmes d'imagerie biomédicale, qui requièrent généralement un seul micromiroir analogique à inclinaison variable selon un ou deux axes, s'appuient également sur la technologie MEMS. Ce composant permet alors d'orienter un faisceau optique ou de modifier le point focal d'un système optique sur une surface ou dans un volume. Il bénéficie des avantages de cette technologie MEMS avec une forte miniaturisation du système, une vitesse de balayage très élevée et une fabrication en masse avec un faible coût.

D'autres méthodes d'imagerie pour l'analyse biomédicale telle que la tomographie par cohérence optique (TCO) font également appel à cette technologie aujourd'hui. Ce type de système d'imagerie produit des images à hautes performances et hautes résolutions en temps réel et en 3D du tissu biologique. Il surpasse les techniques de radiographie et d'imagerie par ultrasons dans certaines applications.

Finalement, à l'heure où des investissements très importants sont partout consentis pour développer les nanotechnologies, et où dans les laboratoires on manipule de plus en plus des molécules organiques, des nanotubes de carbone ou des brins d'ADN en vue de fabriquer des composants micro et nano, de nouveaux champs d'applications se dessinent pour les BioMEMS. Ils sont sans aucun doute appelés à devenir des outils incontournables pour explorer et manipuler le nano-monde biologique.

II.1.3. LES MOEMS

Dans les réseaux de communication courants, on est souvent amené à effectuer des opérations de conversions de données d'une base électrique vers une base optique et vice-versa. Ces conversions électro-optiques ou optoélectroniques limitent le débit de l'information. Les commutateurs MOEMS ont l'avantage de permettre un adressage rapide, d'un guide optique à l'autre, sans conversion du signal lumineux dans le domaine électrique. Ce type de routage permet d'augmenter considérablement la vitesse des échanges entre terminaux et améliore l'immunité au bruit tout en conservant une large bande passante.

Généralement, les dispositifs MOEMS sont basés sur l'intégration d'un ou de plusieurs micro-miroirs, leurs majorités bénéficient des technologies de fabrication et d'encapsulation relativement matures, et répondent aux besoins variés de plusieurs domaines d'applications [I-10]-[I-12]. D'autres sont encore en phase de développement afin d'améliorer leurs performances pour répondre aux normes de plus en plus exigeantes [I-13]-[I-15].

Dans la littérature, nous rencontrons plusieurs types de micro-miroirs classés essentiellement en deux grandes familles : les miroirs mobiles non déformables qui sont divisés à leur tour en trois catégories : les miroirs inclinables ou torsionnels, les miroirs mobiles et les membranes à miroirs segmentés. Et les miroirs à membranes déformables qui sont aussi divisés en deux parties : les membranes continues et les membranes diffractifs. Dans la suite nous allons parler brièvement de ces différents types de miroirs.

II.1.3.1. Les miroirs inclinables

Le mouvement des micro-miroirs inclinables est basé sur la torsion d'une poutre qui les maintient ou qui compose de leur système d'actionnement (cf. Figure I.4). Le miroir s'incline par rotation de manière à réfléchir la lumière dans la direction souhaitée. Ce type de miroir est caractérisé principalement par sa plage de variation angulaire qui peut varier de quelques degrés à 45°, leur fréquence de résonance mécanique (500 Hz à 80 kHz lié à leur vitesse maximale de fonctionnement) et leur mode d'actionnement.

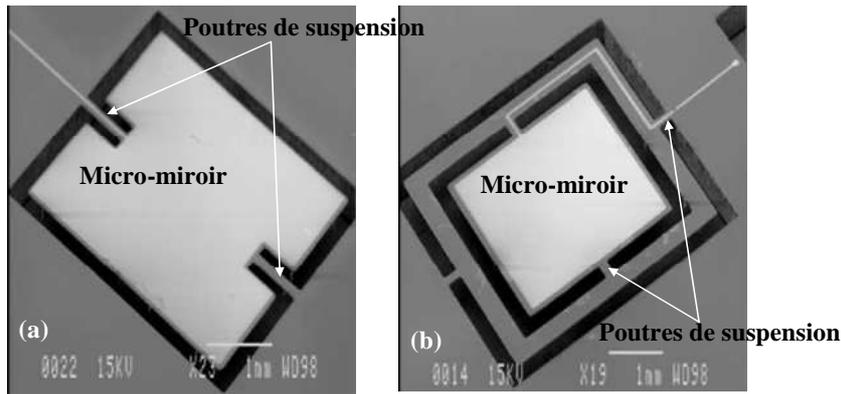


Figure I.4 Miroir inclinable ou torsionnel (a) avec une seule poutre de suspension (b) avec deux poutres de suspension [I-15].

II.1.3.2. Les miroirs mobiles

Les micro-miroirs mobiles présentent de bonnes performances optiques et mécaniques pour des applications telles que la modulation de phase, le routage optique de fibre à fibre ou l'accordabilité de filtres. Le mouvement de ces miroirs est effectué par translation horizontale, verticale ou longitudinale de la mobilité d'actionneurs à structure en peignes inter-digités (cf. Figure I.5). Ils peuvent également être actionnés par un mouvement basé sur la flexion de poutres.

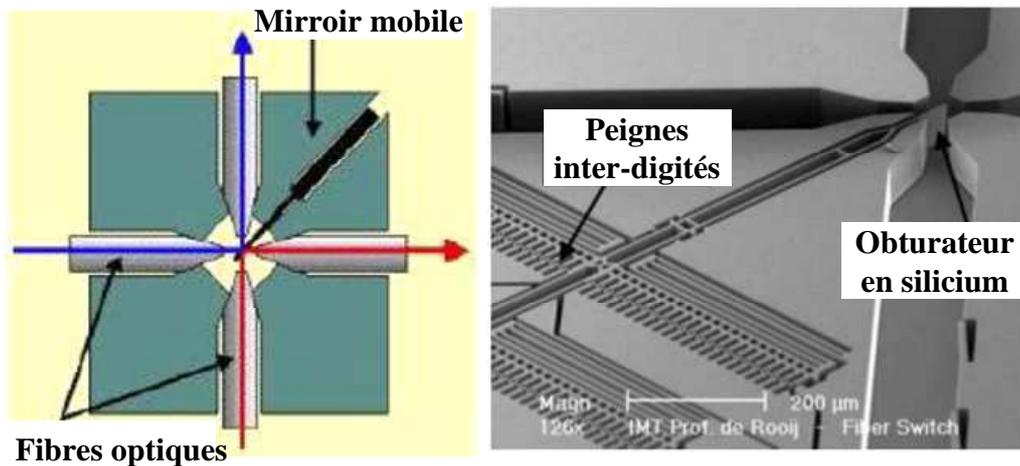


Figure I.5 Exemple d'obturateur optique basé sur un miroir mobile actionné par une structure en peignes inter-digités [I-16].

II.1.3.3. Les membranes à miroirs segmentés

Comme le montre la figure I.6, ce type de composant se compose d'un arrangement de micro-miroirs placés côte à côte séparés d'une certaine distance (paramètre critique) et dont la

mobilité est assurée par la déformation de la membrane de leurs actionneurs (cf. Figure I.6). Ces systèmes sont utilisés pour adapter la surface réfléchissante du composant afin de corriger des défauts d'images ou de l'œil dans des systèmes d'optique adaptative.

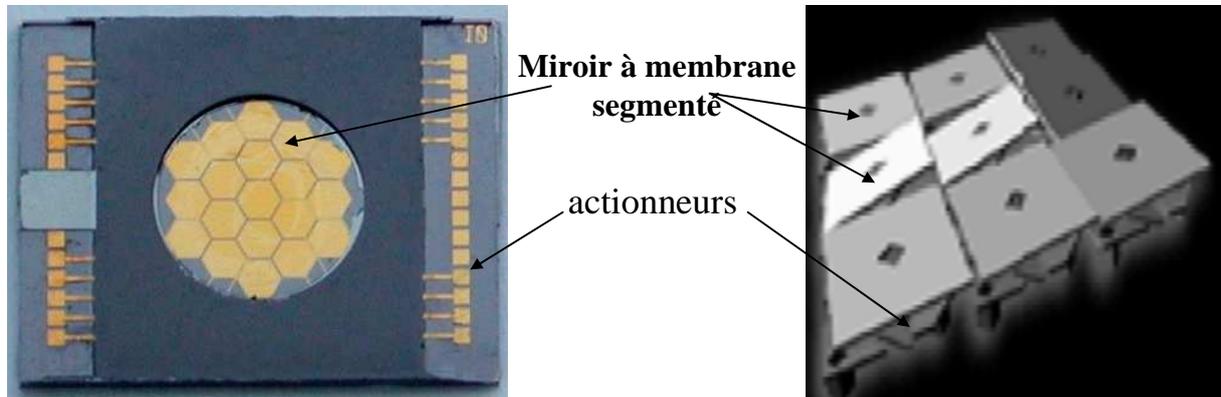


Figure I.6 Illustration de miroir à membrane segmentée [I-17].

II.1.3.4. Les micro-miroirs déformables

Les membranes déformables sont divisées en deux grandes catégories : les membranes continues et les membranes diffractifs :

Les membranes continues possèdent un fonctionnement similaire à celle des membranes à miroirs segmentés sauf que la déformation cette fois est continue afin d'adapter la surface réfléchissante (cf. Figure I.7 (a)) plus précisément.

Les MOEMS diffractifs sont composés d'arrangement de rubans déformables et sont caractérisés par l'absence de contact entre la partie mobile et le substrat (cf. Figure I.7 (b)). Ces réseaux de diffraction dynamiques et ajustables commutent, modulent ou atténuent des faisceaux lasers. Ils offrent des avantages conséquents comparés aux autres MEMS optique en termes de rapidité, de précision, de fiabilité et de simplicité de fabrication.

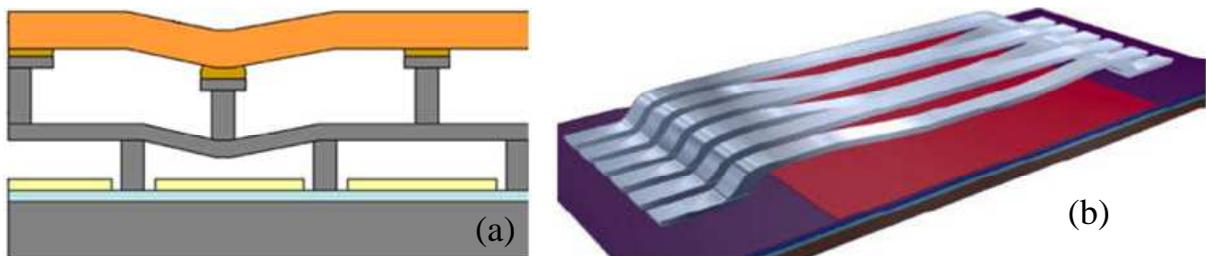


Figure I.7 Exemple de membrane continue déformable (a), et de MOEMS diffractif ou GLV (b).

II.1.4. Les MEMS RF

Dans le domaine de l'électronique, les premiers dispositifs micromécaniques sont apparus fin des années 80 et début des années 90. La technologie MEMS dédiée aux applications radiofréquences est toujours considérée en voie de développement. Par conséquent, on peut considérer qu'elle n'est pas encore aussi mature que la technologie des diodes PIN et des transistors FET. Cependant, malgré les inconvénients attachés à la nouveauté de cette technologie, elle présente de nombreux avantages pour la conception de fonctions accordables ou reconfigurables aux fréquences micro-ondes.

II.1.4.1. Avantages et inconvénients

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les avantages et les inconvénients des commutateurs MEMS RF par rapport aux commutateurs à éléments localisés à base de semi-conducteur, comme les diodes PIN ou les transistors FET [I-16], [I-18], [I-19], [I-20], [I-21] leur principaux concurrents. Parmi ces avantages, on peut mettre en avant:

- ◆ Une très faible consommation de puissance (uniquement dans les phases de déplacement) dans le cas d'une activation électrostatique qui ne nécessite presque pas de courant, ce qui implique une puissance consommée très faible.

- ◆ Une forte isolation: les commutateurs MEMS RF sont basés sur un gap d'air et ont donc une très faible capacité à l'état haut (pour des commutateurs série) ce qui génère une très bonne isolation dans une bande allant du DC jusqu'à 120 GHz suivant le type de composant en question.

- ◆ De très faibles pertes d'insertion : généralement de l'ordre de 0.1 dB à 40 GHz dans le cas d'une majorité de commutateurs parallèles.

- ◆ Une très haute fréquence de coupure (facteur de mérite) qui peut atteindre 80THz contre 4 THz pour les diodes PIN et 2 THz pour les transistors FET.

- ◆ Un procédé de fabrication simple: les MEMS RF sont généralement fabriqués par les technologies utilisées pour la fabrication des semi-conducteurs, et peuvent être réalisés sur une grande diversité de substrats, comme le quartz, le verre ou le silicium par exemple.

♦ Une forte linéarité : en effet, lorsque les MEMS RF sont utilisés en tant que commutateur ou capacité commutée, ce sont des composants très linéaires ce qui implique des très faibles intermodulations. Leurs performances sont meilleures que celles des interrupteurs basés sur les diodes PIN ou sur les transistors FET.

Le tableau ci-dessous présente une comparaison entre les performances des MEMS RF avec leurs homologues les diodes PIN et les transistors FET. Les caractéristiques des MEMS RF présentées ci-dessous correspondent au cas d'une activation électrostatique.

	MEMS RF	PIN	FET
Tension d'actionnement	20-80V	±3-5V	3-5V
Courant	0 mA	3-20 mA	0 mA
Consommation de puissance (incluant convertisseur de tension)	0.05-0.1 mW	5-100 mW	0.05-0.1 mW
Temps de commutation	1-300µs	1-100ns	1-100ns
Capacité série: état haut	1-10fF	40-80fF	70-140fF
Résistance série: état bas (commutateur MEMS à contact ohmique)	0.5-2Ω	2-4Ω	4-6Ω
Rapport de capacité: état bas (commutateur MEMS à contact capacitif)	40-500	10	
Pertes d'insertion (1-100 GHz)	0.05-2dB	0.3-1.2 dB	0.4-2.5 dB
Isolation (1-100GHz)	Très forte	Moyenne	Faible
Tenue en puissance (W)	<1	<10	<10
Fréquence de coupure (commutateur MEMS à contact ohmique)	20-80THz	1-4 THz	0.5-2 THz

Tableau I.2 : Tableau comparatif des performances entre des commutateurs MEMS à actionnement électrostatique et des composants semi-conducteurs [I-16]

D'autre coté, ces commutateurs présentent également un certain nombre d'inconvénients notables et de points limitatifs:

♦ Une vitesse d'activation relativement faible : le temps d'abaissement des MEMS RF est de l'ordre de 1 à 300 µs limités par la mécanique. Certains systèmes de détection ou de communications nécessitent des vitesses beaucoup plus importantes. Sur cet aspect, les

composants actifs à base de transistors restent encore plus rapides, avec des temps de commutation de l'ordre de quelques dizaines de nano secondes.

◆ Faible tenue en puissance : la plupart des MEMS RF ne tolèrent pas des puissances supérieures à 1-4 W. Cela est lié au phénomène d'auto-maintien qui intervient lors du passage d'une puissance importante dans le dispositif [I-16]. Les MEMS RF, fiables et pouvant supporter des puissances de l'ordre de 10 W, ne sont encore qu'au stade de développement aujourd'hui.

◆ Des tensions de polarisation relativement élevées par rapport aux diodes PIN ($\pm 3-5$ V) et au transistor FET (3-5 V) (c'est le facteur limitatif le plus important des composants MEMS RF): les tensions d'activation pour un mode électrostatique sont de l'ordre de 20 à 80 V, ce qui reste problématique pour les applications embarquées. Des tensions d'activations de l'ordre de 5 V peuvent être obtenues pour des éléments à très faible coefficient de raideur mais ceci se fait aux dépens de la fiabilité.

◆ Une fiabilité encore limitée : des études ont montré que dans le cadre d'actionneur électrostatique (mode d'activation le plus répandu), le nombre de cycle du composant diminue considérablement d'autant plus que la puissance du signal RF est forte, et d'autant plus que la tension d'actionnement nécessaire est élevée. Ceci est dû au phénomène de chargement de diélectrique. De plus, l'usure mécanique, ainsi que l'échauffement thermique des dispositifs MEMS, semblent également être un facteur limitatif sur l'espérance de vie de ces composants.

◆ Le packaging : c'est l'un des points les plus délicats. C'est un défi très important pour les composants MEMS RF qui ont besoin d'être encapsulés dans un boîtier avec une atmosphère inerte et avec un très faible taux d'humidité pour assurer un milieu le plus propre possible. Le coût de la mise en boîtier reste toujours élevé et cette opération peut influencer directement sur la fiabilité des MEMS. Ce sujet va être développé et étudié dans le troisième chapitre de ce manuscrit dans lequel nous présenterons notre solution proposée pour le packaging.

◆ Le coût : même si les MEMS RF ont éventuellement un coût de fabrication faible, il faut leur ajouter les coûts liés à un boîtier et la génération d'une tension de polarisation élevée via un système de pompe de charge par exemple, ce qui est loin d'être rentable dans la plupart

des cas. Il sera donc difficile de réduire les coûts pour toutes les applications potentielles en face de la compétition de certaines diodes PIN ou transistors FET.

♦ La dynamique : dans le cas de varactors à variations continues de capacité aux fréquences microondes, les composants MEMS actuels à actionnement électrostatique ont une dynamique relativement faible de la capacité qu'ils présentent. Cependant, ces variations peuvent être suffisantes pour des applications aux longueurs d'ondes millimétriques.

Cependant, de nombreux laboratoires de recherche à travers le monde travaillent actuellement pour pallier à ces difficultés d'encapsulation, de tenue en puissance, de temps de commutation trop élevés pour certaines applications et à l'amélioration de fiabilité de ces composants. Ces études sont en bonne voie comme le montre le nombre de plus en plus grand de composants industrialisés qui conservent leurs caractéristiques mécaniques et électriques après plusieurs milliards de cycles de commutation [I-16],[I-22].

II.1.4.2. Différentes applications des MEMS RF

Les MEMS RF, grâce à leurs performances accrues, ont ouvert de nombreuses perspectives pour les applications radiofréquences. En effet, la technologie de fabrication MEMS pour les applications hyperfréquences s'est développée et diversifiée, rendant possible aujourd'hui la réalisation de plusieurs catégories de composants et circuits issus de cette technologie. Parmi ces différents composants nous pouvons citer :

1. **Les résonateurs micromécaniques** : Certains composants utilisent les fréquences de résonance mécanique de micro-poutres pour former des résonateurs. Selon les dimensions de ces micro-poutres, ils peuvent présenter des fréquences de résonance de quelques kilohertz à plusieurs centaines de mégahertz. Ils sont caractérisés par des coefficients de qualité très élevés (≈ 100000 s'ils opèrent sous vide). Couplés de manière capacitive, ils peuvent être utilisés afin de réaliser des filtres ou des oscillateurs avec une forte pureté spectrale [I-23].

2. **Les Inductances micro-usinées** à fort coefficient de qualité, **les lignes de transmissions** [I-24],[I-25] **et les circuits sur membranes diélectriques**: Ces structures ne sont généralement pas mobiles ou déformables mais ils utilisent les procédés de fabrication

issus de la microélectronique pour isoler les lignes de métallisations du substrat et réduire l'influence sur les pertes des composants.

3. **Les Dispositifs FBAR (Film Bulk Acoustic Resonators)** : ces résonateurs mécaniques utilisent les propriétés de vibrations mécaniques de couches minces piézoélectriques placées en sandwich entre deux électrodes d'excitation. Les résonateurs FBAR sont très compacts de part l'excitation de l'onde acoustique dans le plan vertical de la couche piézoélectrique et présentent de très bonnes caractéristiques : forts coefficients de qualité (> 2000), très faibles pertes d'insertion et bonne tenue en puissance jusqu'à des fréquences voisines de 3 GHz [22], [I-26].

4. **Les Micro-commutateurs** : ils sont basés sur le contrôle du mouvement d'une partie mécanique miniaturisée quand ils sont actionnés, commutant ainsi entre deux positions. Ils présentent des performances accrues pour des opérations des basses fréquences pouvant aller jusqu'à 120 GHz dans certains cas [I-27].

5. **Les Capacités variables ou varactors** : elles fonctionnent sur le même principe que les commutateurs. Les capacités variables MEMS sont souvent utilisées afin d'assurer une accordabilité continue, alors que les commutateurs MEMS sont préférés pour les fonctions de commutation ou pour obtenir une accordabilité discrète.

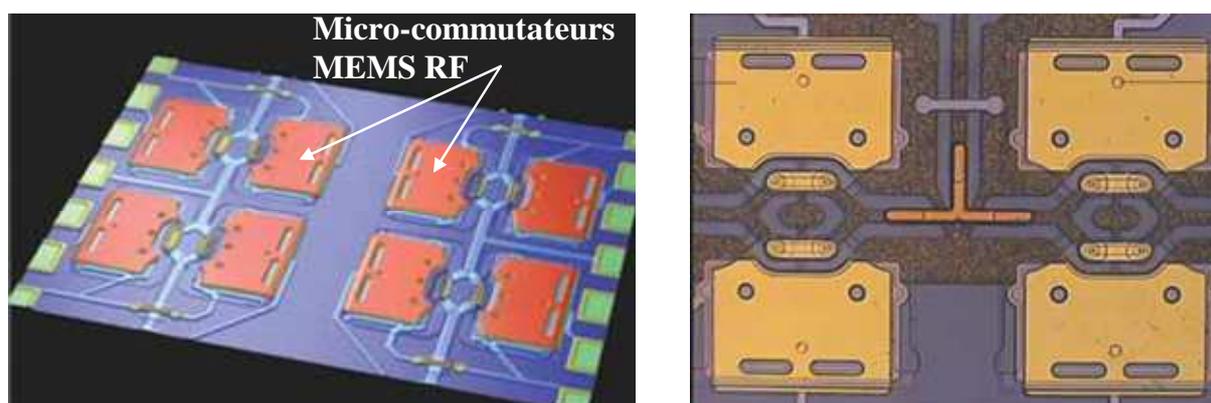


Figure I.8 Exemple de capacité digitale 4 bits (16 combinaisons) [I-28].

Les capacités variables avec les micro-commutateurs constituent une grande partie des composants MEMS RF étudiés et présentés dans la littérature. Parmi les capacités variables MEMS, on distingue les capacités analogiques et les capacités digitales. Ces dernières sont

généralement constituées d'un réseau de capacités commutées par des micro-commutateurs MEMS (Fig. I.8). La plage de variation de capacité digitale, ainsi formée, dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Cette variation se fait suivant des valeurs discrètes.

A la différence des capacités MEMS digitales, les capacités variables analogiques présentent un accord continu : toutes les valeurs comprises dans leur plage de variation peuvent être obtenues. On distingue deux types de capacités analogiques MEMS qui utilisent ce principe.

Les réseaux de peignes inter-digités (Fig. I.9) sont réalisés par micro-usinage de surface. Le mouvement latéral de ces structures permet de faire varier la surface en regard entre les deux électrodes et ainsi modifier la valeur de la capacité. Ces composants présentent généralement des fortes variations de valeurs de capacité (quelques pF) mais sont généralement limités, de part leur taille, à des applications basses fréquences (< 1 GHz).

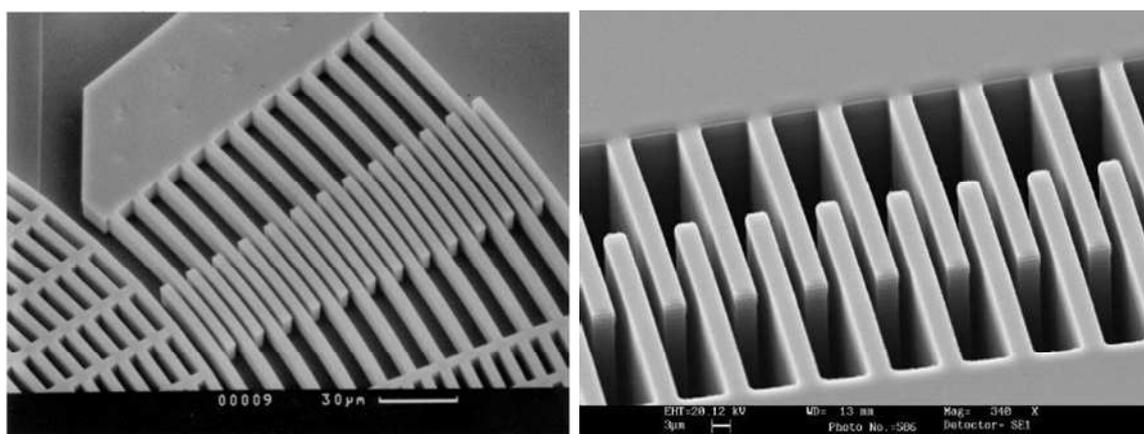


Figure I.9 Capacité variable analogique formée par des réseaux de peignes inter-digités [28].

D'autres composants, réalisés par usinage de surface, sont formés d'une fine membrane métallique ou diélectrique recouverte de métal (électrode mobile) se déplaçant sur des petites distances (1 – 3 µm) au-dessus d'une électrode fixe déposée sur la surface du substrat (Fig. I.10). En réduisant ainsi le gap d'air entre les deux électrodes, la capacité formée va augmenter. De dimensions plus petites que les capacités inter-digitées (quelques centaines de µm² contre quelques dizaines de mm²), les capacités analogiques de type micro-poutre ou de type plaque présentent généralement des valeurs plus faibles (centaines de fF) avec une plage d'accord continue moins élevée mais pour des applications entre 1 et 50 GHz [I-30]-[I-33].

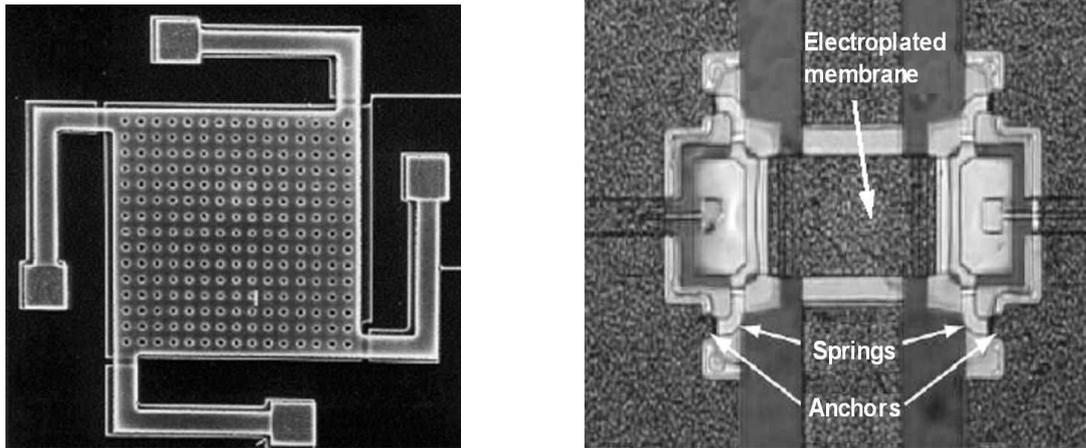


Figure I.10 Exemples de capacités analogiques variables à plaques parallèles [I-34][I-35].

Le fort potentiel d'intégration de ces composants MEMS RF, illustré sur la Fig. I.11, permet d'envisager de nouvelles perspectives, auparavant irréalisables à partir des composants semi-conducteurs. Ainsi, de nombreux sous systèmes accordables ont été développés à partir de commutateurs ou de capacités variables MEMS : des résonateurs à fort coefficient de qualité (pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase), des antennes, des filtres planaires, des adaptateurs d'impédance reconfigurables, ainsi que d'autres composants pour des applications plus spécifiques.

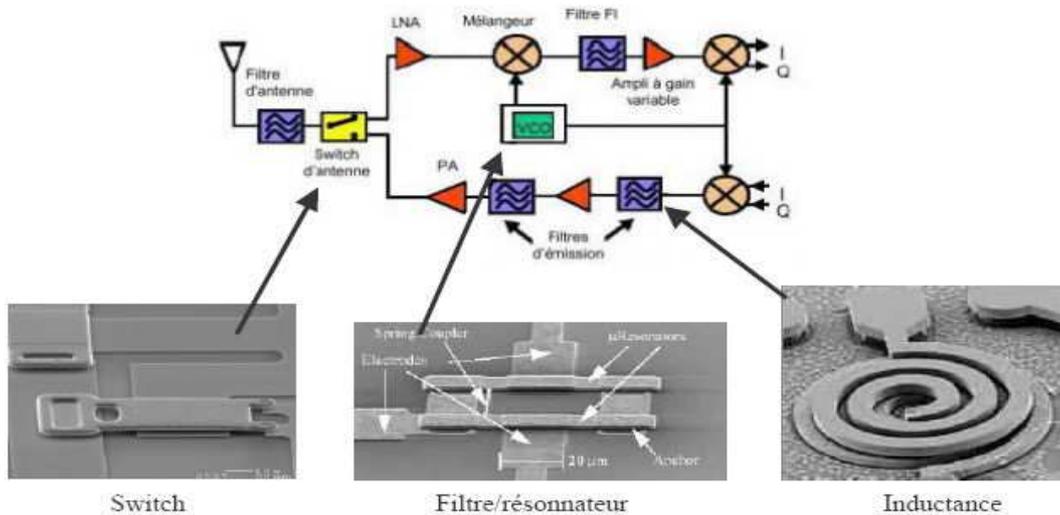


Figure I.11 Possibilité d'implémentation de composants issus de la technologie MEMS dans une chaîne de transmission RF.

III. Les différents circuits de commutation RF

Plusieurs facteurs doivent être pris en compte pour évaluer les performances d'un commutateur RF : l'isolation et les pertes d'insertion sont les deux paramètres critiques à considérer, puisqu'elles définissent les caractéristiques électriques essentielles d'un commutateur. Des autres facteurs importants à prendre en considération, particulièrement pour les applications spatiales, sont la consommation de courant et l'encombrement. De plus, pour ces applications, le coût de fabrication n'est pas forcément un paramètre critique, à la différence des applications grand public comme la téléphonie mobile et le BLUETOOTH. Un autre paramètre important à considérer, est la tenue en puissance des commutateurs.

Dans le paragraphe suivant nous allons présenter les commutateurs RF les plus utilisés aujourd'hui dans la plupart des domaines de communication : les commutateurs mécaniques coaxiaux, les commutateurs à base des transistors FET et celles à base des diodes PIN. Tout en détaillant à chaque fois leurs avantages et leurs limitations selon les paramètres cités ci-dessus.

III.1. Commutateurs mécaniques RF

La commutation mécanique d'un signal est réalisée par la rupture de la ligne de transmission ou bien le chemin électrique d'un signal. Cette rupture est contrôlée par une commande électrique qui entraîne l'activation d'un relais électromagnétique, pour basculer dans l'un des états du commutateur.

La figure I.12 (a) représente un exemple de commutateurs mécaniques à guide d'onde développés par Advanced Switch Technology [I-36]. La commutation est assurée par la rotation du guide d'onde qui établit la connexion avec les différents ports.

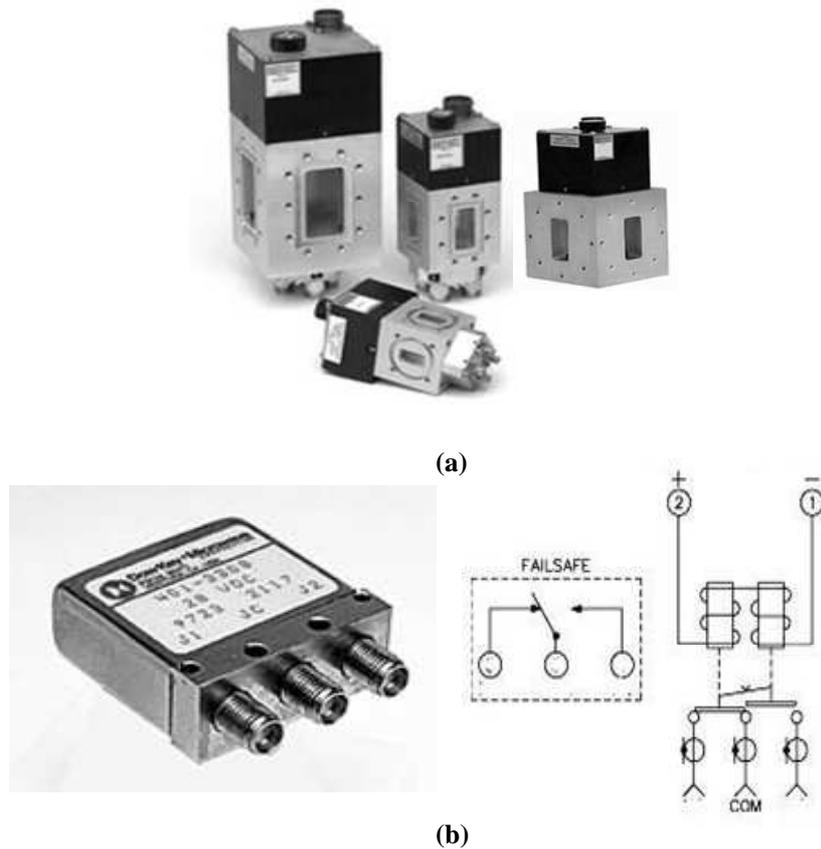


Figure I.12 Commutateur mécanique : (a) commutateur à guide d'onde [I-36] et (b) commutateur coaxial avec son schéma équivalent [I-37]

Ces commutateurs offrent des très faibles pertes d'insertion à l'état passant (de l'ordre de 0.05 dB) liées à de forte force de contact avec une très forte isolation à l'état bloqué (de l'ordre de 70 dB) accompagné d'une très bonne tenue en puissance qui peut aller jusqu'à 3.5 KW à 10 GHz.

Un autre type de commutateur, le commutateur coaxial, est présenté dans la figure I.12 (b). Il dispose d'un électro-aimant pour déplacer une languette métallique liée à un ressort qui a pour fonction de la ramener à sa position initiale. Lors de passage d'un courant dans la bobine, le commutateur est activé. La suppression de ce courant ramène le commutateur à sa position initiale.

Typiquement, ces commutateurs possèdent des bonnes performances radiofréquences, avec une forte isolation de l'ordre de 60 dB et des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5 dB à 10 GHz [I-37].

Grâce à de telles caractéristiques, ces commutateurs sont généralement utilisés pour les applications qui nécessitent l'association d'un grand nombre d'éléments comme pour la construction de matrices et de fonctions de commutations multiports, à l'image de celles présentés dans la figure II.13 [I-38][I-39].

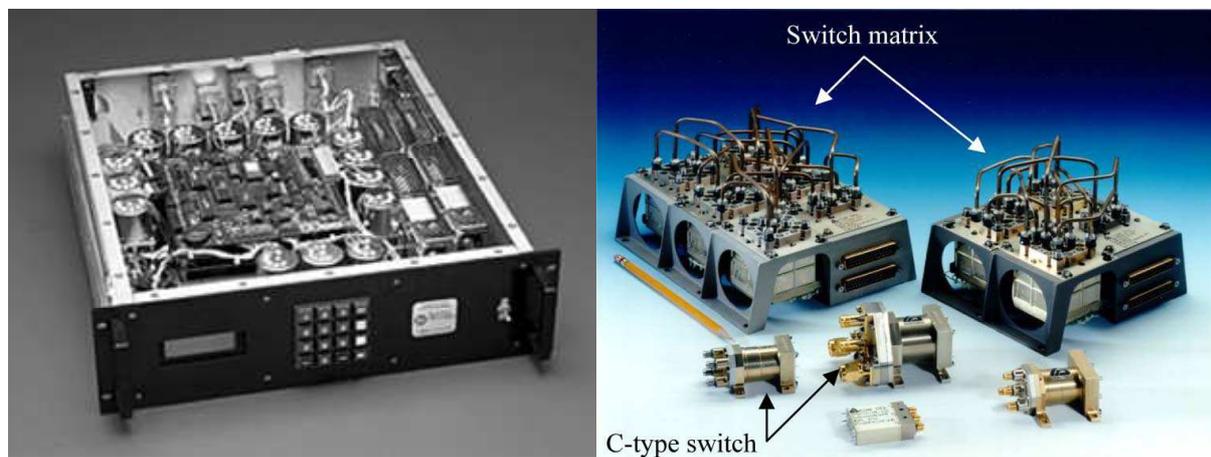


Figure I.13 Exemple de quelques matrices de commutation coaxiales.

III.2. Commutateurs à base de transistors FET et DIODES PIN Semi-conducteurs

Typiquement, les commutateurs à base de diodes PIN et de transistors FET possèdent une vitesse de commutation élevée et conviennent pour les applications qui nécessitent une reconfiguration très rapide. Ces commutateurs sont aussi beaucoup plus légers et compacts que leurs homologues mécaniques, en contre partie ils possèdent des performances moins bonnes en termes de pertes d'insertion, d'isolation, de tenue en puissance et de consommation électrique. Plusieurs efforts ont été effectués dans ce domaine dans le but d'améliorer ces performances [I-40], mais elles sont encore loin des commutateurs mécaniques.

Comme le montre la figure I.14 les diodes PIN peuvent être utilisées en respectant la direction de transmission du signal et peuvent être polarisées pour opérer en tant que commutateurs. Elles peuvent être en particulier facilement implantées sur des lignes micro-rubans : le signal pourra traverser la ligne si la diode PIN est polarisée convenablement. Pour cela la diode devra présenter une faible impédance permettant ainsi de transmettre le signal de l'entrée vers la sortie. Quand la diode est polarisée en inverse, elle présente alors une forte impédance qui empêche le passage du signal en le réfléchissant.

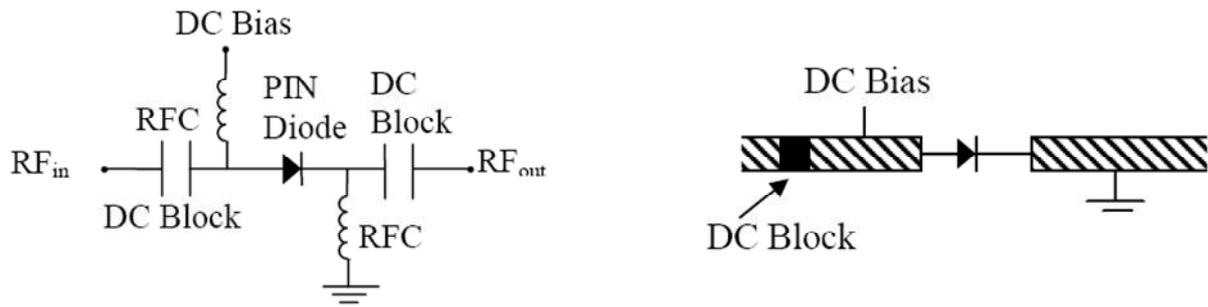


Figure I.14 : Commutateur Diode PIN en configuration série (a) avec son circuit de polarisation et (b) monté dans une ligne de transmission micro-ruban [I-41].

Les commutateurs à base des transistors FET sont des dispositifs à trois accès (grille, drain, source), dans lesquelles la tension de la grille V_{GS} joue le rôle de la tension de commande comme le montre la figure I.15.

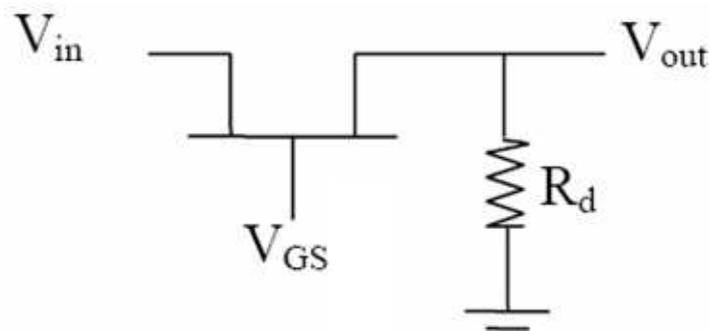


Figure I.15 Configuration typique d'un circuit de commutation à base de transistor FET [I-41]

La commutation entre une faible et une forte valeur d'impédance permettant le passage ou non du signal RF au travers du transistor, est assurée par la variation de la valeur de la tension de la grille entre les deux valeurs : 0 V et la tension de commande V_{GS} respectivement.

Cependant, pour des signaux de fréquences supérieures à 1 GHz, ces commutateurs semi-conducteurs présentent en général soit des pertes d'insertion importantes (~ 1 à 2 dB typiquement) à l'état passant, soit une faible isolation (~ 20 dB) à l'état bloqué [I-41], conduisant ainsi à des facteurs de mérite limités.

Enfin, les limitations présentées par les commutateurs mécaniques d'une part, et par la technologie semi-conducteurs mécaniquement non déformable (Solide State Technology), ont motivées les concepteurs à proposer des nouvelles solutions : les commutateurs MEMS RF en sont un bon exemple.

IV. Les Micro-commutateurs MEMS RF

Parmi les différents composants MEMS RF, nous nous sommes intéressés plus particulièrement dans notre étude aux micro-commutateurs et à leur fonction de commutation. Dans ce paragraphe, nous allons présenter le principe de fonctionnement de ces commutateurs MEMS RF, ainsi que quelques aspects de conception important tels que les types de contact et les configurations qui peuvent être utilisées.

IV.1. Définition et principes

Un commutateur présente généralement deux états (cf. Figure I.16): un état passant assurant la transmission du signal et un état bloqué où le signal ne peut pas traverser le composant. Le commutateur idéal se présenterait alors comme un court-circuit (impédance nulle) à l'état passant et comme un circuit ouvert (impédance infinie) à l'état bloqué.

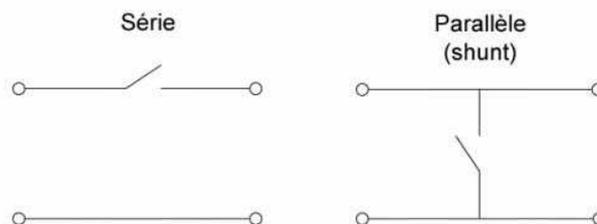


Figure I.16 Schéma illustrant un commutateur placé dans une configuration séries ou parallèle

En réalité, les commutateurs utilisés aux fréquences microondes ne sont pas parfaits et présentent généralement dans leur état bloqué une faible capacité C_{off} ou une petite résistance R_{on} (dans le cas d'un contact métal-métal) ou une forte capacité C_{on} (dans le cas d'un contact métal- isolant- métal) lorsqu'ils deviennent passants (cf. Figure I.17).

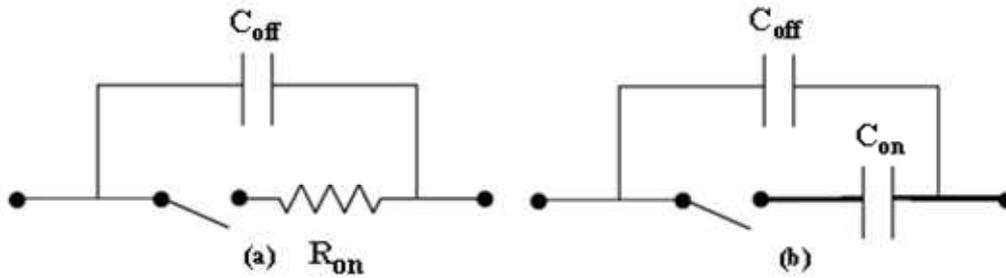


Figure I.17 Schéma électrique équivalent d'un commutateur à contact (a) métal-métal et (b) métal-isolant-métal

Les micro-commutateurs MEMS RF présentent des géométries de conception très variées et sont généralement constitués d'une structure mobile ou d'une poutre mécaniquement déformable. Cette poutre peut être mono-encastrée (cantilever) ou bi-encastrée (sous la forme d'un pont) (cf. Figure I.18). Pour atteindre un contraste d'impédance suffisant, un contact avec une autre électrode (fixe) est généralement réalisé. Pour cela, le déplacement de la poutre mobile peut être effectué d'une façon latérale ou verticale.

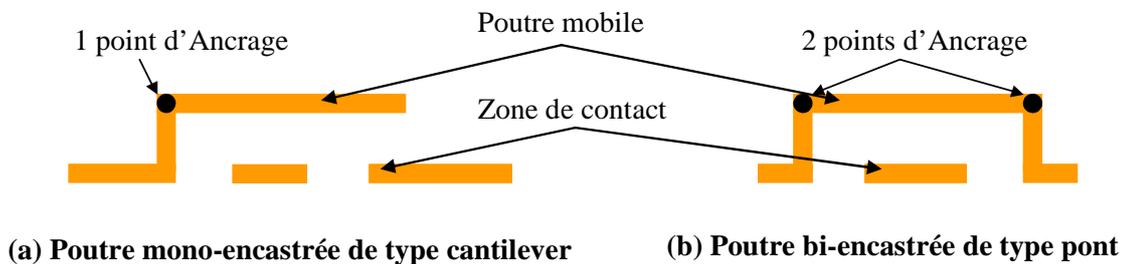


Figure I.18 (a) Poutre mono-encastrée (cantilever) et (b) poutre bi-encastrée (pont)

En réalité, un commutateur micro-électromécanique peut être, soit considéré comme une capacité variable commutable entre deux états, il sera alors appelé commutateur capacitif, soit une capacité à l'état haut et une résistance à l'état bas, il sera ainsi appelé commutateur ohmique. Ces composants peuvent être implémentés en configuration série ou en configuration parallèle sur une ligne de transmission et cela selon les performances recherchées (cf. Figure I.19).

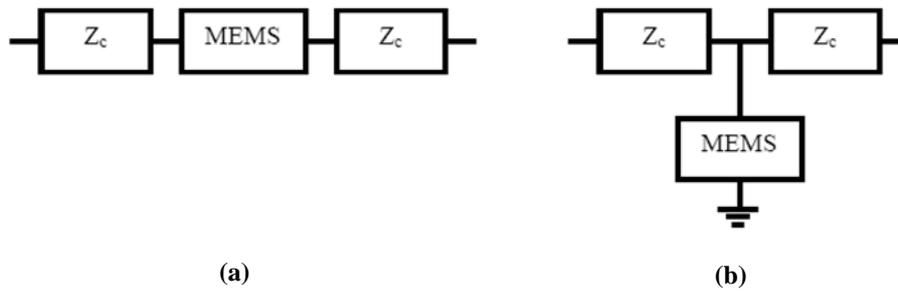


Figure I.19 Implémentation d'un commutateur MEMS RF (a) en série ou (b) en parallèle

Afin de permettre à la poutre mobile d'entrer mécaniquement en contact avec son électrode fixe, il est nécessaire de lui appliquée une force d'actionnement. Dans le cas d'un actionneur électrostatique, une électrode spécifique appelée l'électrode d'actionnement est nécessaire pour générer cette force.

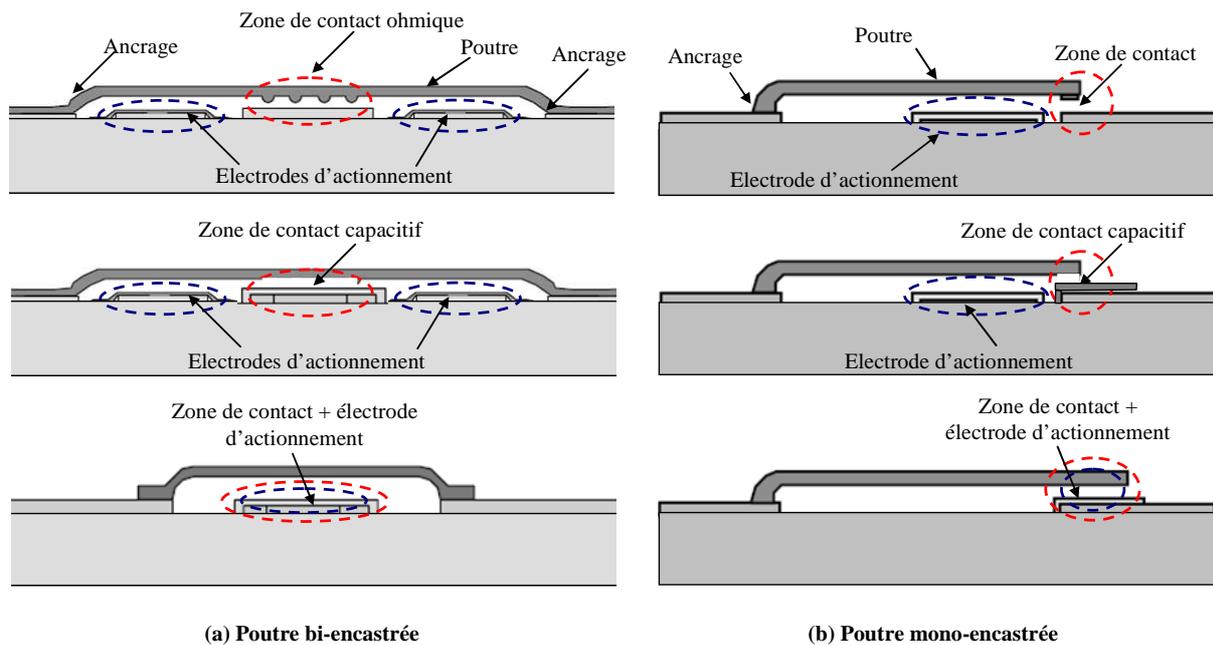


Figure I.20 Quelques configurations possibles de micro-commutateur MEMS RF suivant le type de contact et la zone de contact recherché.

Généralement, cette électrode d'actionnement est séparée de la zone de contact, mais pour des raisons de simplicité et de réduction de taille, la zone de contact et l'électrode d'actionnement peuvent être parfois confondues dans le cas d'un commutateur capacitif. Ainsi, plusieurs configurations peuvent être possibles suivant le type de contact et la zone de contact (cf. Figure I.20).

Le temps de commutation, représentant la durée nécessaire pour passer de l'état bloqué à l'état passant (et inversement), est également un paramètre important pour le fonctionnement d'un commutateur. Un composant avec des temps de commutation élevés sera difficilement intégrable dans des systèmes nécessitant des fonctions de reconfigurations rapides. Ce temps de commutation dépend fortement de la conception mécanique du composant, mais aussi de la façon dont il va être actionné.

Ainsi, les principes d'actionnement peut être de plusieurs natures : magnétique, thermique, électrothermique, piézoélectrique ou encore électrostatique.

En s'appuyant sur ces données, il existe un très grand nombre de configurations possibles afin de concevoir un micro-commutateur à base des MEMS RF. Des compromis doivent par conséquent être faits en fonction des performances et ou de l'application visée.

IV.2. Les types de contact des micro-commutateurs MEMS RF

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe deux types de contact possibles pour un micro-commutateur MEMS RF: un contact ohmique entre deux électrodes métalliques, ou un contact capacitif dans lequel au moins une des deux électrodes de contact est recouverte par un film mince isolant.

IV.2.1. Micro-commutateurs à contact ohmique

Dans ce paragraphe, nous allons expliquer le principe de fonctionnement d'un micro commutateur à contact ohmique, ses modes de défaillances et ses domaines d'applications.

IV.2.1.1. Principe

Les micro-commutateurs ohmiques sont les interrupteurs qui utilisent un contact résistif (contact métal-métal) entre la ligne métallique qui transmet le signal et une partie métallique composant l'électrode mobile du micro-commutateur [I-42],[I-43],[I-44].

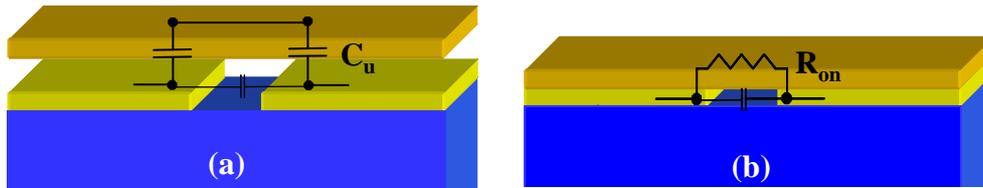


Figure I.21 Représentation schématique d'un contact ohmique à l'état inactif (a) et actif (b)

La valeur de la résistance présentée au signal RF lors de sa propagation dépend de la qualité du contact et du matériau de contact utilisé. Généralement, la valeur typique d'une telle résistance varie autour de 2Ω . Aux vues des faibles dimensions des zones de contact, lorsque le MEMS est à l'état passant (cas d'un commutateur en série avec la ligne de transmission (cf. Figure I.29)), ce type de contact peut être généralement modélisé par une simple résistance localisée (cf. Figure I.21 (b)). Alors que lorsqu'il est ouvert, une capacité $C_{off} = C_u / 2$ (cf. Figure I.21 (a)), dont la valeur va dépendre de la surface de contact de la distance entre les deux électrodes et de la géométrie de la zone de contact (effet de bords), modélise assez finement le comportement du commutateur.

Le contact résistif est sujet à deux principaux phénomènes de défaillance. Ainsi, une détérioration du contact peut entraîner une dégradation des performances due à une augmentation de la résistance. Le contact ohmique peut se détériorer au bout d'un certain nombre de cycles de commutation, se manifestant par une modification de la rugosité de surface dû au transfert de matière entre les deux électrodes comme le montre la figure I.22 [I-45]. Cette déformation est attribuée à une usure non uniforme des couches métalliques en contact. Notons que ce phénomène entraîne une dégradation des performances du micro-commutateur mais ce dernier peut tout de même continuer à opérer dans une certaine mesure.



Figure I.22 Phénomène d'usure d'un microcontact métal-métal [I-45].

Le deuxième principal phénomène de défaillance est l'adhérence voir le collage de la poutre métallique mobile sur l'électrode métallique fixe. Ce phénomène peut résulter d'un échauffement trop important de la zone de contact voir une fusion de la métallisation suite au passage de courant RF au travers du contact ou suite à la transmission d'une puissance trop importante. En effet, ce phénomène de microsoudure peut induire un collage définitif du contact détruisant ainsi le composant. Cependant, beaucoup de tests ont montré des commutateurs MEMS RF ohmiques capables d'opérer après des milliards de cycles sous de faibles puissances, avant de présenter une anomalie de fonctionnement à cause de l'un ou des deux phénomènes de défaillance précédents.

IV.2.1.2. Champs d'applications

L'utilisation des commutateurs à contact ohmique est généralement privilégiée pour les applications basses fréquences. En effet, l'impédance purement résistive, présentée lorsqu'ils sont actionnés, leur permet d'opérer du continu (DC) jusqu'à des fréquences pouvant être supérieures à 50GHz (en fonction de la topologie choisie). En effet, pour des basses fréquences jusqu'à 1 GHz, les commutateurs ohmiques présentent une très forte isolation souvent supérieure à 50 dB à l'état bloqué, et des pertes d'insertion proches de 0,1 dB à l'état passant. Des performances qui ne peuvent généralement pas être atteintes avec un commutateur à contact capacitif. En revanche, les performances en isolation se dégradent généralement rapidement lorsque la fréquence augmente en fonction de la géométrie du composant.

IV.2.1.3. Exemples de composants

De nombreuses compagnies et de laboratoires de recherche universitaires (Radant MEMS, Teravicta, Omron, Rockwell, CEA-LETI, ST Microelectronics, Motorola, HRL, Samsung, l'Université américaine du Nord-Est, Berkeley, l'Université d'Illinois, l'Université du Michigan, XLIM,...) ont développé des micro-commutateurs à contacts ohmiques dans les cinq dernières années [I-16], [I-46]-[I-53].

Deux types de structures sont plus couramment développés : celles où la micro-poutre mobile est incluse dans la ligne de transmission RF et celles où la micro-poutre va simplement permettre de fermer un contact entre les deux extrémités d'une ligne de transmission coupée.

Pour le premier type de structure, la plus aboutie actuellement est celle de Radant MEMS qui présente une isolation de 27 dB et des pertes d'insertion de 0,15 dB à 20 GHz [46]. La tension d'actionnement de ce micro-commutateur varie entre 60 et 80 V et le temps de commutation de 2 à 3 μ s suivant les géométries considérées (cf. Figure I.23).

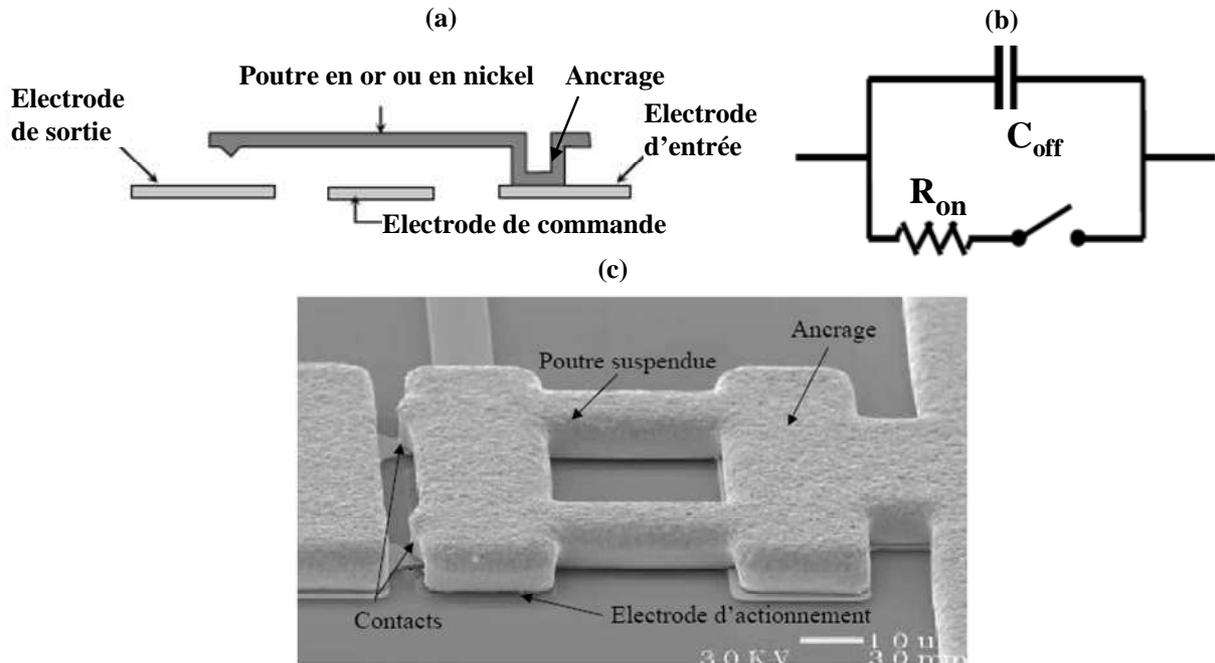


Figure I.23 Micro-commutateur de Radant MEMS (a) structure – (b) schéma équivalent électrique – (c) photographie du commutateur.

La structure a été fabriquée avec une épaisseur de métallisation importante pour rendre la poutre plus raide ce qui permet d'obtenir une fréquence de résonance mécanique élevée variant de 100 à 300 kHz en fonction de la géométrie considérée. La hauteur de la poutre au niveau du contact varie de 0,2 à 2 μ m et la résistance de contact (lorsque le micro-commutateur est actionné) varie de 1 à 1,5 Ω suivant la géométrie de la structure considérée.

En ce qui concerne le deuxième type de structure, le micro-commutateur développé par Rockwell est celui qui présente les meilleures caractéristiques (cf. Figure I.24).

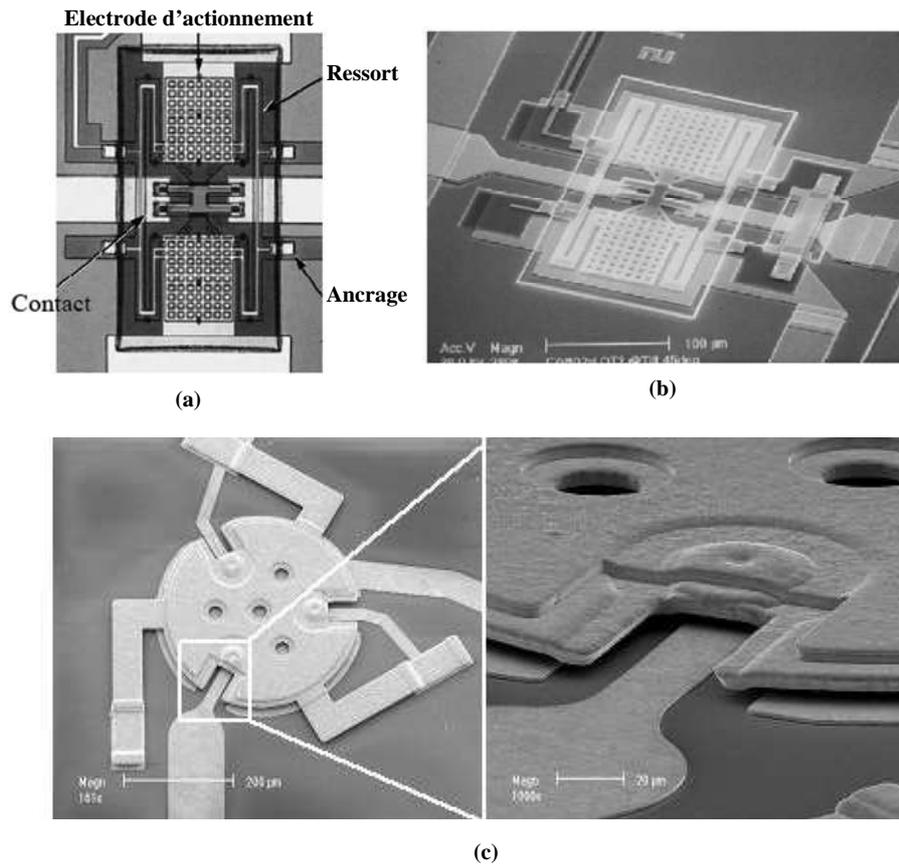


Figure I.24 Micro-commutateur de Rockwell (a) structure, (b) photographie et (c) micro-commutateur de TERAVIDTA

L'isolation présentée par le composant est meilleure que 20 dB jusqu'à 90 GHz (30 dB à 40 GHz), ses pertes d'insertion sont de 0,1 dB pour des fréquences allant de 0,1 à 50 GHz. Son temps de commutation varie de 8 à 10 µs et sa tension d'actionnement de 50 à 60 V suivant la géométrie considérée. La partie mobile de la structure est ancrée en quatre points grâce à des poutres ressorts (cf. Figure I.24 (a)) qui permettent de diminuer les tensions d'actionnement et de réduire l'influence de la température. Les électrodes d'actionnement en or ont une surface de $75 \times 75 \mu\text{m}^2$ pour une épaisseur de $0,25 \mu\text{m}$. La membrane est faite en dioxyde de silicium, elle a une épaisseur de $2 \mu\text{m}$. Le contact métallique en or a une épaisseur de variant $0,5$ à $1 \mu\text{m}$ et une hauteur variant de 2 à $2,25 \mu\text{m}$ suivant la géométrie de la structure considérée. La résistance de contact varie également en fonction de la géométrie de la structure. Lorsque celui-ci est actionné, elle est comprise entre $0,8$ et 2Ω . Les dimensions globales du composant sont d'environ $150 \mu\text{m} \times 250 \mu\text{m}$.

Un autre exemple de commutateur à contact ohmique dans une architecture innovante est celui présenté par la société TERAVIDTA. Ce commutateur se compose d'une plaque circulaire mobile suspendue au-dessus d'un substrat. Cette plaque mobile suspendue au dessus

d'actionnement, est ancrée au substrat par l'intermédiaire de trois bras de soutien (cf. Figure I.24 (c)). En appliquant une tension d'activation la partie mobile est ramenée pour entrer en contact en un point sur l'électrode RF fixe pour assurer le passage du signal, deux stoppeurs mécaniques, ayant au préalable arrêté le déplacement de la plaque sur le substrat. Ce commutateur est caractérisé par une force de contact élevée résultant en une très faible résistance de contact (0.1Ω) avec de faibles pertes d'insertion de l'ordre de 0.1 dB qui en découle et une isolation de 25 dB du DC jusqu'à 7 GHz.

IV.2.2. Les Micro-commutateurs à contact capacitif.

Dans ce paragraphe, nous allons expliquer le principe de fonctionnement d'un commutateur à contact capacitif, ses modes de défaillances et ses domaines d'applications.

IV.2.2.1. Principe

Les commutateurs MEMS RF à contact capacitif fonctionnent sur les mêmes principes que leurs homologues ohmiques. A la différence qu'une fine couche de diélectrique isolante généralement recouvre l'électrode inférieure, pour former une capacité C_{on} avec l'électrode mobile du composant lorsque le contact est fermé. La transmission du signal se fait au travers de cette capacité. La taille de la zone de contact est en principe beaucoup plus importante dans le cas d'un micro-commutateur capacitif, afin d'atteindre une impédance suffisamment faible lorsque le contact est fermé.

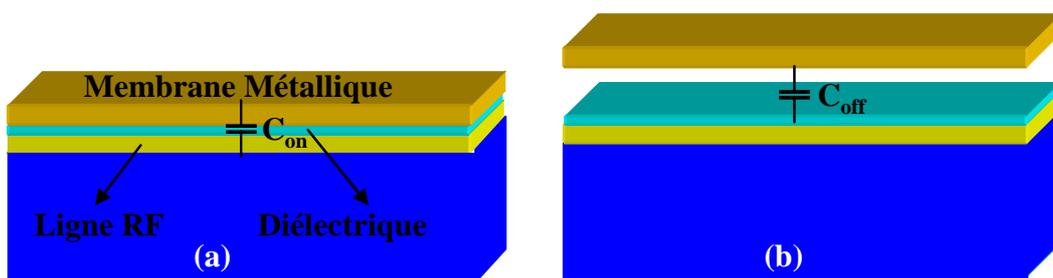


Figure I.25 Représentation schématique d'un contact capacitif à l'état actif (a) et inactif (b)

La qualité d'un contact capacitif n'est jamais aussi bonne que l'on pourrait attendre, elle dépend fortement de l'état de surface des électrodes mobiles et du film isolant et de leurs

rugosités respectives. Ainsi, la valeur maximale de la capacité idéale qui peut être obtenue par le calcul, est généralement bien supérieure à celle extraite en pratique par la mesure. Mais cette rugosité de surface peut être optimisée par le procédé de fabrication. La valeur de cette capacité C_{on} tenant en compte l'effet de la rugosité des électrodes peut être approximée en utilisant l'équation ci-dessus :

$$C_{on} = \frac{C_{dielec}}{1 + \varepsilon_r \left(\frac{\delta}{t_d} \right)} \quad (I.1)$$

Où δ est la valeur de la rugosité, ε_r est la permittivité relative, t_d l'épaisseur du diélectrique et C_{dielec} est la valeur la capacité sans tenir compte de la rugosité.

Le choix de matériau diélectrique utilisé pour assurer le contact capacitif est très important, et peut constituer un point de défaillance de ces commutateurs. En effet, la plupart du temps, et pour des raisons de simplicité, le commutateur utilise sa zone de contact, comme actionneur électrostatique (cf. Figure I.20). Dans cette configuration, le film isolant doit être capable de supporter des tensions d'activation de plusieurs dizaines de volts sans être sujet au phénomène de claquage. De plus, le phénomène de piégeage de charge dans le diélectrique sous l'effet d'une tension peut également poser un problème dans la mesure ou il induit une dérive plus ou moins important des caractéristiques de commutation (valeurs des tensions d'activation, tensions de maintien...) ce qui risque de perturber le bon fonctionnement du composant et de bloquer le dispositif dans un état non souhaité. Le choix du matériau isolant et de son épaisseur va donc influencer les performances du commutateur mais aussi la reproductibilité de ses performances à long terme.

IV.2.2.2. Champs d'applications

Les commutateurs capacitifs MEMS RF ont généralement des performances intéressantes pour des fréquences supérieures à 10 GHz puisque certains composants ont démontré de forte isolation supérieure à 40 dB pour des fréquences pouvant aller jusqu'à 120 GHz. Leurs pertes d'insertion sont généralement faibles avec des valeurs comprises entre 0,05 et 0,2 dB pour des fréquences pouvant aller de 10 GHz à 60 GHz.

Les micro-commutateurs capacitifs peuvent présenter une isolation aux hautes fréquences supérieures aux micro-commutateurs ohmiques, mais ils ont des performances en

basse fréquence limitées par le contact capacitif. Il est en effet difficile d'obtenir des valeurs de capacités très élevées à l'état bloqué et faibles à l'état passant, nécessaires à une isolation élevée aux basses fréquences.

Généralement, de part leurs performances, ces commutateurs peuvent convenir à des applications militaires hautes fréquences (radars, antennes...) ou des applications spatiales. En outre, il est également possible d'associer des commutateurs ohmiques et capacitifs dans le même dispositif [I-54], peut être une solution qui permet d'obtenir des composants opérant sur une gamme de fréquence étendue pouvant aller du DC jusqu'à 120 GHz suivant la topologie étudiée.

IV.2.2.3. Exemples de composants

Le micro-commutateur capacitif le plus mature est celui de Raytheon Systems Company (cf. Figure I.26 (a)), avec des pertes d'insertion de 0,25 dB et une isolation de 25 dB à 40 GHz [I-55][I-56]. Les tensions d'actionnement varient entre 10 et 60 V suivant la géométrie et le temps de commutation moyen est de 3 μ s. La poutre mobile est réalisée en aluminium, sa longueur est comprise entre 270 et 350 μ m et son épaisseur est de 0,5 μ m. Le diélectrique utilisé (Si_3N_4) a une épaisseur de 0,1 μ m. La capacité présentée par le composant à l'état bas (C_{off}) est comprise entre 1 et 6 pF et le rapport capacité à l'état haut/capacité à l'état bas (appelé couramment $C_{\text{on}}/C_{\text{off}}$) varie de 80 à 120 en fonction de la géométrie de la structure. On peut souligner que Raytheon a annoncé être capable de fabriquer des micro-commutateurs sur un wafer de 6 pouces avec une dérive de seulement 1,5 V sur la tension d'actionnement qui est un signe d'un procédé de fabrication très abouti.

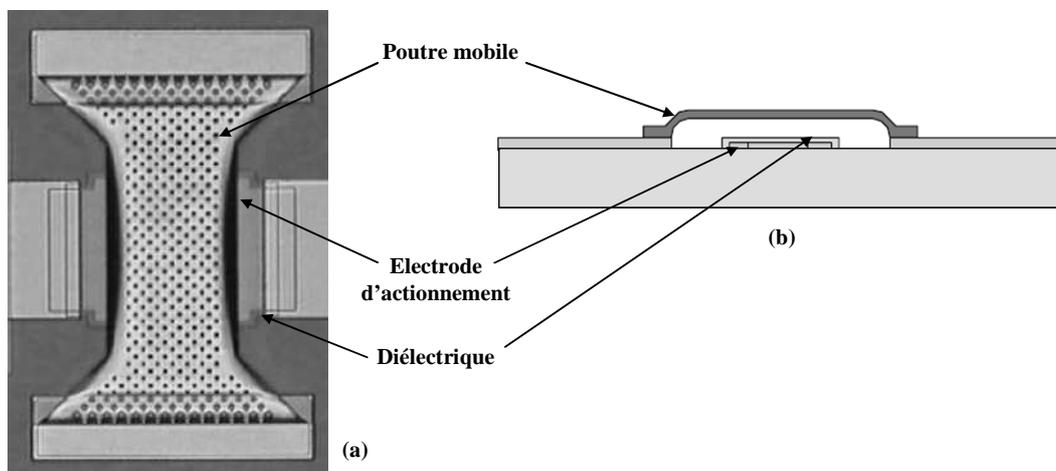


Figure I.26 (a) photographie du switch de Raytheon Systems Company – (b) vue en coupe

Il existe de nombreux autres commutateurs réalisés sur ce principe de micro-poutre de type pont à contact capacitif. Mais beaucoup souffrent d'un trop faible rapport d'impédance entre leurs deux états (lié à la qualité de leur couche diélectrique et à la rugosité de surface de leur électrode de contact), limitant ainsi leur utilisation à des fréquences élevées (>10GHz).

IV.3. Les types de configuration de micro-commutateurs MEMS RF

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes surtout intéressés aux MEMS RF de type commutateur. Ces types de composants peuvent s'implémenter sous deux configurations possibles : en série où le plus souvent des structures de type cantilever (poutre mono-encastree) sont utilisées, ou en parallèle où généralement des structures de type pont (poutre bi-encastree) sont utilisées.

Notons que, les cantilevers peuvent être également implémentés dans des configurations parallèles comme celles que nous allons utiliser dans le deuxième chapitre de ce manuscrit. Egalement pour les ponts qui peuvent être implémenté dans des configurations séries comme le commutateur du LETI [I-57] présenté par la suite.

Nous allons présenter dans ce paragraphe les topologies qui permettent de réaliser soit un commutateur série ou bien un commutateur parallèle.

IV.3.1. Configuration série

IV.3.1.1. Principe

Comme le montre la Figure I.27, une structure cantilever se prête bien à une configuration série en formant une discontinuité spatiale du conducteur central de la ligne RF. Elle est constituée d'un bout de ligne en amont, suspendue au-dessus de la ligne avale, formant ainsi une faible capacité série sur la ligne de transmission. Pour pouvoir négliger cette capacité créée par le vis-à-vis de ces deux morceaux de ligne, il est nécessaire que le gap d'air séparant ces deux bouts de ligne soit assez grand par rapport à la surface en vis-à-vis ou bien que cette surface soit d'une faible valeur. L'activation mécanique de la partie mobile permet ainsi de rompre cette discontinuité en augmentant fortement la capacité série permettant de laisser passer le signal RF.

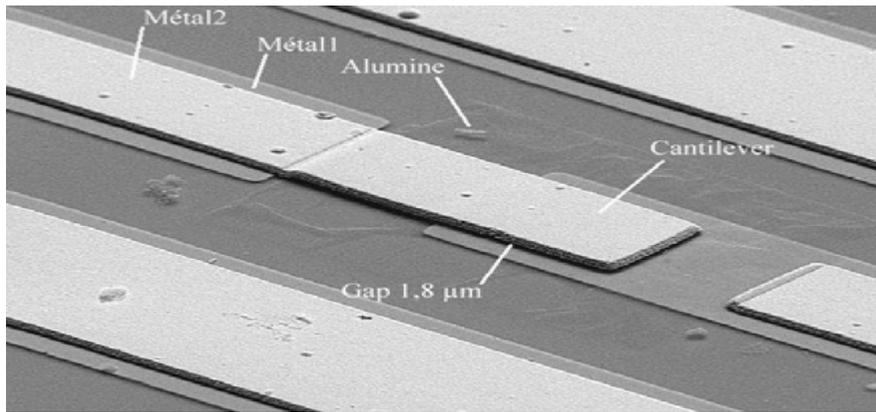


Figure I.27 Commutateur MEMS RF de type cantilever à contact capacitif.

Le contact entre la poutre mobile et son électrode inférieure peut être de type capacitif ou ohmique (le cas le plus fréquent pour amener un contraste important entre les deux états du commutateur).

IV.3.1.2. Schéma électrique équivalent des dispositifs série

Lorsque le commutateur MEMS RF est activé, un court-circuit RF plus ou moins important se présente : une résistance dans le cas d'un commutateur ohmique ou une forte capacité dans le cas d'un commutateur capacitif.

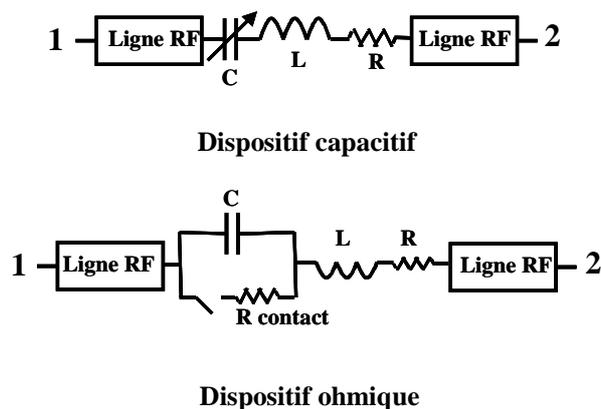


Figure I.28 Schémas électriques équivalents de dispositifs série

Dans le cas de la modélisation d'un dispositif série, les éléments localisés sont placés en série avec les lignes du signal RF, comme le montre les schémas dans la figure I.28 dans laquelle nous distinguons les deux cas correspondant à un contact ohmique ou capacitif:

IV.3.1.3. Exemple de composant : Un commutateur de type pont dans une configuration série

Pour éviter la propagation du signal au travers de la totalité de la structure mécanique du commutateur, il est possible de réaliser la poutre avec un matériau isolant, en gardant en métal la partie consacré au contact (cf. Figure I.29). Ainsi, le passage du signal RF sera limité à la zone de contact en réduisant l'inductance série du commutateur et lui permettant ainsi de pouvoir opérer sur une très large bande de fréquence jusqu'à 110 GHz comme dans le cas de [I-57]. En revanche, une telle configuration se révèle beaucoup plus complexe à fabriquer, et demande une très bonne maîtrise des contraintes internes aux matériaux structurels constituant la poutre.

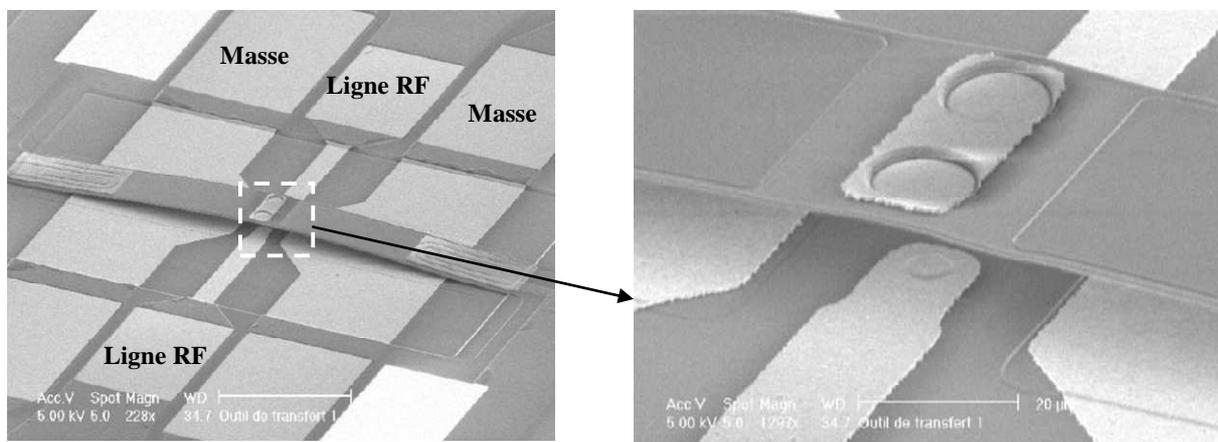


Figure I.29 Commutateur MEMS RF ohmique développé par STMicroelectronics et le LETI et XLIM [I-57]

La Figure I.29 montre un commutateur MEMS RF de type pont, avec une configuration série, basé sur un contact ohmique. On peut distinguer la discontinuité de la ligne centrale sous le pont ainsi que la partie métallique faite d'or qui assure le contact métallique lorsque le pont est à l'état bas. La poutre du pont est formée d'un diélectrique de

type nitrure de silicium avec une fine couche d'aluminium sur le dessus permettant de réaliser les électrodes d'actionnement. Ce commutateur offre une bonne isolation de l'ordre de 48 dB à 2 GHz grâce à ce faible capacité série de valeur 3,5 fF lorsqu'il est à l'état haut. Une fois actionné, et grâce au contact ohmique de type Or-Or, une résistance série de l'ordre de 1 ou 2 Ω est obtenue.

IV.3.1.4. Exemple de composant : Un commutateur de type cantilever dans une configuration série

Dans une configuration série, la micro-poutre fait partie intégrante de la ligne de transmission. En effet, dans le cas d'un cantilever, cette poutre sera ancrée à une des extrémités de la discontinuité de la ligne et suspendue au-dessus de l'autre extrémité (lieu du contact lorsque le cantilever est actionné). Cette configuration présente une isolation relativement faible (capacité à l'état ouvert assez élevée et effet parasite de l'actionnement). En revanche, les pertes d'insertion à l'état actionné seront plus faibles car cette configuration ne présente qu'un seul point de contact série.

Dans cet exemple nous présentons le cas d'un cantilever à contact capacitif implanté dans une configuration séries spécifiquement conçu pour supporter des signaux de forte puissance.

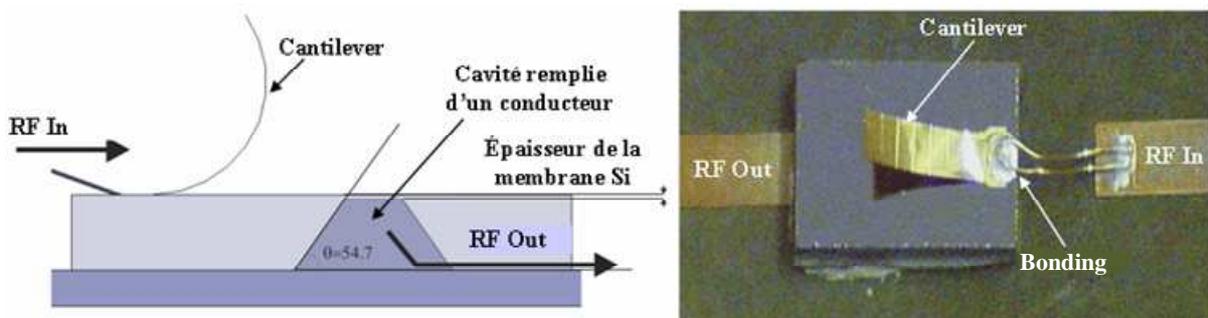


Figure I.30 Schéma et photographie d'un commutateur séries MEMS RF à contact capacitif [I-58]

Ce commutateur fabriqué par micro-usinage de surface et de volume, est composé d'une longue poutre incurvée (1mm) au dessus d'une couche de silicium à haute résistivité (HRS) couverte d'une fine couche de SiO₂. Un mode d'actionnement électrostatique est adopté pour assuré le contact de type capacitif, la différence de potentiel est appliqué entre l'ancrage et la fine membrane de silicium étant conductrice au DC, éliminant ainsi

l'obligation d'utiliser une électrode d'actionnement supplémentaire. Une cavité est gravée juste au dessous de la zone de contact pour former une membrane SiO_2/Si relativement très fine. Cette cavité est remplie par un métal conducteur pour réaliser l'électrode fixe du commutateur, l'association SiO_2/Si assurent la fonction d'isolant aux fréquences RF. Cette approche permet d'atteindre une meilleure tenue en puissance lors de la commutation à chaud, de l'ordre de 5W jusqu'à la fréquence de 10GHz.

IV.3.2. Configuration parallèle

IV.3.2.1. Principe

Dans le cadre d'une configuration parallèle, la poutre est généralement liée électriquement au potentiel de la masse formant ainsi un shunt lorsque le commutateur est activé. En position inactive, le commutateur parallèle ne dégrade quasiment pas la transmission du signal grâce à la faible valeur de la capacité présentée.

IV.3.2.2. Modèles électriques équivalents des dispositifs parallèles

La figure I.31 présente le schéma équivalent d'un micro-commutateur parallèle. C représente la capacité du commutateur capacitif. Dans le cas d'un commutateur ohmique, L représente l'inductance, R_{contact} est la résistance de contact et R la résistance présentée par la poutre métallique elle même.

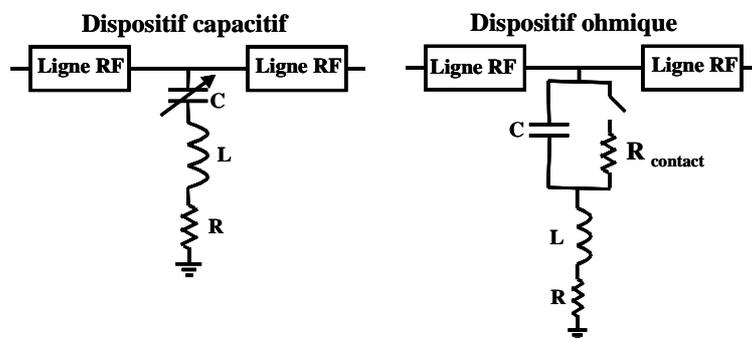


Figure I.31 Schémas équivalents de dispositif implémenté en configuration parallèle

IV.3.2.3. Exemple de composants : Un commutateur de type cantilever dans une configuration parallèle

La Figure I.32 présente un exemple de commutateur implémenté dans une configuration parallèle à partir de composant de type cantilever à contact ohmique, développé dans le laboratoire XLIM de l'université de Limoges [I-59].

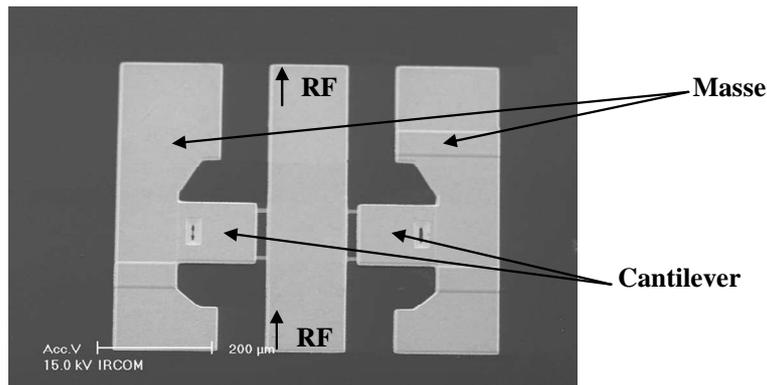


Figure I.32 Commutateur MEMS RF de type parallèle à base d'une structure cantilever XLIM [52].

Lorsque les commutateurs sont dans leur position ouverte, le signal est transmis vers la sortie sans perturbation importante grâce à la faible valeur de la capacité ramenée sur la ligne de propagation par les deux commutateurs. Lorsque les commutateurs sont actionnés, le signal est court-circuité vers la masse par les commutateurs bloquant ainsi la transmission du signal le long de la ligne. Ce composant présente une forte isolation allant de 41 dB à 2 GHz jusqu'à de 25 dB à 25 GHz et des pertes d'insertion meilleures que 0.2 dB du DC jusqu'à 25 GHz. En effet, aux basses fréquences, ces performances dépendent de la faible valeur de la résistance de contact globale (0.25 Ω dans ce cas). Tandis que, aux hautes fréquences, l'influence de l'inductance présentée par les cantilevers (≈ 10 pH) domine le niveau d'atténuation du signal. Une tension continue de l'ordre de 45V est appliquée pour assurer l'activation du dispositif.

Cette configuration sera prise en considération dans le second chapitre de ce manuscrit, pour la conception d'une cellule élémentaire de commutation et qui sera la base de conception des fonctions de commutation complexes capables d'opérer autour de 30 GHz.

IV.3.2.4. Exemple de composants : Un commutateur de type pont dans une configuration parallèle

Dans cet exemple, un commutateur de type pont est implémenté en parallèle sur une ligne coplanaire permettant ainsi la commutation du signal RF. C'est la topologie la plus utilisée dans une configuration parallèle, elle est particulièrement intéressante pour la conception de complexe systèmes de commutation utilisant une technologie coplanaire, grâce à la simplicité de connexion des masses CPW entre elles.

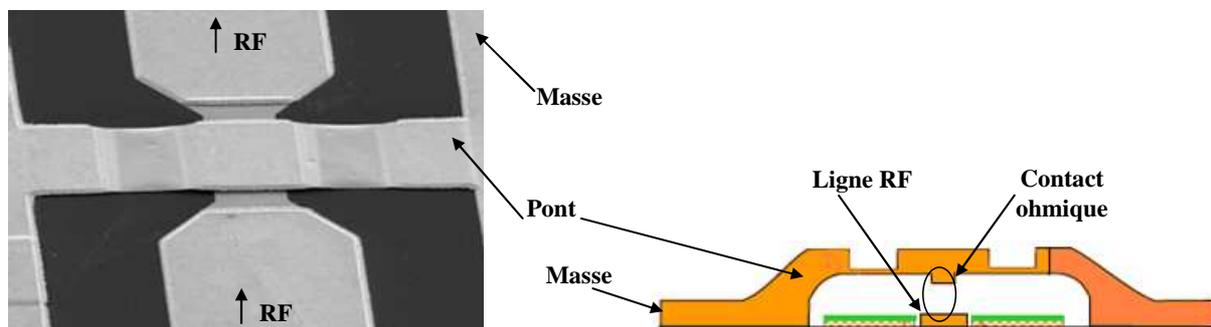


Figure I.33 Commutateur MEMS RF de type pont en parallèle sur une ligne coplanaire [52]

Les ancrages de la micro-poutre utilisée se situent au niveau des plans de masse de la ligne coplanaire, la poutre est suspendue à $1.8 \mu\text{m}$ au dessus du conducteur centrale de cette ligne (cf. Figure I.33). En terme de performances, ce commutateur présente une isolation meilleure que 36 dB à 2 GHz et que 22 dB à 25 GHz. ces performances s'avèrent légèrement moins bonne par rapport au commutateur présenté précédent qui utilise de deux cantilevers, cela est due à la valeur de la résistance de contact (0.5Ω) et de la valeur de l'inductance ($\approx 15\text{pH}$) qui s'avère dans ce cas plus importante. Les pertes d'insertion sont de 0,12 dB du DC jusqu'à la fréquence 25 GHz, un peu mieux que le commutateur précédent, cela s'explique par une meilleure adaptation du composant. Une tension continue de l'ordre de 55V est appliquée au niveau de la ligne centrale pour assurer l'activation du dispositif. Cependant, le point faible de ce type de pont est sa forte sensibilité à la variation de la température. En effet, contrairement à la structure de type cantilever, la raideur de la poutre mobile en tension, va fortement diminuer lorsque la température va augmenter.

V. Modes d'actionnement

La déformation mécanique et la mise en mouvement des micro-commutateurs MEMS nécessitent l'action d'une force extérieure. Grâce à un système d'actionnement, des électrodes et des lignes de polarisation, cette force est appliquée sur les zones déformables du composant. Plusieurs modes d'actionnement sont couramment utilisés pour assurer cette force [I-60], [I-18], [I-62], [I-63] qui peuvent être de nature électrostatique, électrothermique, magnétique ou piézoélectrique. Nous allons présenter, dans le paragraphe suivant, les principaux modes d'actionnement les plus utilisés jusqu'à présent.

V.1. Actionnement magnétique :

V.1.1. Principe

Le principe de ce mode d'activation est basé sur la force induite sur un matériau ferromagnétique (basé sur les propriétés de certains corps qui s'aimantent très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur) se trouvant sous l'influence d'un champ magnétique (cf. Figure I.34). Ainsi, la poutre d'un micro-commutateur MEMS RF formée d'une couche d'un matériau ferromagnétique va subir une variation de forme sous l'effet d'un champ magnétique appliqué.

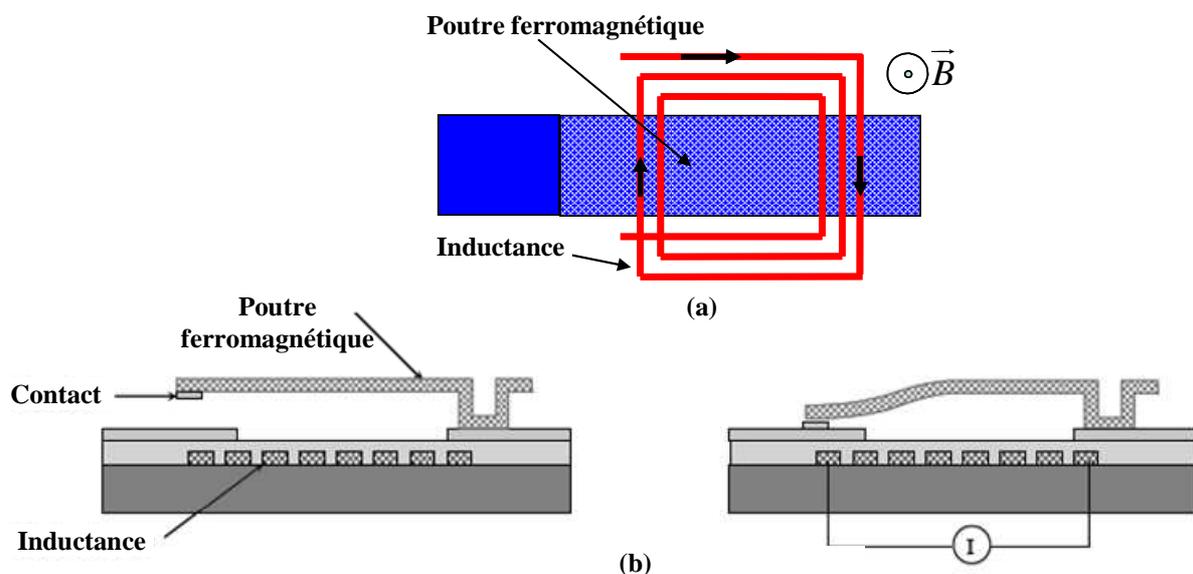


Figure I.34 Mise en œuvre d'une commande magnétique (a) vue de dessus (b) vue en coupe [I-64][I-64]

La force d'origine magnétique, résulte du champ magnétique qui est créé par le passage d'un courant dans une inductance située sous le MEMS ou à proximité de celui-ci. Elle permettra d'activer le composant MEMS RF. L'inconvénient majeur de ce mode d'actionnement réside dans la forte consommation de courant et donc de puissance qui reste un point critique dans la plupart des applications. En effet, cette consommation peut être forte parce qu'elle dépend de la durée de maintien du MEMS à l'état actif.

Un second principe d'actionnement magnétique qui peut être utilisé est basé sur le phénomène de magnétostriction, représentant la variation des dimensions d'un matériau magnétique sous l'effet d'un champ magnétique. Une magnétostriction est dite négative lorsque le matériau se contracte dans la même direction que le champ magnétique avec une expansion dans la direction perpendiculaire à celui-ci. En effet, les domaines magnétiques des matériaux magnétostrictifs sont orientés aléatoirement. Ainsi, lorsqu'un champ magnétique est appliqué, ces domaines s'orientent perpendiculairement à sa direction, ce qui entraîne une dilatation du matériau dans cette direction et une contraction dans l'autre (Figure I.35) [I-65].

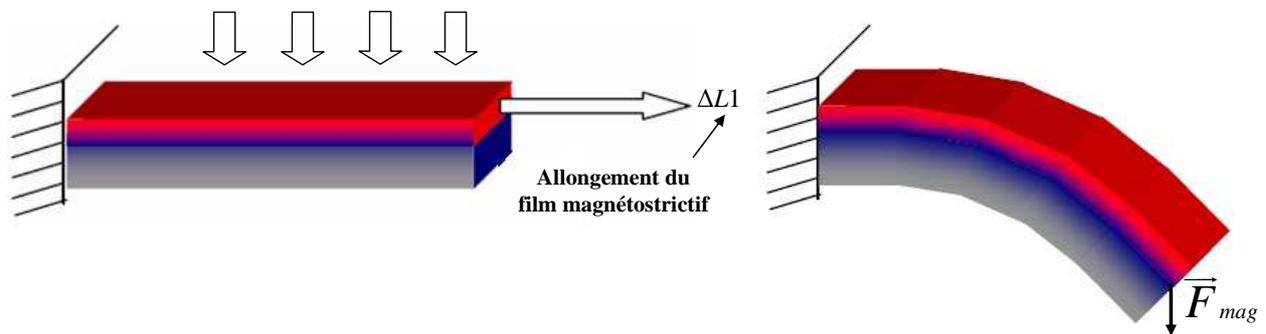


Figure I.35 Schéma de fonctionnement d'un actionneur magnétostrictif de type bilame [I-65]

V.1.2. Exemples de composants

Pour minimiser cette consommation en courant, une solution consiste à utiliser une structure bistable comme celle développée par la société Microlab [I-65]. Ce micro-commutateur à contact ohmique a la particularité d'être actionné par une commande magnétique. Il se présente sous la forme d'une micro-poutre de type cantilever bistable (à deux états), réalisée à partir d'un matériau magnétique (cf. figure I -32). Un pic de courant envoyé dans l'inductance placée sous la poutre, permet de modifier la magnétisation du

cantilever. Le champ magnétique généré par l'aimant permanent placé sous le composant, permet d'actionner le cantilever et de rendre passant le commutateur.

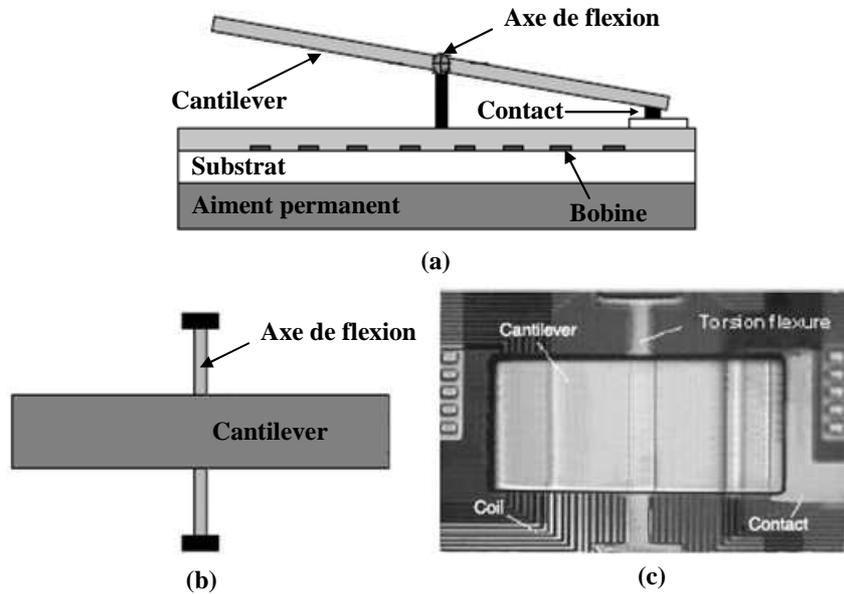


Figure I.36 Commutateur à commande magnétique développé par Microlab [59] (a) vue de coupe (b) vue de dessus (c) photographie

Une fois actionné, le cantilever se maintient dans cette nouvelle position sous l'effet de l'aimant permanent. En inversant la polarité du pic de courant, la magnétisation du cantilever est inversée, il bascule alors dans l'autre sens et revient dans sa position initiale. Une fois dans l'une de ses deux positions, la structure ne nécessite plus que du courant soit appliqué dans l'inductance. Cette méthode permet ainsi de limiter la puissance consommée pour actionner le composant. Le commutateur présente de très bonnes performances avec de faibles pertes d'insertion (résistance de contact $<0.5\Omega$ liée aux fortes forces de contact générées par ce type d'actionnement) de l'ordre de 0.2 dB et une isolation de 50 dB à 5GHz. Le courant et la tension d'actionnement sont de l'ordre de 80-120 mA et 5-6 V respectivement. Ce qui représente une énergie nécessaire à la commutation de 200 μ J sur un temps de commutation de 0.4 ms.

La Figure I.37 présente un autre exemple d'un micro-relais à actionnement hybride [I-67] composé d'une bobine pour la génération du champ magnétique et d'une poutre cantilever formée d'un matériau ferromagnétique (Fe-Ni). Pour limiter la consommation du courant, cet

actionnement est complété par une force électrostatique pour maintenir la poutre dans sa position basse. Ainsi, cette combinaison permet de bénéficier des fortes amplitudes des forces d'origine magnétiques et de la faible consommation de courant du mode électrostatique que nous détaillerons plus tard dans ce paragraphe.

Le champ magnétique crée un moment de fléchissement au niveau du cantilever, ce qui entraîne une déflexion qui provoque un contact électrique permettant ainsi la transmission du signal entre les deux bouts de la ligne de transmission. En terme de performance, ce commutateur présente une isolation et des pertes d'insertion de l'ordre de 52 dB et de 0.1 dB respectivement à 5 GHz. Avec un courant d'actionnement de 53mA et une tension d'actionnement de 2 V. L'énergie consommée durant l'activation est de 40.3 μ J sur le temps de commutation de 0.1 ms.

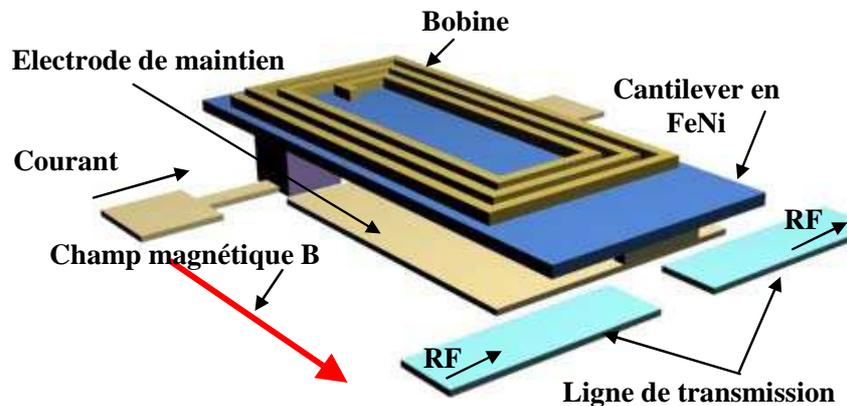


Figure I.37 Micro-relais à actionnement magnétostrictif et maintien électrostatique [I-67]

Ces performances montrent bien que le mode d'actionnement hybride (électrostatique + magnétique), présenté dans cet exemple possède des meilleures performances que celui utilisé pour le commutateur Microlab présenté précédemment. Les performances globales sont améliorées, surtout en terme de consommation énergétique tout en conservant de très bonnes performances électriques.

V.1.3. Avantages et inconvénients

En général, l'actionnement magnétique est beaucoup moins employé que les autres modes d'actionnement. Ceci s'explique, d'une part par la consommation importante de courant électrique liée à la forte valeur de résistance de l'inductance utilisée, et d'autre part

par la complexité de fabrication, d'utilisation et surtout d'intégration de ce type d'actionneur. En effet, pour générer les intensités de champ magnétique nécessaires à l'actionnement, une inductance de forte valeur doit être intégrée dans le composant. Elle augmente ainsi fortement la surface occupée par le composant et nécessite un packaging spécifique afin de ne pas perturber d'autres commutateurs ou dispositifs intégrés avec cette dernière.

Cependant, le principal avantage majeur de l'actionnement magnétique est de permettre la génération de forces très importantes de l'ordre de la dizaine de millinewton, permettant d'exercer de fortes pressions de contact sur un contact métal-métal et donc d'atteindre de très bonnes résistances de contact et cela d'une manière très reproductible. D'autre part, les tensions nécessaires à la commande magnétique sont inférieures à 5V et restent compatibles avec les applications CMOS.

Malgré ses avantages, nous ne pouvons pas adopter ce mode d'actionnement. La complexité technologique de ce procédé due aux matériaux ferromagnétiques, ainsi que la consommation importante du courant électrique et la taille non négligeable de ces dispositifs rendent ce mode d'actionnement loin d'être considéré dans le cadre de notre projet.

V.2. Activation piézoélectrique :

V.2.1. Principe

Certains matériaux ont la propriété de se polariser électriquement sous l'effet d'une force mécanique (effet direct) et, réciproquement, de se déformer lorsqu'on leur applique un champ électrique (effet inverse), cette propriété est appelée la piézoélectricité. En effet, l'application d'un champ électrique à une structure mobile contenant une poutre, composée d'une couche de matériau piézoélectrique, entraîne un déplacement de la structure suivant une direction dépendant du signe de la polarisation (cf. Figure I.38). En inversant la polarité de la tension appliquée à la couche, celle-ci se rétracte, contraignant ainsi la micro-poutre à revenir dans sa position initiale. Pour réaliser des micro-commutateurs, cette propriété permettrait d'augmenter la constante de raideur de la structure. Notons aussi que les temps d'activation de ce type de structure sont relativement minimes de l'ordre de la microseconde, pour des tensions d'activation variant autour de 20 V [I-68]. Le matériau piézoélectrique principal

utilisé jusqu'à présent est le PZT (Titanate Zirconate de Plomb) pour son fort coefficient piézoélectrique.

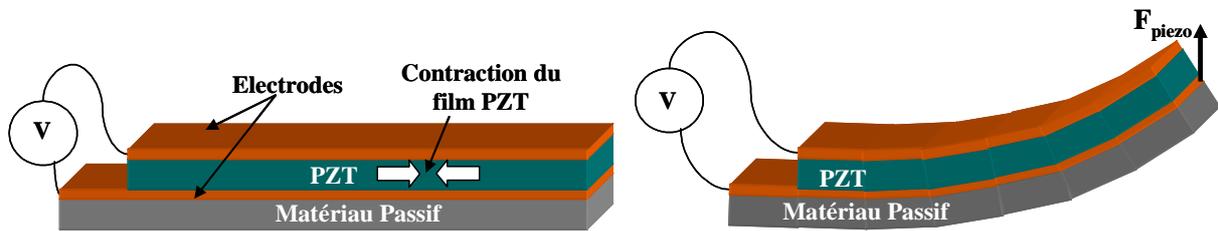


Figure I.38 Schéma de fonctionnement d'un actionneur piézoélectrique de type bilame [I-69]

V.2.2. Exemples de composants

La Figure I.39 présente un micro-relais à actionnement piézoélectrique [I-70] l'actionnement s'effectue par le moyen d'un cantilever. Un film piézoélectrique est disposé entre deux électrodes et est placé sur une poutre micro-usinée en silicium. L'application d'une différence de potentiel entre les deux électrodes entraîne la contraction du film piézoélectrique, et produit un moment de flexion qui induit une déflexion du cantilever vers la ligne du signal jusqu'à l'établissement d'un contact. En termes de performance, ce micro-relais présente une isolation meilleure que 42 dB avec des pertes d'insertion de 0.2 dB à 5 GHz et cela pour une tension d'actionnement de 2.5 V seulement, une valeur relativement faible par rapport aux autres modes d'actionnement.

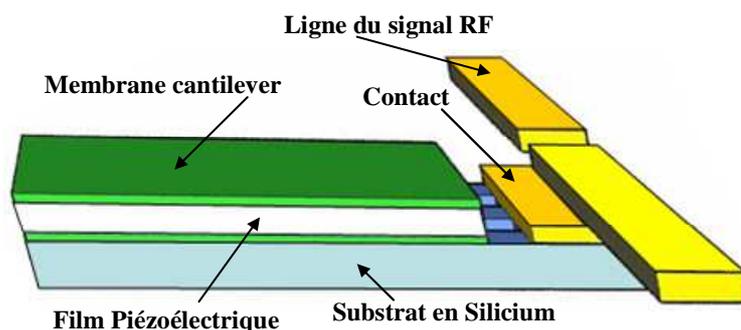


Figure I.39 Micro-relais à actionnement piézoélectrique et déplacement hors plan [I-70]

V.2.3. Avantages et inconvénients

L'actionnement piézoélectrique est assez peu utilisé à l'heure actuelle, en raison des températures élevées généralement nécessaires pour réaliser le dépôt d'un film

piézoélectrique avec des propriétés de déformation suffisantes pour assurer le déplacement des structures déformables sur des distances importantes. Typiquement, ces températures sont supérieures à 600°C, ce qui est généralement incompatible avec les procédés de fabrication de l'électronique classique.

Les avantages de l'actionnement piézoélectrique sont l'amplitude importante des forces générées, et les vitesses d'actionnement généralement courtes (de l'ordre de quelques microsecondes). Les tensions de polarisation du matériau piézoélectrique sont généralement de l'ordre de quelques volts et l'amplitude de la déflexion imposée à la structure dépend de l'épaisseur du matériau utilisé et de ses propriétés mécaniques intrinsèques.

D'autre part, la dilatation de la couche piézoélectrique étant progressive avec l'augmentation de la tension d'actionnement, la déflexion de la micro-poutre peut être continue. Par conséquent, l'actionnement piézoélectrique semble très intéressant pour réaliser des capacités variables analogiques avec un accord important [I-71], ce que ne permet pas un actionnement électrostatique par exemple.

V.3. L'actionnement thermique

V.3.1. Principe

L'actionnement électrothermique se base sur le principe de dilatation thermique des matériaux lorsque leur température augmente [I-72],[I-73]. Cette dilatation entraîne une modification des contraintes pouvant donner suite à un certain déplacement.

Deux principes ont été utilisés jusqu'à présent, pour intégrer l'actionnement électrothermique dans des microsystèmes: soit en utilisant des couches de matériaux avec des coefficients de dilatation thermique différents, soit en disposant des structures géométriques non symétriques composées d'un seul matériau. Le premier principe est expliqué par le schéma donné par la figure I.40.

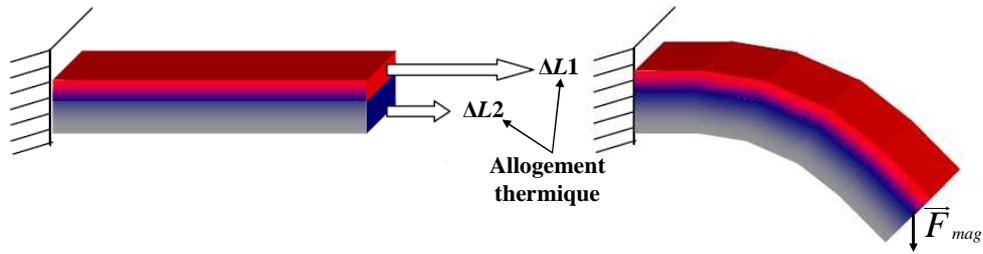


Figure I.40 Schéma de principe (vue transversale) d'un bilame thermique.

Le bilame est composé de deux matériaux différents superposés ayant chacun un coefficient d'expansion thermique différent, et donc qui ne se dilatent pas de la même manière. Ceci provoque une courbure de la structure et un déplacement de son extrémité mobile. La superposition des deux couches de matériaux avec deux coefficients thermiques différents permet d'avoir un déplacement vertical plus important par rapport à la dilatation obtenue pour une seule couche d'un seul matériau.

En revanche, le deuxième principe d'actionnement thermique utilise un seul matériau, mais avec des différences de géométrie dans un même niveau structurel pour engendrer des déplacements comme ceux illustrés par la Figure I.41.

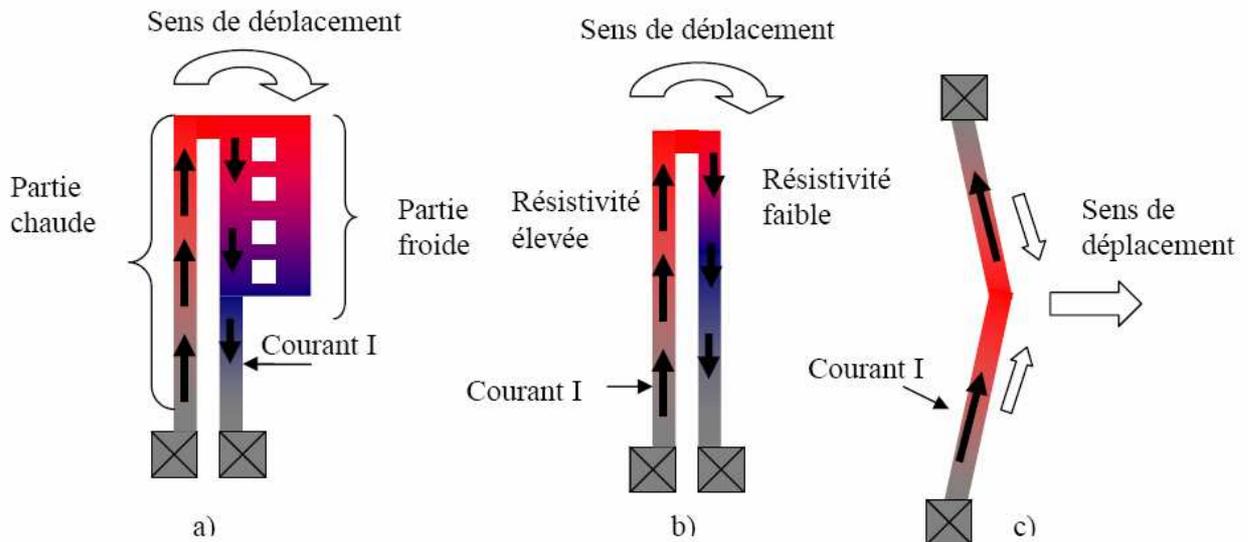


Figure I.41 Schéma de fonctionnement de différents actionneurs thermiques dans le plan [I-74][I-75][I-76]

Avec ce deuxième type de structure, on obtient un déplacement parallèle au plan du substrat (latéral). La différence de taille entre les deux armatures de l'actionneur provoque une différence de densité de courant à l'intérieur des deux armatures lors du passage d'un courant. Cette différence de densité de courant provoque un allongement différent pour les deux bras ce qui entraîne un fléchissement de la structure dans le même plan des bras (sens indiqué par la flèche dans la Figure I.41).

V.3.2. Exemples de composants

Après avoir exposé les phénomènes physiques associés aux effets thermiques, nous allons donner dans ce paragraphe quelques exemples de structures réalisées mettant en œuvre ce type d'actionnement.

V.3.2.1. Déplacement hors plan

La figure I.42 présente un exemple [I-77] d'une structure utilisant une poutre mono-encastree (cantilever) bilame en forme de U à activation hybride. La poutre cantilever est composée de deux couches l'une en oxyde de silicium et l'autre en siliciure de tantale ($TaSi_2$). Les contraintes résiduelles de ces différentes couches, entraînent un flambement initial qui permet d'obtenir une bonne isolation. Comme le coefficient de dilatation thermique du siliciure de tantale est plus grand que celui de l'oxyde de silicium et après le passage d'un courant à travers la structure provoquant ainsi une augmentation de température par effet Joule, un déplacement vertical aura lieu en direction de la ligne à commuter. Lorsque la température est suffisante, le contact électrique est réalisé.

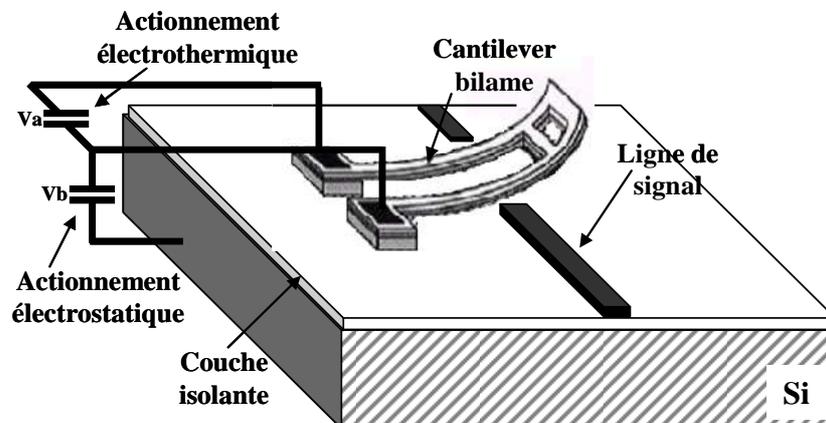


Figure I.42 Micro-relais à actionnement électrothermique et déplacement hors plan [I-77]

Ensuite, dans cet exemple, l'actionnement thermique est complété par un actionnement électrostatique c'est-à-dire lorsque la poutre atteint sa position de contact, une différence de potentiel est appliquée entre le cantilever et une électrode d'actionnement déposée sur le substrat, pour la maintenir dans cette position. En ce moment, l'actionnement thermique peut être arrêté en coupant la propagation du courant dans la structure bilame. L'intérêt de ce type d'actionnement hybride est la limitation de la consommation importante de courant nécessaire pour garder la poutre dans son état bas.

Sur le même principe d'actionnement, nous présentons dans la Figure I.43 le cas d'une poutre bi-encastree [I-78], actionnée par une combinaison thermique et électrostatique. Cette structure est composée d'une couche d'oxyde de silicium, d'un élément chauffant située à l'intérieur de l'oxyde et d'une partie métallique (pour l'effet bilame). Une fois actionné thermiquement, un actionnement électrostatique vient ensuite prendre le relais, pour verrouiller le contact jusqu'au changement d'état du micro-commutateur. Ce commutateur présente une isolation de 57 dB et des pertes d'insertion de 0.18 dB à 2 GHz.

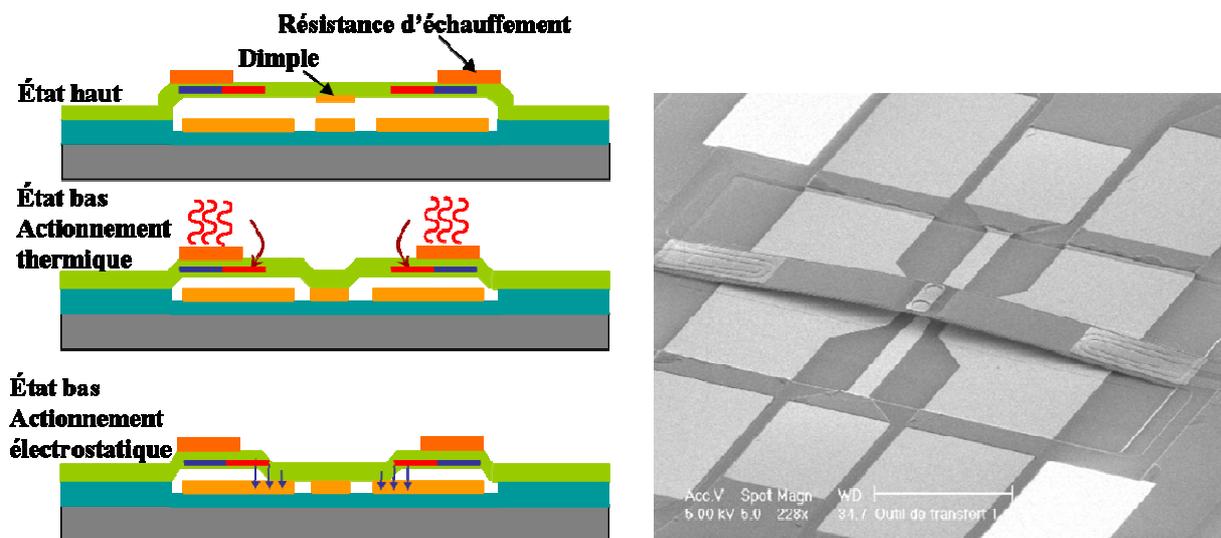


Figure I.43 Micro relais à actionnement électrothermique et déplacement hors plan [I-78]

V.3.2.2. Déplacement latéral

Dans la Figure I.44, nous présentons l'exemple [I-79] d'une structure en polysilicium en forme de chevron qui permet un déplacement mécanique dans le plan. Cette géométrie permet d'augmenter la déformation de façon proportionnelle à l'angle formé par les bras. Lorsqu'un courant électrique passe à travers la structure, une augmentation de

température induit une expansion thermique du matériau. Cette expansion entraîne une élongation des bras provoquant un déplacement latéral jusqu'à ce que le contact avec la ligne à commuter se produise.

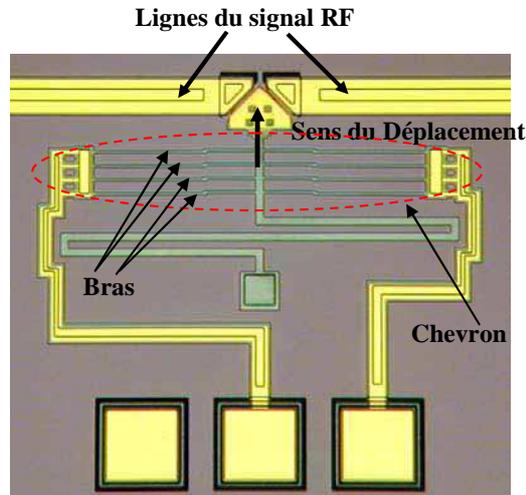


Figure I.44 Micro-relais à actionnement électrothermique et déplacement dans le plan [I-79]

L'actionnement thermique dans ce micro-relais est assuré par une combinaison de quatre bras en chevron reliés entre eux comme le montre la figure I.44, l'association de ces bras n'augmente pas le déplacement due à l'échauffement, mais augmente significativement la force de contact, ce qui implique un meilleur contact qui est dans ce cas de type ohmique, cette amélioration de la résistance de contact se traduisant par la réduction des pertes d'insertion. En revanche, les performances ce type de relais sont limités par le flambement de la structure lorsque celui-ci opère aux hautes températures. En terme de performance, ce micro-relais présente des pertes d'insertion meilleures de 0.2 dB et une isolation de 10 dB du DC jusqu'à 7 GHz.

V.3.3. Avantages et inconvénients

Le passage d'un courant dans ce type d'actionnement est utilisé pour chauffer les matériaux, ce qui peut induire une forte consommation électrique surtout pour garder le dispositif dans son état actif. En effet, un courant de quelques milliampères est généralement nécessaire pendant toute la durée de l'actionnement, y compris pendant le maintien en position défléchie de la structure. La puissance consommée peut donc être très élevée. En revanche, ce mode d'actionnement nécessite de faibles valeurs de tension et il permet de

générer des forces importantes, de l'ordre du millinewton, ce qui rend son utilisation intéressante dans le cas de grands déplacements.

Le mode d'actionnement thermique est également pénalisé par le temps nécessaire pour chauffer le matériau dilatable et son inertie. Les vitesses de commutation des composants, munis de cette commande thermique, sont généralement 10 à 100 fois supérieures à celles d'un actionnement électrostatique. De plus, l'actionnement thermique nécessite plus d'étapes de réalisation et semble plus difficile à intégrer qu'une simple commande électrostatique.

V.4. Actionnement Electrostatique

Ce principe d'actionnement est à l'heure actuelle le plus utilisé, essentiellement pour sa simplicité de mise en œuvre. Nous allons présenter dans ce paragraphe les phénomènes mis en jeu lors de cet actionnement, ses avantages et ses inconvénients, ainsi que quelques exemples de structures réalisées sur ce même principe.

V.4.1. Principe

Pour qu'un actionnement électrostatique ait lieu dans une structure, il faut qu'elle ait au moins une électrode mobile et une autre fixe. En appliquant une différence de potentiel entre ces deux électrodes un champ électrique s'installe qui génère une force attractive qui attire l'électrode mobile vers l'électrode fixe. Dans le cas d'un actionneur hors plan, la tension à partir de laquelle l'électrode mobile vient s'effondrer sur l'électrode fixe est appelée « tension de seuil ou tension d'effondrement ».

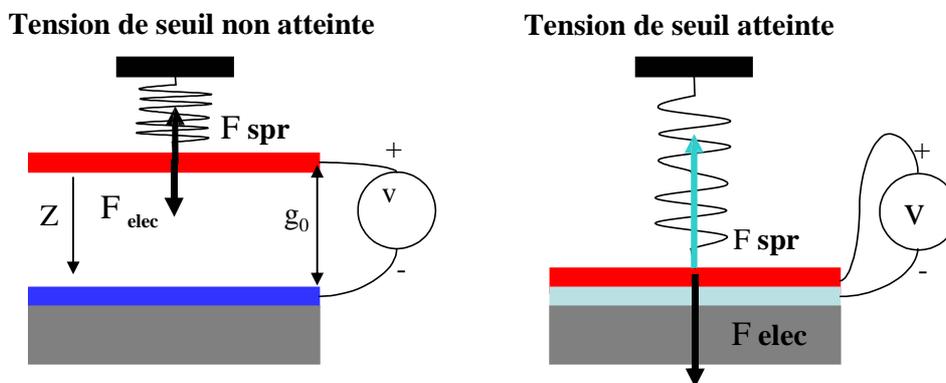


Figure I.45 Schéma illustrant le principe de fonctionnement d'un actionneur électrostatique.

En effet la zone de déplacement stable est limitée par un phénomène d'instabilité au-delà de cette tension de seuil. Pour revenir à l'état ouvert, la tension d'actionnement est supprimée, l'électrode mobile revient à sa position initiale de part la rigidité mécanique de l'électrode mobile défléchie. La figure I.45 illustre le principe de fonctionnement d'un actionneur électrostatique.

Lors de la polarisation des électrodes, une différence de potentiel s'installe entre les deux, l'électrode mobile est attirée électro-statiquement sous l'effet d'une force notée $\overrightarrow{F_{elec}}$. La rigidité de la poutre mobile s'oppose à ce déplacement, sous la forme d'une force de rappel $\overrightarrow{F_{spr}}$ considérée comme linéaire avec le déplacement et qui peut être modélisée comme l'effet d'un ressort.

La force électrostatique appliquée sur la poutre mobile est directement liée à la quantité de charge, Q, présente dans la poutre et l'électrode fixe par l'expression $F_e = \frac{1}{2} QE$ où E est le champ électrostatique crée par la différence de potentiel appliquée. En remplaçant Q et E respectivement par $\frac{\epsilon_0 S}{g_0} V$ (d'après l'expression des charges dans un condensateur polarisé) et $\frac{V}{g_0}$ (d'après le théorème de Gauss), on obtient alors l'expression de la force électrostatique :

$$F_{elec} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2 \epsilon_r}{(g_0 - Z)^2} \quad (I.2)$$

Où ϵ_0 : la permittivité du vide ($8.854.10^{-12} F/m$).

$\epsilon_r = 1$: le diélectrique dans notre cas est l'air.

S : la surface en regard commune entre la poutre et son électrode fixe.

V : la différence de potentiel appliquée entre les armatures.

g_0 : le gap séparant initialement les deux électrodes.

z : déplacement de la poutre mobile vers l'électrode.

La force mécanique de rappel dépend de la raideur k de la poutre, un paramètre lié à la géométrie et au matériau constituant la poutre mobile. L'expression de la force mécanique de rappel est donné par :

$$\overrightarrow{F}_{spr} = K * z \overrightarrow{e}_z \quad (I.3)$$

La force électrostatique augmente plus rapidement que la force de rappel avec z , il existe tension de seuil pour laquelle la poutre s'effondre brusquement sur l'électrode fixe. Cette tension peut être déterminée en considérant la rupture de l'état d'équilibre de la structure.

$$F_e = F_m \Leftrightarrow V = \sqrt{\frac{4Kz(g_0 - z)^2}{\epsilon_0 S}} \quad (I.4)$$

La Figure I.46 présente la variation du déflexion d'une poutre mobile en fonction de la tension appliquée, pour une poutre suspendue de $2 \mu\text{m}$ au dessus de son électrode d'actionnement avec en regard une surface de $15 \times 10 \mu\text{m}^2$.

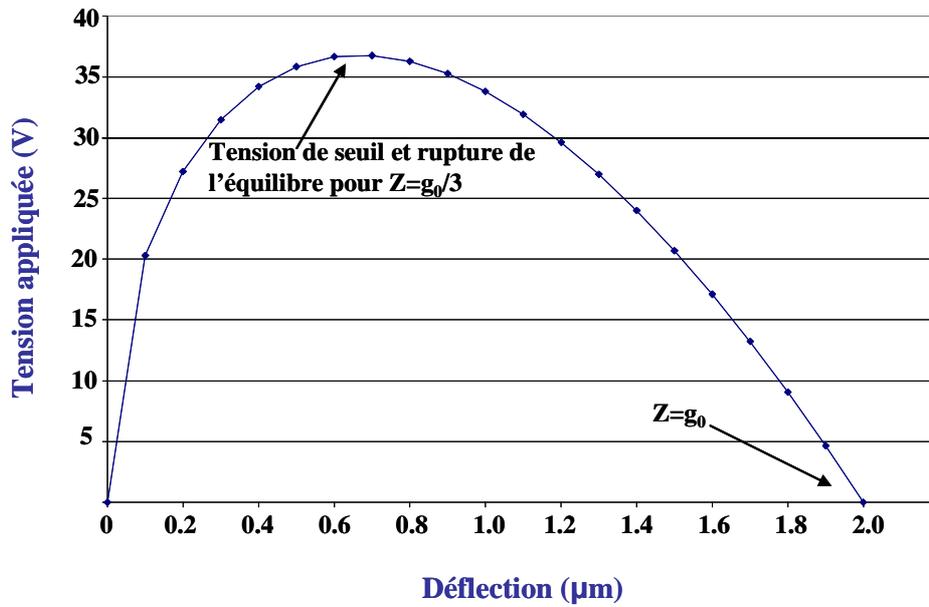


Figure I.46 Déflexion de la poutre en fonction de la tension appliquée.

Comme nous pouvons constater que la tension de seuil de la structure correspond au point d'inflexion de la courbe qui correspond à la valeur $Z = \frac{g_0}{3}$ et qui a donc pour expression :

$$V_{seuil} = \sqrt{\frac{8Kg_0}{27\epsilon_0 S}} \quad (I.5)$$

V.4.2. Exemples de composants

V.4.2.1. Déplacement hors plan

Il existe plusieurs types d'interrupteur à actionneur électrostatique hors plan, les structures de type pont et les cantilevers sont parmi les plus utilisées.

La structure dans la Figure I.47 est basé sur un cantilever multicouches oxyde de silicium/or/oxyde de silicium[I-80]. Son extrémité est constituée d'un contacteur métallique qui permet d'assurer la commutation du signal RF. La poutre mobile dont une partie est métallique peut être polarisée pour entrer en contact avec l'électrode fixe qui est constituée par le substrat de silicium. Les couches d'oxyde de silicium constituent des couches isolantes qui ont pour rôle d'empêcher les courts circuits entre l'électrode d'actionnement et la poutre mobile. Grâce au flambement initial de la structure qui est induit par les contraintes résiduelles, une forte isolation peut être ainsi obtenue dans l'état non actionné. En appliquant une différence de potentiel entre la métallisation d'or de la poutre et l'électrode d'actionnement, une force électrostatique ainsi créée permet d'abaisser la barre de contact afin de refermer la discontinuité de la ligne.

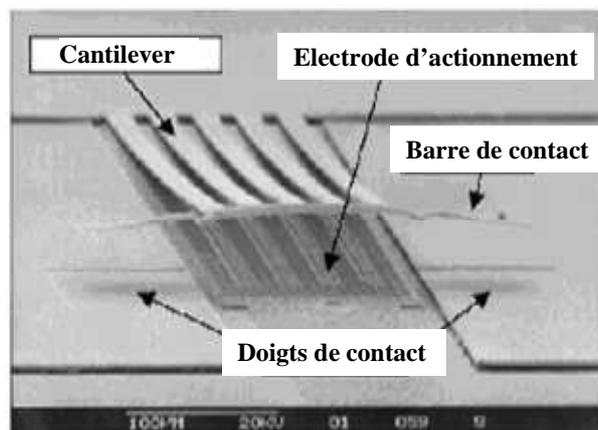


Figure I.47 Micro-relais à actionnement électrostatique hors plan [I-80]

V.4.2.2. Déplacement dans le plan

Le principe décrit précédemment est le principe de base utilisé ainsi par de nombreuses structures à actionnement électrostatique. La Figure I.48 présente un micro-relais[I-81] muni d'un actionnement électrostatique latéral.

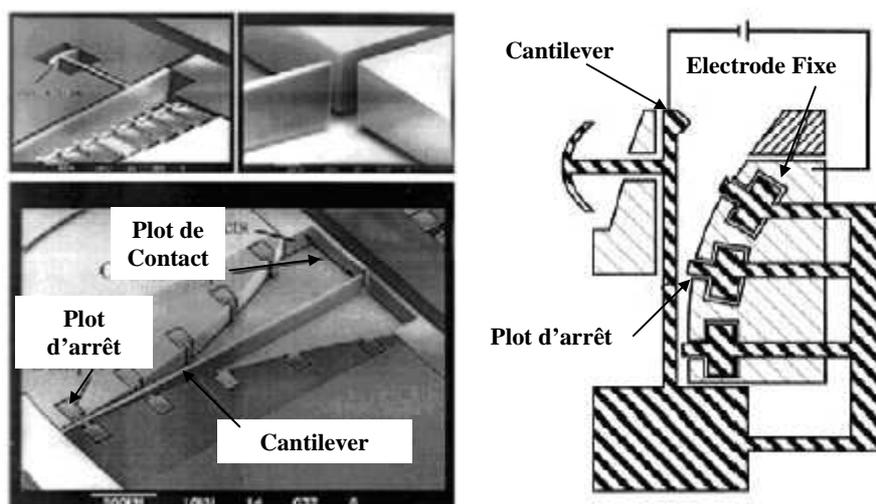


Figure I.48 Micro-relais à actionnement électrostatique et déplacement dans le plan [I-81]

Dans l'exemple ci-dessus, la forme incurvée de l'électrode fixe de la structure est un avantage, puisqu'il lui permet de profiter d'un effet « zip » qui se traduit par une fermeture brusque, diminuant ainsi la tension d'actionnement. À l'extrémité du cantilever on peut distinguer les plots de contacts. Des plots d'arrêt ont été soigneusement placés pour empêcher le cantilever d'entrer en contact avec les électrodes d'actionnement. La fabrication de ce dispositif se fait par gravure profonde du silicium et exige seulement trois niveaux de masques. Ce micro-relais, à actionnement latéral, offre une excellente isolation liée à la distance importante séparant les deux électrodes, ainsi qu'un très bon comportement en dynamique. Cependant, son temps de commutation est relativement élevé ($30 \mu\text{s}$) face à un actionnement électrostatique dans le plan ($5 \mu\text{s}$).

V.4.3. Avantages et inconvénients

Le principe de l'activation électrostatique souffre d'un inconvénient majeur lié généralement à sa tension d'actionnement nécessaire relativement élevée. D'autre part, ce type d'actionnement induit en général un phénomène d'instabilité qui limite la plage d'utilisation linéaire du composant. Dans notre cas, le phénomène d'instabilité peut s'avérer être un avantage, dans la mesure où il va limiter la valeur de la tension d'actionnement à appliquer pour amener notre poutre jusqu'au contact.

En effet, notre micro-commutateur est généralement utilisé entre deux états bien établis, un état ouvert et un état fermé. L'état fermé sera donc obtenu en appliquant une

tension d'actionnement suffisante pour dépasser le point d'instabilité et provoquer la commutation du dispositif. En revanche, dans le cadre de la réalisation d'une capacité MEMS de type varactor, ce phénomène limite fortement la plage d'accord du composant.

D'autre part, le mode d'actionnement électrostatique présente de nombreux avantages qui en font un des modes d'actionnement les plus utilisés jusqu'à présent, parmi eux nous citons :

- sa simplicité de mise en œuvre : il suffit d'appliquer une différence de potentiel entre deux électrodes pour activer le composant. Ce n'est pas le cas dans un actionnement magnétique ou thermique.
- sa compatibilité avec les filières technologiques actuelles.
- sa faible consommation : l'apport d'énergie de l'actionnement électrostatique est négligeable car le courant consommé est très faible, cette consommation se fait uniquement durant les phases de déclenchement. Ce n'est pas le cas pour un dispositif actionné thermiquement ou magnétiquement.
- Sa vitesse de commutation est relativement rapide, de l'ordre de quelques μ s.

V.5. Comparaison entre les différents modes d'actionnement et concept retenu

D'après ce que nous avons vu précédemment, nous sommes capables de choisir un mode d'actionnement qui s'adapte mieux à nos exigences. En effet, nous pouvons tirer les remarques suivantes :

L'actionnement thermique est basé en principe sur la différence de dilatation des matériaux du composant. Il utilise le courant pour échauffer les électrodes d'actionnement, ce qui implique une forte consommation. D'autre part, le temps d'activation des structures électrothermique est relativement plus élevé que celui des autres modes (de 10 à 100 fois plus lent qu'un actionneur électrostatique par exemple).

Il en est de même pour un dispositif à actionnement électromagnétique, qui nécessite des champs magnétiques importants, donc une forte consommation de courant. La solution proposée pour limiter cette consommation, consiste à intégrer un aimant permanent dans la

structure, ce qui reste toujours trop encombrant. D'autre part, le dépôt d'aimants en couches minces pourrait apporter une autre solution, cependant le procédé de réalisation paraît encore difficile à mettre en œuvre.

A propos de l'actionnement piézoélectrique, malgré l'importance des amplitudes des forces développées, la faible interférence avec d'autres composants électroniques, et le temps d'activation généralement court, ce mode nécessite l'intégration de matériaux piézoélectriques qui présentent encore aujourd'hui des pertes diélectriques importantes aux fréquences microondes et nécessite des procédés de dépôts qui ne sont pas forcément compatible avec les procédés standards.

Le tableau ci-dessous présente un comparatif entre ces différentes modes d'actionnement en montrant pour chacun d'eux leurs points forts et leurs points faibles.

Mécanismes d'activation et caractéristiques						
Mécanisme d'activation	Tension d'activation (V)	Courant (mA)	Puissance (mW)	Encombrement	Temps de commutation (μ s)	Force de contact (μ N)
Electrostatique	20 – 80	0	0	Faible	1 -200	50 - 1000
Thermique	3 – 5	5 – 100	0 – 200	Grand	300 – 10000	500 – 4000
Magnétostatique	3 – 5	20 – 150	0 – 100	Moyen	300 – 1000	50 - 200
Piézoélectrique	3 – 20	0	0	Moyen	50 – 500	50 - 200

Tableau I.3 Tableau comparant les différentes caractéristiques des modes d'actionnement étudiés.

Finalement, et malgré la nécessité d'une tension d'actionnement relativement élevée, nous adoptons le principe de l'activation électrostatique qui semble être le mieux adapté à notre projet.

VI. Présentation du projet Européen SMARTIS

VI.1. Le projet

Le projet SMARTIS est un projet labélisé Eurimius en collaboration avec Thales Alenia Space France (TAS-F), Selex-SI (Italie), l'université de Perugia (Italie), ARMINES (France), CNES (France), XLIM (France), NOVAMEMS (France), NTB (Suisse), Reinhardt

Microtech AG (Suisse, Allemagne). Ce projet est axé surtout par la recherche des solutions basées sur les commutateurs MEMS RF, pour des applications spatiales comme les radars et les matrices de commutation dans les systèmes satellitaires. Dans le cadre de ce projet nous nous sommes plutôt intéressés à la conception de matrices de commutation pour les applications satellitaires.

VI.2. Problématique

Aujourd'hui, le besoin d'une connectivité de plus en plus complexe et totale entre les différents points d'accès et la recherche de bandes passantes de plus en plus large avec des réseaux reconfigurables, justifient l'évolution des recherches dans le domaine des télécommunications. Ainsi, de nouveaux systèmes de télécommunications satellitaires sont attendues afin de compléter et améliorer les réseaux terrestres plutôt que les remplacer. Cela en fournissant des bandes de fréquences plus larges, en établissant des raccourcis entre les différents points d'accès, ou bien en étendant les réseaux terrestres dans des zones éloignées isolées ou en cours de développement. En effet, le recours à des applications très large bande nécessite et impose de nouvelles fonctionnalités étendues dans les systèmes satellitaires. Pour cela, les concepteurs des satellites doivent chercher des solutions pour satisfaire ces fonctionnalités tout en gardant ou même diminuant le coût, l'encombrement et la consommation d'énergie des systèmes, ce qui a poussé les fabricant à suggérer l'intégration des nouvelles technologies dans ce domaine.

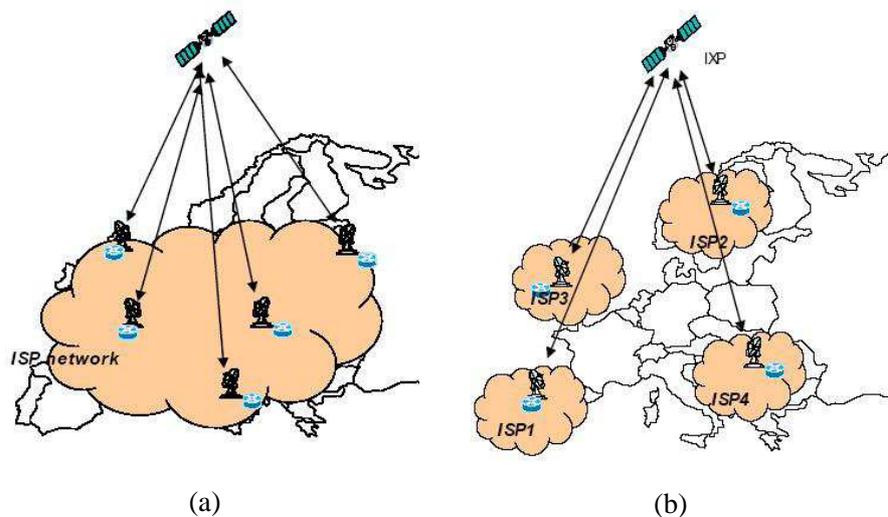


Figure I.49 Applications large bande des futurs satellites (a) connexion dans un réseau de service internet dans une même région (b) connexion entre plusieurs réseaux de services internet dans plusieurs régions différentes au travers le monde

La nouvelle génération des systèmes satellitaires devront être très large bande, et devront pouvoir assurer une connexion presque permanente entre des différentes stations terrestres comme il est illustré dans la figure I.49. Ces satellites doivent être capables d'établir une connexion entre n'importe quels points d'accès ou stations terrestre dans sa zone de couverture.

Les systèmes satellites large bande opèrent essentiellement dans la bande Ka (connexion montante entre 27.5 GHz et 31 GHz, et connexion descendante entre 17.5 GHz et 21.2 GHz). La haute directivité des antennes dans la bande Ka permet d'assurer la réception et la transmission des connexions de et vers les satellites.

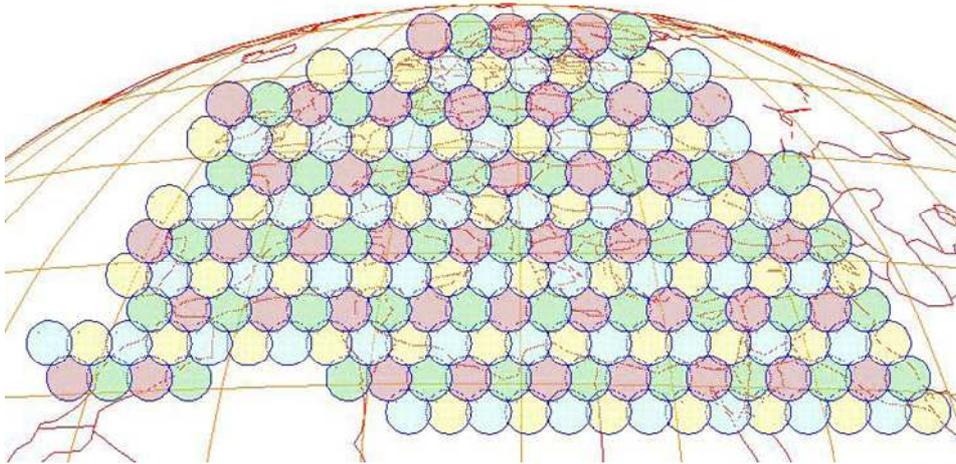


Figure I.50 Exemple illustrant la couverture des antennes multi-faisceau d'un satellite couvrant l'Europe et l'Afrique du nord

La capacité maximale d'interconnexion est atteinte en appliquant un système de couverture complexe de principe identique à la couverture des réseaux cellulaires, ce principe est basé sur la réutilisation des fréquences et il est illustré par la figure I.50. En effet, la réutilisation de la fréquence permet une utilisation complète et optimale de la bande de fréquence allouée.

L'utilisation de la couverture cellulaire nécessite des fonctions de commutation améliorées en termes de performances radiofréquences pour gérer les connexions entre le nombre important des cellules. Ces satellites sont conçus pour recevoir et transmettre des

certains des signaux radiofréquences au travers une dizaine de faisceaux d'antennes, ils nécessitent donc des fonctions de commutations et de routage de signaux très performantes.

Reçus par un satellite, les signaux subissent un filtrage, une commutation, une amplification si nécessaire et puis une retransmission. La figure I.51 illustre le traitement que subissent les signaux reçus par un satellite.

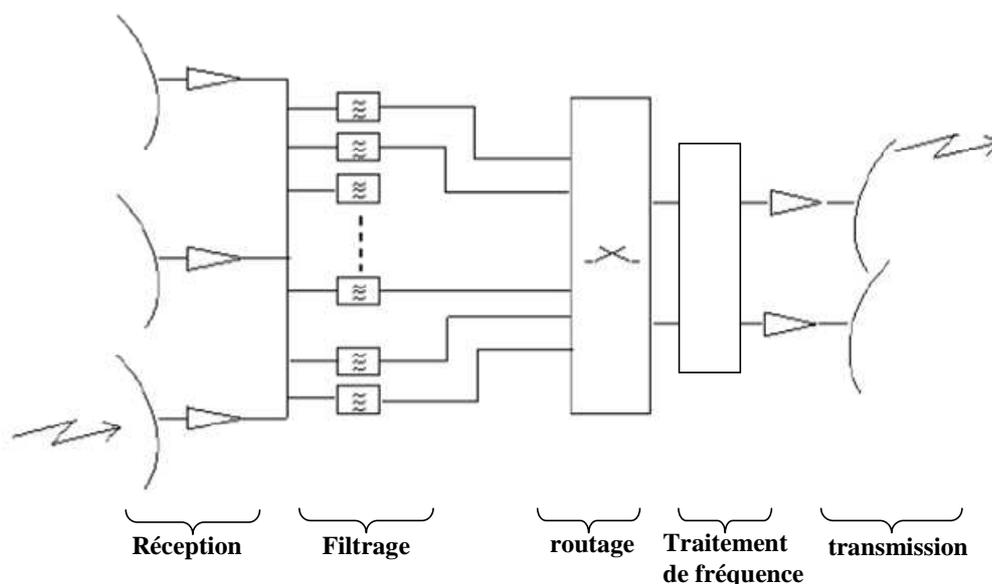


Figure I.51 Traitement subit par un signal reçu par un satellite avant d'être retransmis de nouveau.

Notons que dans le cadre des travaux de cette thèse, nous nous sommes surtout intéressés par la partie concernant le routage et la commutation du signal dans un satellite. Dans l'état de l'art, le filtrage et la commutation du signal se fait dans une même unité appelé OBP (On Board Processor) ou parfois appelé processeur IF. A savoir que certaines applications mobiles nécessitent aujourd'hui des fonctions de routage et des matrices de commutation de l'ordre de 200 x 200 voies utilisant ainsi un nombre important de commutateurs RF pour assurer cette fonctionnalité.

La plupart des commutateurs radiofréquences utilisés dans les applications spatiales sont des commutateurs à guide d'onde ou coaxiaux dites commutateurs mécaniques. Ces commutateurs possèdent de très bonnes performances RF et une bonne tenue en puissance mais ils sont relativement encombrants, lourds et ont des temps de commutations élevés (2 à 50 ms) qui ne peuvent pas s'adapter avec toutes les applications, surtout celles qui nécessitent des matrices de commutation de nombreuses entrées/sorties et des temps de commutation

rapides. Pour cela, les commutateurs à base des semi-conducteurs sont privilégiés pour réaliser ce genre de matrice aujourd'hui.

VI.3. Objectifs

Dans le cadre du projet SMARTIS l'intégration des commutateurs MEMS RF à contact ohmique est privilégiée, à condition de choisir des applications qui s'adaptent avec la tenue en puissance, qui est toujours modeste. Effectivement, lorsque la puissance transmise est autour de 10 dBm, l'utilisation des matrices à base des MEMS RF devient avantageuse en termes de réduction de taille, de poids et de performances.

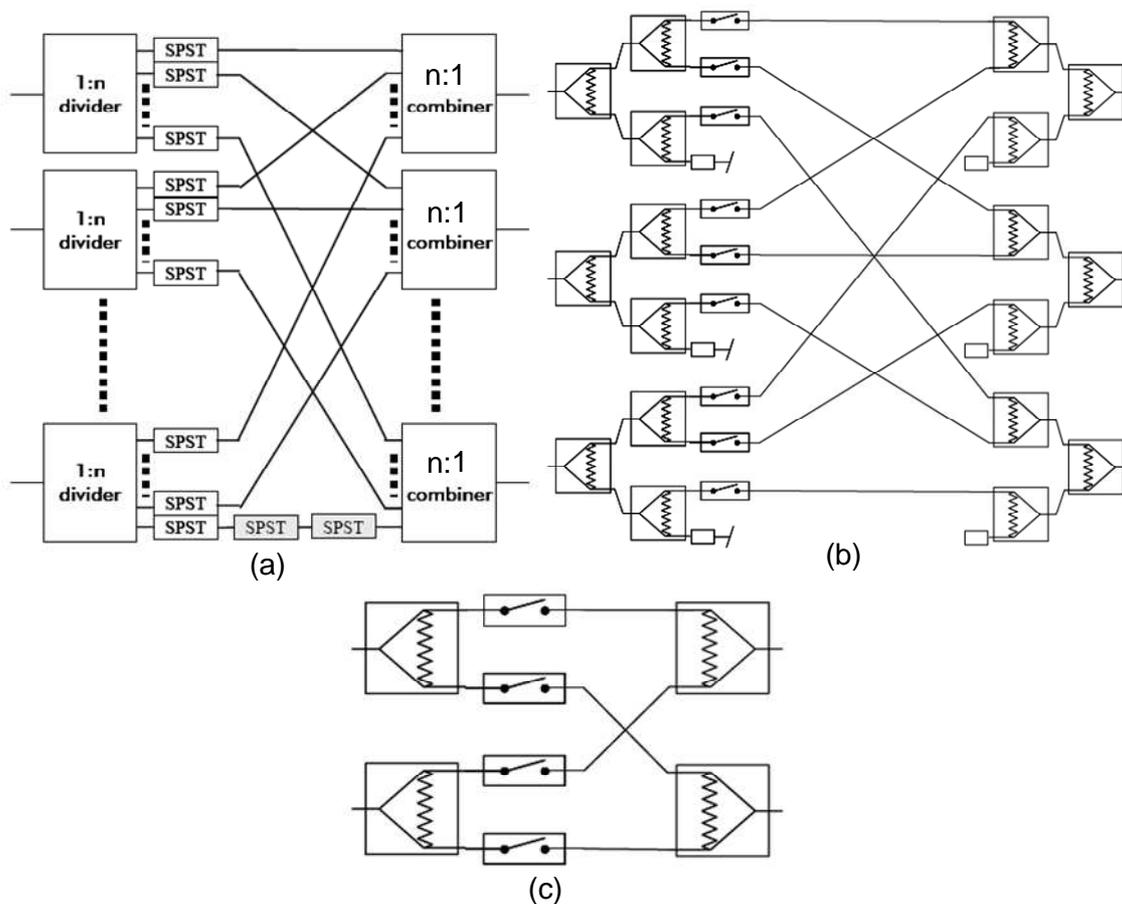


Figure I.52 Exemple de matrices de commutation établit à partir d'un SPST (a) matrice $n \times n$ (a) matrice 3×3
(c) matrice 2×2

La technologie développée dans SMARTIS consiste à intégrer monolithiquement les MEMS RF sur des substrats d'alumine dans l'objectif de regrouper les fonctions de commutation avec d'autre module microonde sur un même substrat d'alumine. Ensuite

l'ensemble peut être encapsulé au niveau du composant global. En effet, une intégration monolithique des MEMS-RF et des circuits intégrés permet une meilleure miniaturisation, une diminution des phénomènes parasites et une réduction du coût. Dans ce cas, des contraintes supplémentaires liées à la technologie mise en place sont à prendre en compte lors de l'étape du packaging.

Généralement, les modules de commutation complexes sont formés à partir des unités de commutation de base. Un concept intéressant consiste à réaliser une unité de base élémentaire qui possède de très bonnes performances radiofréquences et un faible encombrement. Les pertes d'insertion sont un paramètre prépondérant dans ce genre de commutateur.

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet SMARTIS, ainsi il consiste à réaliser une unité de base qui joue le rôle d'un commutateur SPST basé sur des commutateurs MEMS RF. Ensuite, cette unité de base sera utilisée avec des diviseurs de signaux pour réaliser des architectures plus complexes et des matrices $N \times N$ comme il est illustré dans la figure I.52, ces architectures données permettent la diffusion des données vers l'ensemble des voies de sortie (broadcasting). Une brique de base de type matrice 2×2 sera également étudiée.

VI.4. Spécifications imposées

Dans le cadre du projet de recherche SMARTIS, des spécifications rigoureuses nous ont été imposées. Ainsi, la structure SPST à concevoir doit être optimisée pour avoir une isolation meilleure que 40 dB à l'état bloqué, une perte d'insertion meilleure que 0.2 dB sur une bande de fréquence étroite allant de 29.5 GHz jusqu'à 30.5 GHz. Le cahier de charge à respecter durant la conception du composant SPST est présenté par le tableau I. 4.

Paramètre	Valeur désirée	Commentaires
Bande de fréquence	29,5 GHz – 30.5 GHz	
Largeur de bande définie	1 GHz	
Perte d'insertion requise	0,2 dB	Sans le boîtier hermétique
Isolation	< 40 dB	
Temps de commutation	< 1 ms	

Poids	<<	
Durée de vie	18 ans	Minimum de 10⁸ cycles
Consommation de courant	<< μW	
Tension d'activation	< 40 V	

Tableau I.4 Spécifications à satisfaire durant la conception du SPST

Pour les fonctions de commutations multiports, il sera nécessaire de garantir des performances strictement identiques sur chacune des voies de sortie et une isolation meilleure que 40 dB sur la même bande de fréquence.

Le substrat d'accueil sur lequel nous allons réaliser nos structures est l'alumine ou le saphir ($\epsilon_r = 9.6$). Ce choix est justifié par le fait que l'alumine a de faibles pertes diélectriques et que sa permittivité relative permet de réaliser des composants compacts pour les applications hautes fréquences. D'autre part, nous cherchons à trouver une solution d'encapsulation pour permettre un fonctionnement optimal de nos composants. Cette solution est basée sur une technologie de vias métalliques pleins réalisés au travers du substrat, pour assurer l'herméticité des zones sensibles de nos composants. Cette technologie est à ce jour bien maîtrisée sur certains substrats d'alumine par un de nos partenaires du projet SMARTIS, mais pas encore totalement sur les substrats qui nous aurait été nécessaire.

VII. Micro-commutateur à contact ohmique

VII.1. Choix du commutateur pour notre projet

D'après ce que nous avons vu dans les paragraphes précédents, nous sommes capables de choisir une configuration d'implémentation et un type de contact qui permettra de répondre au cahier des charges de notre projet.

En effet, notre travail de recherche vise à démontrer la faisabilité d'un transfert technologique d'un procédé de fabrication de micro-commutateur MEMS RF à contact ohmique vers un fondeur industriel, ainsi que la mise au point de démonstrateurs représentatifs de l'apport de cette technologie pour les applications spatiales et aéronautiques.

C'est pourquoi les commutateurs que nous allons utiliser dans nos conceptions auront un contact de type métal-métal, un procédé de fabrication de cette catégorie de composant étant disponible au laboratoire XLIM.

L'implantation série ou parallèle des commutateurs dépendra de l'architecture que nous choisirons, néanmoins nous avons vu que des commutateurs basés sur une structure de type cantilevers peuvent très facilement s'intégrer dans l'une ou l'autre de ces implantation tout en restant simple à commander et intégrer.

Dans le paragraphe suivant nous détaillerons le procédé de fabrication du micro-commutateur MEMS RF de type cantilever à contact ohmique développé à la salle blanche du laboratoire XLIM.

VII.2. Procédé de fabrication développé à XLIM

Dans le cadre de notre projet, le procédé de fabrication de nos structures est un procédé original et simple pour la fabrication des micro-commutateurs MEMS à contact ohmique sur substrat céramique, développé à l'institut de recherche XLIM de Limoges par Arnaud Pothier. Ce procédé utilise les techniques standard de fabrication des composants MEMS, comme la photolithographie, le dépôt sous vide, l'électrolyse et la gravure de matériaux en couches minces et le séchage à point critique des structures pour les libérer. Dans le paragraphe nous allons décrire successivement les étapes de ce procédé.

La première étape consiste à déposer par évaporation une bicouche de titane/or, pour réaliser l'électrode d'actionnement et les lignes de polarisation.

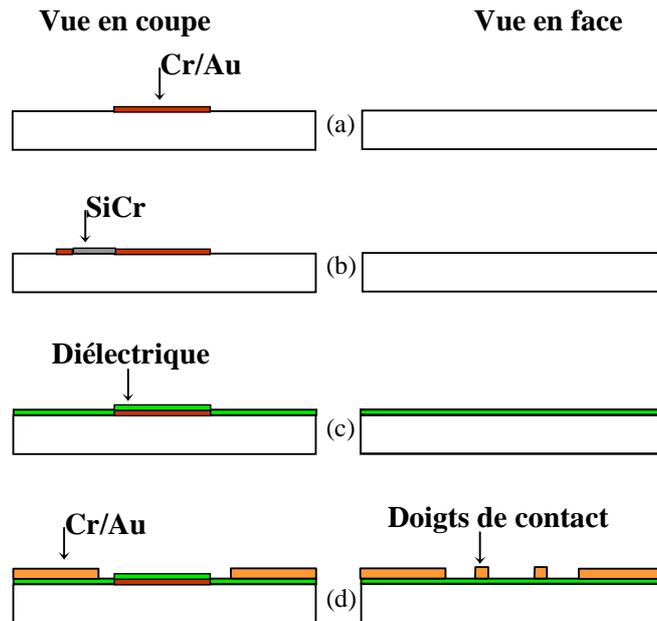


Figure I.53 (a) évaporation d'une couche de chrome/or (b) Lithographie et lift off du SiCr (c) passivation de l'ensemble par une couche diélectrique (d) réalisation des doigts de contacts et les lignes d'entrée/sortie.

Ensuite, les lignes de polarisation seront fabriquées d'un matériau résistif, le silicium chrome (SiCr). Pour cela, une fine couche de SiCr est définie par lift off afin de former les zones résistives souhaitées[I-82]. Ainsi les lignes de polarisation sont connectées à l'électrode d'actionnement et aux plots de polarisation à l'autre extrémité.

Ensuite, l'ensemble du réseau de polarisation peut être recouvert par le dépôt d'une fine couche de diélectrique, dans notre cas le diélectrique est l'alumine déposé par ablation laser [I-84], [I-85], ou le silicium déposé en PECVD. Le dépôt de ces matériaux est une technique bien maîtrisée aujourd'hui et il permet d'obtenir des couches isolantes à forte tension de claquage. Cette passivation sert essentiellement à protéger l'électrode d'actionnement d'un contact direct avec la structure déformable. Nous verrons par la suite que les développements technologiques menés à XLIM en parallèle de ces travaux de thèse ont permis de s'affranchir de cette couche isolante.

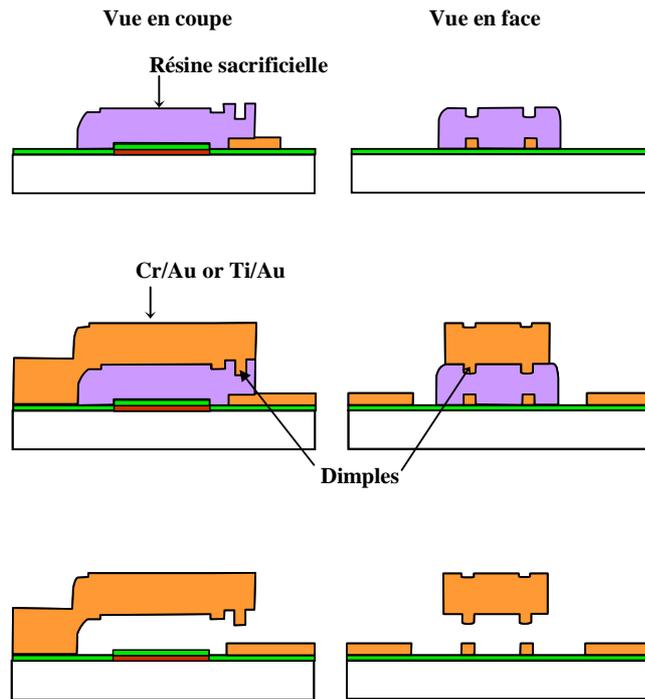


Figure I.54 (a) réalisation d'une couche de résine sacrificielle (b) réalisation (évaporation puis électrolyse) d'une deuxième couche de métallisation qui forme le cantilever (c) libération de la structure par séchage à point critique

L'étape suivante consiste à réaliser les doigts de contact (électrode RF situées sous le cantilever) sur lesquelles les bossages au bout du cantilever viennent se poser pour réaliser le contact ohmique et les lignes d'entrée/sortie du signal RF. Ces éléments sont réalisés à partir d'une couche de $1\mu\text{m}$ d'épaisseur d'or, comme le montre le schéma de la Figure I.53.

Dans l'étape suivante une couche de résine sacrificielle est déposée, son épaisseur définit le gap séparant le cantilever de son électrode d'actionnement (dans notre cas $1,8\mu\text{m}$). La résine sacrificielle est développée en deux étapes de lithographie, afin de former le décaissement des « dimples » (deux bossages au bout du cantilever) comme le montre la figure I.54. Une couche d'or d'épaisseur $3.5\mu\text{m}$ sera déposée par évaporation sur cette résine puis épaissie par électrolyse, cette couche sera façonnée de façon à former les structures cantilevers.

Finalement, la dernière étape consiste à libérer la poutre suspendue en enlevant la couche de résine sacrificielle puis en séchant la structure à point critique pour ne pas la coller sur le substrat. Ce séchage permet d'éviter les tensions de surface formées entre les structures mobiles et le substrat, après la libération des micro-poutres dans une solution aqueuse (cf. Figure I.54). Dans une enceinte fermée, cette solution est remplacée par du CO_2 liquide qui

devient gazeux lorsque le point critique est franchi (température $>31^{\circ}\text{C}$ et pression $>1070\text{psi}$). Le changement d'état liquide/gaz permet ainsi de sécher les structures sans les coller.

Ce procédé de fabrication avait été développé historiquement afin de permettre l'intégration de nos structures sur plusieurs substrats dont l'Alumine qui nous intéressera par la suite, tout en restant à des basses températures ($<120^{\circ}\text{C}$).

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit, n'ont pas nécessité de développements technologiques supplémentaires. Le procédé existant a été mis à profit pour la fabrication des démonstrateurs conçus lors de ces travaux et présentés dans le chapitre II de ce manuscrit et a été la base de nos réflexions pour proposer une solution d'encapsulation hermétique dont le concept sera plus amplement détaillé dans le chapitre III.

VIII. Conclusion

Pour l'ensemble des travaux réalisés dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser la technologie MEMS pour concevoir des commutateurs ou des fonctions de commutations faibles pertes, forte isolation et à fiabilité améliorée. Le fort potentiel de ces composants aux fréquences microondes, leur ouvre une multitude d'applications dans le domaine des hyperfréquences. Forte réduction de la puissance consommée, amélioration des performances, réalisation de systèmes reconfigurables, accord en fréquence et en bande pour les dispositifs de filtrage, sont autant de perspectives très intéressantes que pourraient apporter ces composants MEMS dans les systèmes de communication ou radar.

Dans ce chapitre, nous avons étudié et discuté les MEMS RF, et en particulier les micro-commutateurs, en présentant les deux modes de contact ohmique et capacitif, les configurations séries et parallèles, et les modes d'actionnements les plus utilisés aujourd'hui. Des exemples les plus pertinents de composants ont été présentés dans chaque cas en mettant en relief à chaque fois les points forts et les points faibles de ces structures.

Nous avons présenté ensuite le projet SMARTIS dans lequel s'est inscrit notre travail de recherche avec les problématiques, ses objectifs et à la fin nous avons donné le cahier des charges qui nous est fixé dans ce projet et les spécifications qui nous sont imposées. Un commutateur série à contact ohmique sera utilisé dans la suite de ce projet. Ce choix nous permettra d'avoir des structures compactes pour des applications large bande allant du DC

avec un actionnement simple à mettre en œuvre pour obtenir des commutateurs fiables et rapides avec des tensions d'actionnement raisonnables.

Cependant, nous pouvons dire que les dispositifs MEMS RF deviennent de plus en plus aujourd'hui des composants matures et qu'il reste que quelques pas à franchir avant une industrialisation à grande échelle. En effet, il reste encore certains verrous à lever tels que l'encapsulation des composants et une fiabilité mieux démontrée, avec peut-être la nécessité de mettre en place des critères de fiabilité standards pour tous les dispositifs. Les modes de défaillance de ces composants sont maintenant bien identifiés (collage par la présence d'humidité, charge du diélectrique, auto-actionnement, détérioration des contacts).

Au cours de cette thèse, nous avons souhaité concevoir des topologies originales de systèmes de commutation hyperfréquences et puis présenter une solution d'encapsulation pour ces fonctions. A partir d'un procédé de fabrication simple mis à notre disposition, nous avons étudié et conçu une brique de base qui sera ensuite utilisé dans des configurations plus complexes. En nous aidant d'outils de conception électromagnétique (logiciels de simulation commerciaux), et de caractérisations des dispositifs réalisés, les performances de ces structures ont pu être optimisées. Les étapes de conception de ce composant seront plus amplement détaillées dans le chapitre suivant de ce mémoire, dans lequel nous expliquerons notre principe de commutation proposé. Ce principe est surtout basé sur l'amélioration du niveau de fiabilité des fonctions de commutation à base de MEMS RF en travaillant sur son architecture. Nous présenterons les résultats des mesures effectuées dans cette étude qui permettront de valider notre approche.

Bibliographie chapitre I

- [I-1] http://www.memscap.com/fr_tout_main.html
- [I-2] P.R. HAUPTMANN "Selected examples of intelligent (micro) sensor systems: State-of-the-art and tendencies", Measurement Science and Technology, pp. 459-466, Janvier 2006.
- [I-3] F. GOODENOUGH "Airbag boom when IC accelerometer sees 50G", Electronic Design, pp. 45-56, Aout1991.
- [I-4] R. BASHIR "BioMEMS: state-of-the-art in detection, opportunities and prospects". Advanced Drug Delivery Reviews, Volume 56, n°11, 22 September 2004, pp. 1565-1586.
- [I-5] L.J. KRICKA "Microchips, microarrays, biochips and nanochips: personal laboratories for the 21st century", Clinica Chimica Acta, May 2001, vol.307, n°1-2, pp. 219-223.
- [I-6] B. WEIGL, R.L. BARDELL, C.R. CABRERA "Lab-on-a-chip for drug development", Advanced Drug Delivery Reviews, February 2003, vol.55, pp. 349-377.
- [I-7] CEA LETI: LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE DE TECHNOLOGIE DE L'INFORMATION <http://www-leti.cea.fr>
- [I-8] DEBIOTECH <http://www.debiotech.com>
- [I-9] "Une pharmacie dans la bouche", publié dans le n°312 du journal « Ça m'intéresse », Février 2007.
- [I-10] UREY H., YALCINKAYA A.D., MONTAGUE T., BROWN D., SPRAGUE R., ANAC O., ATAMAN C., BASDOGAN I., "Two-axis MEMS scanner for display

- and imaging applications" IEEE/LEOS Optical MEMS 2005, Oulu, Finland, August 1-4, pp. 17-18.
- [I-11] CHOO H., GARMIRE D., DEMMEL J., MULLER R.S., "A simple process to fabricate self-aligned, high-performance torsional microscanners; demonstrated use in a two-dimensional scanner", IEEE/LEOS Optical MEMS 2005, Oulu, Finland, August 1-4, pp. 21-22.
- [I-12] MCCORMICK D.T., WOONGGYU JUNG, MILANOVIC V., ZHONGPING CHEN, TIEN N.C. "3-D MEMS based real-time minimally invasive endoscopic optical coherence tomography", IEEE/LEOS Optical MEMS 2005, Oulu, Finland, August 1-4, pp. 25-26.
- [I-13] SHANE T TODD, ANKUR JAIN, HONGWEI QU AND HUIKAI XIE. "A multi-degree-of-freedom micromirror utilizing inverted-series-connected bimorph actuators", Journal of Optics A: Pure and Applied Optics, July 2006, vol.8, n°7, pp. S352-S359.
- [I-14] JIN-WAN JEON, KIRN. D.H., JUN-BO YOON, KOENG SU LIM, "High fill-factor micromirror array and its fabrication process", IEEE/LEOS Optical MEMS 2005, Oulu, Finland, August 1-4, pp. 53-54.
- [I-15] KHECHANA F., VAN LINTEL H., MASSIEU J.L., ACKLEY S., RENAUD P., "Thermally actuated micro scanner for barcode reader applications", IEEE/LEOS Optical MEMS 2005, Oulu, Finland, August 1-4, pp. 53-54.
- [I-16] GABRIEL M. REBEIZ "RF MEMS THEORY DESIGN AND TECHNOLOGY", published by John Wiley & Sons, June 15, 2002, ISBN: 0471201693.
- [I-17] http://www.imtek.de/index.php?page=http://www.imtek.de/content/projekte_en.php?ls=11
- [I-18] T. CAMPBELL "MEMS Switch Technology Approaches the Ideal Switch." Applied Microwave & Wireless, Vol.13, n°5, pp.100-107, Mai 2001.
- [I-19] R. J. RICHARDS, H. J. DE LOS SANTOS "MEMS for RF/Microwave wireless applications: the next wave." Microwave Journal, pp. 20-41, Mars 2001.

- [I-20] E.R. BROWN "RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits." IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., Vol.46, n°11, pp.1868-1880, Novembre 1998.
- [I-21] G.M. REBEIZ, J.E. MULDAVIN "RF MEMS Switches and Switch Circuits." IEEE Microwave Magazine, pp.59-71, Décembre 2001.
- [I-22] K. GILLES "MEMS / MOEMS Packaging, Concepts, Designs, Materials and Processes" McGraw-Hill Professional Publishing, July, 2005, ISBN: 0071455566.
- [I-23] R.C. RUBY. "FBAR filters and duplexers for mobile communication filters", Workshop on new technologies for microwave and millimeter wave filters IEEE International Microwave Symposium, 2003, pp. 111-118.
- [I-24] G.E PONCHACK "RF transmission lines on silicon substrate " 29nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 1999, pp. 158-161.
- [I-25] K. M STROHM, F.J SCHMÜCKLE, B SCHAUWECKER, W HEINRICH, J.F LUY "Silicon micromachined CPW transmission lines" 32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002, pp. 895 - 896.
- [I-26] R.C. RUBY, A. BARFKNECHT, C. HAN ET AL. "High-Q FBAR filters in a wafer-level chip-scale package", IEEE International Solid- State Circuits Conference Dig., pp.184-458, 2002.
- [I-27] A. POTHIER. "Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables". Thèse Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique, spécialité Communications Optiques et Microondes. Université de Limoges, Décembre 2003.
- [I-28] http://memagazine.org/mar07/departments/input_output/input_out.htmlfilters.
- [I-29] J.J. YAO, S. PARK AND J.F.DE NATALE "A High tuning-ratio MEMS-based tunable capacitors for RF communications applications", Solid State and Actuator Workshop, pp.124-127, Juin 1999.
- [I-30] N.S. BARKER. "Distributed MEMS transmission lines". Ph.D. dissertation, EECS Dept, Université de Michigan, Ann Arbor Michigan USA, 1999.

- [I-31] A. DEC, K. SUYAMA. "Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's". IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, n° 12, pp. 2587- 2596, Décembre 1998.
- [I-32] L. DUSSOPT, G.M. REBEIZ. "High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discreteposition designs". IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol 2, pp. 1205 - 1208, Juin 2002.
- [I-33] D. PEROULIS, L.P.B. KATEHI. "Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%". IEEE International Microwave Symposium Digest, pp. 1190 –1201, Juin 2003.
- [I-34] D.J. YOUNG AND B.E. HOSER. "A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs", Solid State and Actuator Workshop, pp.86-89, Hilton Head, Juin 1996.
- [I-35] L. DUSSOPT, G.M. REBEIZ. "A High Q millimeter-wave MEMS varactors : extended tuning range and discrete position designs", IEEE International Microwave Symposium Dig., Vol.2, pp. 1205- 1208, 2003.
- [I-36] Advance Switch Technology, "<http://www.astswitch.com>", Kingston, Ontario, Canada.
- [I-37] DowKey Microwave Corporation, "<http://www.dowkey.com/>".
- [I-38] F. X. PITSCHI, G. SPINNER, "Coaxial RF Switch Matrix", *United States Patent*, Patent No: 4829271, May 9, 1989.
- [I-39] M. HOSOGAI, S. KOJIMA, H. YOKEMURA, R. TAKADA, H. OTAGURO, T. ASHIDA, AND T.ABE, "Matrix Switch Board Used to Connect/Disconnect Switching System and Subscriber-Side Line", *United States Patent*, Patent No.6116912, pp.201-209. Sep.12, 2000.
- [I-40] A. ROMANO, "Apparatus and Method for Enhancing the Isolation of an MMIC Cross-Point Switch", *United States Patent*, Jul.24, 2001.

- [I-41] V. K. VARADAN, K. J. VINOY, K. A. JOSE, "RF MEMS and Their Applications", John Wiley & Sons, 2003.
- [I-42] SCHAFFNER. J.H, SCHMITZ. A.E, TSUNG-YUAN HSU, CHANG. D. T, LOO. R. Y, SIEVENPIPER. D. F. "Metal contact RF MEMS switch elements for ultra wideband RF front-end systems", Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE 16-19 Nov. 2003, pp.32 – 36
- [I-43] NISHIJIMA. N, JUO-JUNG HUNG, REBEIZ. G. M. "Parallel-contact metal-contact RFMEMS switches for high power applications", International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE. (MEMS) 2004, pp.781 – 784
- [I-44] KIM. M, HACKER. J. B, MIHAILOVICH. R. E, DENATALE. J. F. "MEMS true-time delay circuit for broadband antennas", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE Volume 3, 8-13 vol.3, July 2001, pp.662 - 665
- [I-45] DAVID PEYROU, "Simulation de la capacité d'un micro-commutateur RF par ingénierie inverse ", COMSOL conference, Paris 2006.
- [I-46] L.P.B. KATEHI, J.F. HARVEY, E.R. BROWN "MEMS and Si micromachined circuits for high frequency applications" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, n°3, March 2002, pp.506-513.
- [I-47] P.M. ZAVRACKY, N.E. MC GRUER, R.H. MORRISON, D. POTTER "Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications" John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, pp.338-347, June 1999,
- [I-48] A. POTHIER, P. BLONDY, S. VERDEYME, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT "Performances et fiabilité de micro-commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF" Journées Nationales Microondes, session 3B-1; Lille, 2003

- [I-49] V. MILANOVIC, M. MOHARBIZ, A. SINGH, B. WARNEKE, N. ZHOU, H.K. CHAN, K.S.J. PISTER "Microrelays for batch transfer integration in RF systems" IEEE International MTT-S, Boston, MA, USA, pp.146-154, June 2000.
- [I-50] S.P. PACHECO, D. PEROULIS, L.P.B. KATEHI "MEMS Single-Pole Double Throw (SPDT) X and K-Band Switching Circuits" IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, pp.110-118, May 2001.
- [I-51] G.T. LENG, G.M. REBEIZ "DC-26 GHz MEMS serie-shunt absorptiVe switches" IEEE MTT-S, Phoenix, AZ, USA, pp. 153-161, May 2001.
- [I-52] J.B. MULDARIN, G.M. REBEIZ "All metal high isolation series ans series/shunt MEMS switches" IEEE Microwave and Wireless Component Letters, vol.11, n°9, pp.137-145, September 2001
- [I-53] R.E. MIHAILOVICH, M. KIM, J.B. HACKER, E.A. SOVERO, J. STUDER, J.A. HIGGINS, J.F. DENATALE "MEMS relay for reconfigurable RF circuits" IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.11, pp.501-510, February 2001.
- [I-54] SCHAUWECKER. B, STROHM. K. M, MACK. T, SIMON. W, LUY. J.-F. "Serial combination of ohmic and capacitive RF MEMS switches for large broadband applications", Electronics Letters Volume 40, Issue 1, pp.44 – 46, 8 Jan. 2004.
- [I-55] C. GOLDSMITH "RF MEMS circuit, recent developments, packaging and reliability" IEEE MTT-S Workshop, Phoenix, AZ, USA, pp.344-353, May 2001
- [I-56] C. GOLDSMITH, A. MOLCZEWSKI, Z.J. YAO, S. CHEN, J. EHMKE, D.H. HINZEL "RF MEMS variable capacitor for tunable filters" John Wiley & Sons, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 1999, pp.362-374
- [I-57] MAJUMDER S., MCGRUYER N.E., "Measurement and modelling of surface micromachined electrostatically actuated microswitches", Tech.Digest, Transducers 1997, Chicago, June 1997, page(s) 1145-1148

- [I-58] J.D. MARTINEZ, P. BLONDY, A. POTHIER, D. BOUYGE, A. CRUNTEANU, M. CHATRAS, "Surface and Bulk Micromachined RF MEMS Capacitive Series Switch for Watt-Range Hot Switching Operation" Proceedings of the 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, Barcelona, Spain, pp.39-44, June 26-29,2007.
- [I-59] A. POTHIER, S. HITIER, M. EL KHATIB, P. BLONDY, J.C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, O. VENDIER, J. L. CAZAUX "MEMS DC contact micro relays on ceramic substrate for space communication switching network" European Microwave Conference Volume 1. October, 2005.
- [I-60] F. MAURY, A. POTHIER, A. CRUNTEANU, F. CONSEIL, D. DUBUC, P. BLONDY "Conception électromécanique de varactors MEMS appliquée à la commutation sous forte puissance" 15^{èmes} Journées Nationales Microondes, Toulouse, Centre de Congrès Pierre Baudis.
- [I-61] T. CAMPBELL "MEMS Switch Technology Approaches the Ideal Switch." Applied Microwave & Wireless, Vol.13, n°5, pp.100-107, Mai 2001.
- [I-62] S. D. SENTURIA "Microsystem design" Kulwer Academic Publishers, 2001.
- [I-63] Site de la société MEMSCAP <http://www.memscap.com/>
- [I-64] J.A. WRIGHT AND Y.C. TAI, 1998, "Micro-Miniature Electromagnetic Switches Fabricated Using MEMS Technology," Proceedings: 46th Annual International Relay Conference, NARM '98, Oak Brook, Illinois, pp. 13.1-13.4.
- [I-65] K. I. ARAI AND T. HONDA, "Micromagnetic actuators", Robotica, Vol 14, pp. 477-481, June 1996.
- [I-66] MEICHUN. R, JUN.S, WHEELER. C. B. "Latching micromagnetic relays", Journal of Micro-electromechanical Systems Volume 10, Issue 4, pp.511 – 517, Dec. 2001.
- [I-67] IL-JOO CHO, TAEKSANG SONG, SANG-HYUN BAEK, AND EUISIK YOON "A Low-Voltage and Low-Power RF MEMS Series and Shunt Switches Actuated by Combination of Electromagnetic and Electrostatic Forces" Member, IEEE

transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, no. 7, pp.568-606,
JULY 2005

- [I-68] GROSS. S.J, ZHANG. Q.Q, TROLIER-MCKINSTRY. S, TADIGADAPA.S,
JACKSON. T.N. "RF MEMS piezoelectric switch", Device Research Conference,
2003 23-25 June 2003, pp.99 – 100
- [I-69] A. M. FLYNN, L. S. TAVROW, S. F. BART, R. A. BROOKS, D. J. EHRLICH,
K. R. UDAYAKUMAR AND L. E. CROSS, 1990, "Piezoelectric micromotors for
microrobots", Ultrasonics symposium, pp.1163.
- [I-70] HEE CHUL LEE, JAE YEONG PARK, KYEONG HAK LEE, HYO JIN NAM,
AND JONG UK BU "Silicon Bulk Micromachined RF MEMS Switches with 3.5
Volts Operation by using Piezoelectric Actuator" IEEE MTT-S Digest, Seoul,
pp.717-724, Korea 2004
- [I-71] J.Y PARK, Y.J YEE, H.J NAM, J.U BU "Micromachined RF MEMS tunable
capacitors using piezoelectric actuators" IEEE International Microwave
Symposium Digest, pp.2111- 2114, Mai 2001.
- [I-72] YE. W, ZHIHONG. L, MCCORMICK. D. T, TIEN. N. C.A. "low-voltage lateral
MEMS switch with high RF performance", Journal of Microelectromechanical
Systems, Volume 13, Issue 6, pp.902 – 911, Dec. 2004.
- [I-73] SAIAS. D, ROBERT. P, BORET. S, BILLARD. C, BOUCHE. G, BELOT. D,
ANCEY. P. "An above IC MEMS RF switch", Solid-State Circuits, IEEE Journal
of Volume 38, Issue 12, pp.2318 – 2324, Dec 2003.
- [I-74] Q-A. HUANG AND N. K. S. LEE, "Analysis and design of polysilicon thermal
flexure actuator," J. Micromech. Microeng, Vol. 9, pp. 64-70, May 1999.
- [I-75] REBECCA CRAGUN and LARRY HOWELL, 1999, "Linear thermomechanical
microactuators", Proc. ASME IMECE, pp.81-88.
- [I-76] C. D. LOTT, T. W. MCLAIN, J. N. HARB, L. L. HOWELL, "Thermal modelling
of a surface micro-machined linear thermomechanicalactuator" Int. Conf. on
Modeling and Simulation of Microsystems, T51.21, pp.120-126, Hilton Head 2001

- [I-77] S. ZHOU, S. XI.QING, N.C. WILLIAM, 1997, "A micro variable inductor chip using MEMS Relays", Digest Int. Conf. on Solid-State Sensors and Actuators (transducer '97), pp.1137-1140.
- [I-78] ROBERT P., SAIAS D., BILLARD C., BORET S., SILLON N., MAEDER-PACHURKA C., CHARVET P.L., BOUCHE G., ANCEY P., BERRUYER P., "Integrated RF-MEMS Switch Based on a Combination of Thermal and Electrostatic Actuation", pp.237-244, Transducer 2003.
- [I-79] D. GIRBAU, A. LÁZARO, L. Pradell "RF MEMS Switches Based On The Buckle-Beam Thermal Actuator", 33rd European Microwave Conference, pp.67-72, Munich 2003
- [I-80] R. SATTLER, P. VOIGT, H. PRADEL AND G. WACHUTKA1, 2001, "Innovative design and Modelling of a micromechanical relay with electrostatic actuation", J. Micromech. Microeng, Vol 11, pp.428–433.
- [I-81] IGNAZ SCHIELE AND BERND HILLERICH, "Comparison of lateral and vertical switches for application as microrelays", J. Micromech. Microeng, Vol 9, pp.146–150, May 1999.
- [I-82] J.L FANCHON "Guide de la mécanique" Edition Nathan, 1998
- [I-83] M.J MADOU "Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization" Wiley & Sons; 1st edition (June 15, 2002) ISBN: 0471201693
- [I-84] J.C ORLIANGES "Optimisation du dépôt par ablation laser de films minces d'alumine et de carbone pur et dopé, propriétés des films et intégration dans la fabrication de MEMS RF" Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 28 novembre 2003.
- [I-85] T DELAGE "Optimisation du dépôt de films minces de BSTO et de tricouches YBCO/BSTO/YBCO phénomènes de croissance et d'interfaces, application à la réalisation de composants hyperfréquences accordables" Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 14 novembre 2003.

Chapitre II

Conception et réalisation d'une fonction de commutation à fiabilité améliorée

I. Introduction :

La conception de circuits hyperfréquences intégrés avec des fonctions de commutation ou des fonctions d'accord nécessitait jusqu'à présent l'utilisation de transistors semi-conducteurs ou de diodes PIN. Ces composants semi-conducteurs présentent pour la plupart une consommation de puissance importante et un niveau de pertes qui dégrade le facteur de qualité des circuits dans lesquels ils sont intégrés [II-1]. Les micro-commutateurs MEMS semblent pouvoir aujourd'hui apporter une autre alternative. Pour des applications spécifiques, les composants MEMS sont ainsi en mesure de proposer de nouvelles solutions pour améliorer les performances des dispositifs.

Le potentiel de ces composants est donc fort parce que les commutateurs à base de MEMS RF sont attendus pour remplacer un certain nombre de produits existants mais aussi pour permettre à de nouvelles applications d'émerger, en particulier dans le domaine de la téléphonie mobile.

L'intégration de commutateurs MEMS RF dans les systèmes de communication sans fil semble être une application potentielle de cette technologie. Les différents canaux de fréquences utilisés dans ces systèmes, nécessitent autant de filtres et de chaînes de traitement de l'information qu'il y a de canaux. L'apport des composants MEMS permettrait de remplacer plusieurs de ces systèmes par un seul, reconfigurable en fréquence, en impédance etc.....et permettre ainsi la commutation entre ces différents canaux réduisant ainsi fortement l'encombrement de ces systèmes. D'un autre côté, le développement grandissant dans le domaine du multimédia, de la téléphonie mobile et des applications d'internet, nécessite une amélioration continue des performances des systèmes de communications surtout en terme de reconfigurabilité.

En effet, les commutateurs MEMS RF permettraient d'améliorer les performances des réseaux de commutation SPNT ("Single Pole N Throw") présents dans de nombreux systèmes de communication ou chaînes de redondance (satellites, stations de base). Les fonctions et les matrices de commutation opérant aux fréquences millimétriques et micro-ondes sont des composants incontournables dans les architectures des systèmes de télécommunications filaires et sans fils actuels.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons notre approche de conception au travers la mise au point d'un dispositif SPST (Single Pole Single Throw). Ce principe est basé sur l'amélioration de la fiabilité de l'architecture du système, en tenant compte du cahier de charge mis à notre disposition dans le cadre du projet européen SMARTIS. Les mesures effectuées des structures réalisées au sein du laboratoire XLIM seront présentées et permettront de bien valider notre approche. Ensuite à partir de cette cellule de base, autres fonctions de commutation et des matrices plus complexes ont été conçues que nous présenterons par la suite dans ce chapitre.

II. Conception électromagnétique d'un réseau de commutation SPST (Single Pole Single Throw)

Dans les cinq dernières années, un grand nombre d'études ont été menés dans le domaine des commutateurs MEMS RF, comme le montre la littérature. Ainsi, dans un premier temps, la plupart de ces recherches ont été dirigées vers la conception de commutateurs de type SPST, qui sont une brique de base indispensable pour la mise au point de composants aux architectures plus complexes. Ce sont des structures à deux ports qui jouent le rôle d'un simple relais.

II.1. Description du micro-commutateur MEMS RF à utiliser

Dans ce paragraphe nous allons présenter le micro-commutateur MEMS RF que nous allons utiliser comme brique de base pour la conception de nos fonctions de commutations dans la suite de ce projet.

Ce micro-commutateur a été initialement conçu et réalisé au laboratoire XLIM de Limoges dans le cadre des travaux de recherche d'Arnaud Pothier. La figure II.1 présente une vue de profil et transversale de ce cantilever implémenté sur une ligne de transmission coplanaire (CPW).

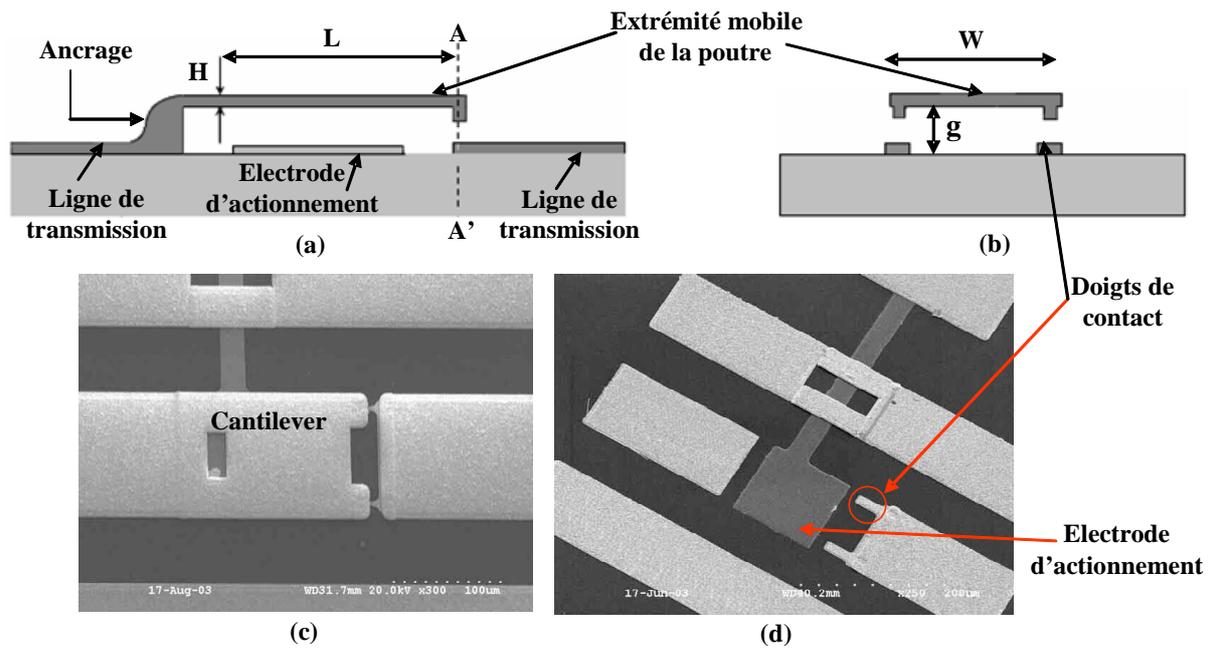


Figure II.1 Le micro-commutateur MEMS RF de type cantilever de longueur L , de largeur W , d'épaisseur H , et surélevé de la distance g du substrat: (a) vue en coupe, (b) vue transversale, (c) photographie du cantilever, (d) photographie sans cantilever

Le cantilever est ici placé en série sur le conducteur central d'une ligne de transmission coplanaire. Il vient se superposer entre les deux extrémités de la discontinuité de cette ligne coplanaire, juste au-dessus de son électrode d'actionnement. L'ancrage du cantilever est disposé à gauche de la discontinuité, tandis que son extrémité libre est placée au-dessus de l'électrode de contact RF (doigts de contact).

Afin de diminuer la résistance induite par le contact entre le cantilever et l'électrode RF, nous avons choisi une topologie à deux doigts de contact. Ainsi, l'utilisation de deux points de contact disposés en parallèle permet de diviser par deux la résistance totale présentée lors du contact. En général, les contacts or - or peuvent présenter jusqu'à 0.5-1ohm par point de contact si la force appliquée est suffisante.

Pour accroître la force de contact, deux petites empreintes sont formées sous le cantilever, juste au-dessus de la zone de contact. Ces bossages vont réduire la surface de contact, et par conséquent la pression de contact s'exerçant sur cette surface va s'accroître. La qualité du contact en est ainsi améliorée.

Pour déplacer le cantilever, une force sera appliquée au centre de la micro-poutre et au plus près de la zone de contact (cf. Figure II.2), la contraignant à s'abaisser vers le plan du substrat. Naturellement, comme nous l'avons vu précédemment, la micro-poutre oppose une force de rappel à cette déflexion du fait de la rigidité des matériaux qui la composent. Si la tension d'actionnement appliquée est suffisante, généralement 1,3 à 1,5 fois la tension de seuil, le cantilever se déforme pour exercer une pression suffisante sur la zone de contact.

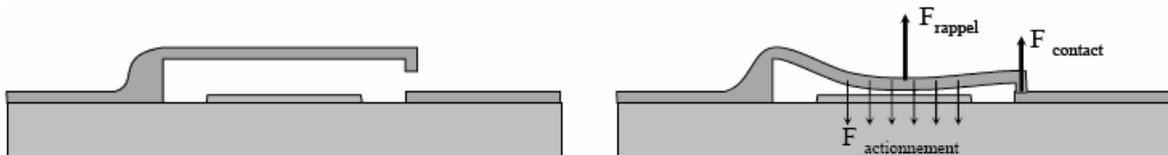


Figure II.2 Bilan des forces disponibles lors de la déflexion de la micro-poutre

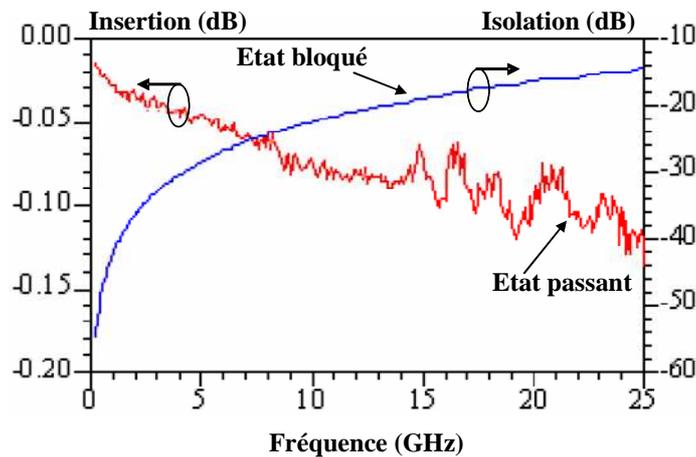


Figure II.3 Performances à l'état bloqué et à l'état passant du commutateur MEMS RF utilisé dans le cadre de notre projet

Ce commutateur muni d'un actionnement électrostatique implanté dans une configuration coplanaire sur substrat d'alumine, possède une tension d'actionnement de 40 à 60 V, une perte d'insertion de 0,05 dB à 5GHz et de 0,1 dB à 20GHz (cf. Figure II.3). Une isolation de 28 dB à 5GHz et de 16 dB à 20 GHz. Cependant, ces performances se dégradent considérablement en hautes fréquences. Ainsi, à 30 GHz par exemple, ce commutateur toujours implanté en série sur une ligne de transmission coplanaire ne permet d'obtenir qu'une isolation de l'ordre de 13 dB avec une perte d'insertion de l'ordre de 0,15 dB.

II.2. Configuration choisie

Pour atteindre les spécifications requises consistant à avoir des pertes d'insertion de 0.2 dB et une isolation meilleure de 40 dB pour notre brique de base, deux configurations ont été étudiées: celle d'un ou plusieurs cantilevers implémentés en série avec la ligne de transmission, et une autre avec un ou plusieurs cantilevers disposés en parallèle à la ligne de transmission comme le montre la figure II.4.

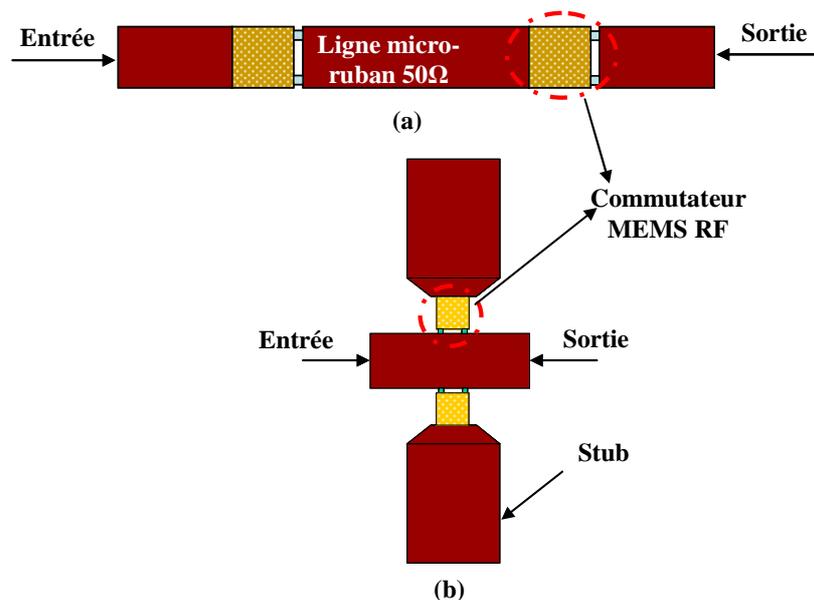


Figure II.4 Configurations étudiées (a) configuration série et (b) configuration parallèle

Dans une configuration série, pour atteindre l'isolation désirée, il est nécessaire d'utiliser au minimum six à huit commutateurs en série. En contre partie, les pertes d'insertion de la structure sont fortement dégradées car les pertes de chacun des commutateurs s'ajoutent sur le même trajet. En effet, dans ce type de configuration, les cantilevers font parties intégrantes de la ligne de transmission, les pertes d'insertion de la structure sont directement liées au nombre de commutateurs utilisés. Donc, dans une configuration série, il sera difficile d'atteindre simultanément les valeurs requises de l'isolation et des pertes d'insertion à partir du commutateur cantilever que nous souhaitons utiliser.

La figure II.5 présente les performances simulées correspondantes à la mise en série de quatre commutateurs MEMS RF de type cantilever identique à celui qui sera utilisé dans notre configuration proposée. Nous pouvons constater qu'à la fréquence de 30 GHz nous avons 18 dB d'isolation et 0.48 dB de pertes d'insertion, ce qui justifie l'impossibilité d'atteindre les valeurs souhaitées de ces paramètres avec une configuration série.

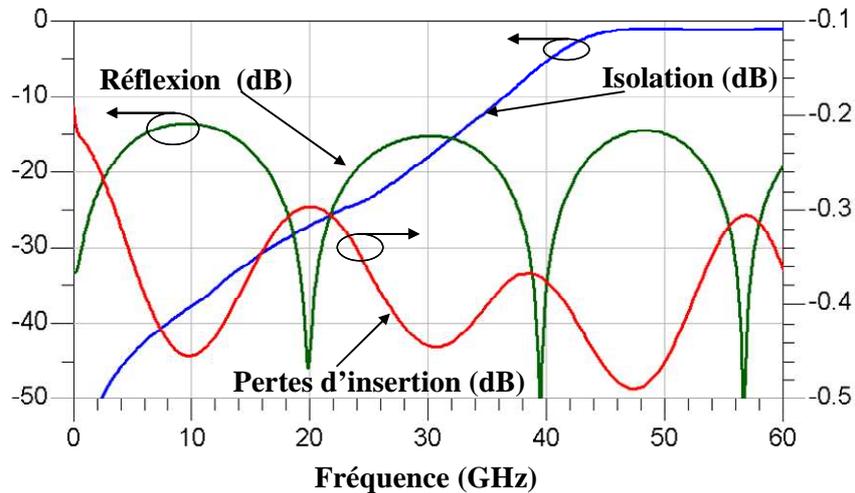


Figure II.5 Performances correspondantes à la mise en série de quatre commutateurs MEMS RF de type cantilever.

L'autre raison qui nous a poussés à éviter une telle configuration, est le risque important de défaillance d'une telle architecture. En effet, dans cette configuration, le moindre problème sur un seul commutateur serait tout de suite traduit par une défaillance globale sur le comportement du composant. Par exemple, un mauvais contact dû à une détérioration de la qualité du contact ohmique d'un seul commutateur MEMS, se traduira instantanément par une dégradation globale des performances de la structure.

En revanche, cette influence est fortement réduite dans le cadre d'une configuration parallèle, dans laquelle les cantilevers ne font pas partie de la ligne de transmission mais viennent court-circuiter le signal RF lors de leurs activations. Cette approche réduit les risques de défaillance de la structure et limite l'influence du fonctionnement individuel de chaque commutateur MEMS RF sur les performances globales de la structure. Des stubs sont privilégiés pour court-circuiter le signal RF dans cette architecture, ce choix se justifie par la difficulté de réaliser des vias à la masse au travers du substrat, performants à la fréquence de 30 GHz. Cette configuration possède deux inconvénients principaux : une bande étroite de

travail qui correspond à la bande de fréquence pour laquelle les stubs résonnent, et un encombrement de la structure qui est dans ce cas bien plus important que si des vias étaient utilisés. Cela sera amplement détaillé dans notre étude dans la suite de ce chapitre.

II.3. Principe de fonctionnement

La figure II.4 (b) illustre le principe de commutation sur lequel nous avons travaillé. Les commutateurs sont placés en parallèle d'une ligne de transmission micro-ruban adaptée à 50Ω . Chaque commutateur est relié à un stub permettant de ramener une impédance proche du court-circuit sur la ligne, à la fréquence désirée, lorsque les commutateurs sont actionnés.

Ainsi, à l'état haut des cantilevers, les stubs sont désactivés, et auront peu d'influence sur le signal qui se propage au travers de la ligne micro-ruban aux pertes de la ligne près. Une faible capacité C_{off} (de valeur égale à une dizaine de femto Farad) assure une bonne isolation entre les stubs et la ligne et facilite la transmission du signal RF le long de la ligne avec une faible perte d'insertion.

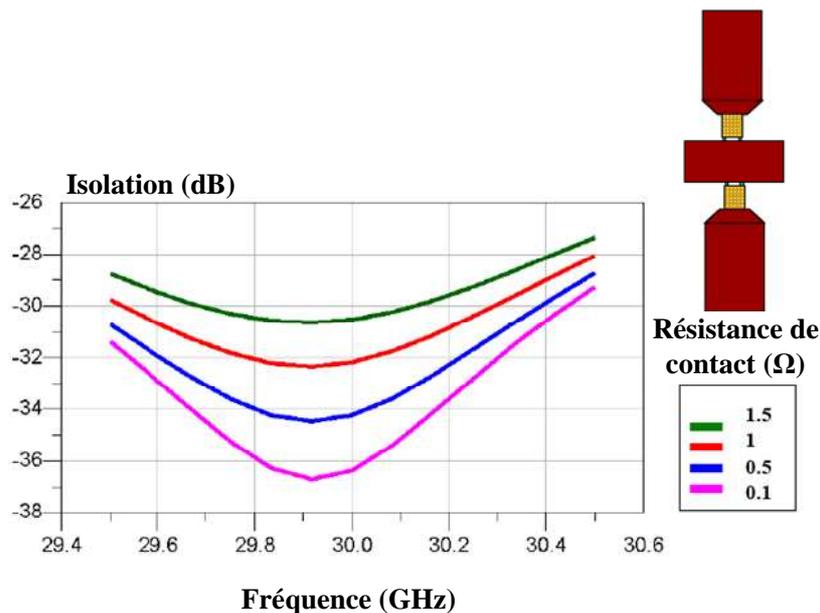


Figure II.6 Effet de la résistance de contact sur l'isolation de la structure, dans le cas de deux commutateurs placés en parallèle à la ligne

A l'état bas des cantilevers, les stubs sont activés, ils viennent court-circuiter le signal RF, empêchant ainsi ce dernier d'atteindre l'extrémité de la ligne. La valeur de la résistance de contact R_{on} , dûe au contact ohmique des commutateurs MEMS RF, influence directement sur

l'isolation de la structure car cela contrôle la valeur de l'impédance ramenée sur la ligne (cf. Figure II. 6). Ainsi, nous constaterons qu'en diminuant la résistance de contact, l'isolation de la structure s'améliore considérablement.

En général, les commutateurs fabriqués avec le procédé développé dans notre laboratoire présentent une résistance de contact de valeur de 1Ω par doigt de contact. Ainsi, pour un dispositif formé de deux commutateurs MEMS déposés symétriquement de part et d'autre de la ligne de transmission (cf. Figure II.6), nous pouvons espérer atteindre au maximum une isolation de 32 dB à 30 GHz. Pour augmenter ce niveau d'isolation de la structure à cette fréquence, il est donc nécessaire d'ajouter d'autres commutateurs en parallèle sur la ligne de transmission. En effet, comme le montre la figure II.7 nous remarquons l'amélioration significative de l'isolation en fonction du nombre de commutateurs ajoutés.

Il faut signaler, que ces commutateurs fonctionneront simultanément pour atteindre l'état passant ou l'état bloqué de la structure. D'autre part, l'ajout de stubs permet également d'élargir la bande de travail comme le montre la figure II. 7(a), cela peut être dû au couplage du signal RF entre ces stubs.

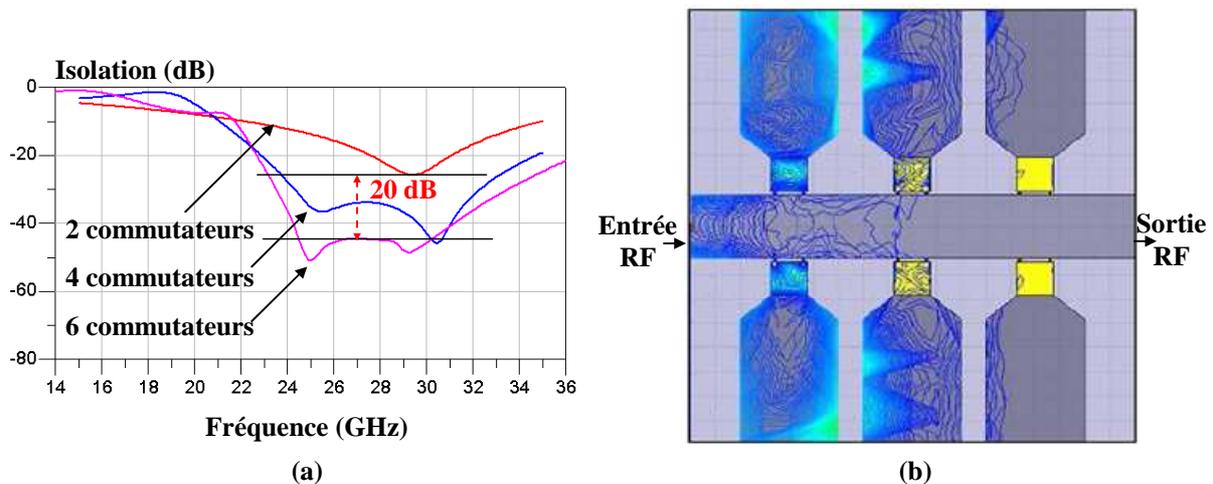


Figure II.7 (a) Variation de l'isolation de la structure en fonction de nombre de commutateurs MEMS RF utilisés en parallèle sur la ligne (b) distribution du courant électrique à l'état bloqué du composant

Les simulations électromagnétiques ont montré que six, est le nombre minimal de commutateurs à utiliser dans notre structure pour obtenir une isolation meilleure de 40 dB. La figure II.7 (b) présente une distribution du courant électrique à l'état bloqué de la structure simulée avec le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS de ANSOFT, le courant

est bien absorbé progressivement par les stubs pour empêcher la quasi-totalité du signal RF d'atteindre la sortie.

D'après cette figure nous pouvons remarquer qu'après les quatre premiers stubs, il reste encore du champ électrique qui se propage, d'où la nécessité d'ajouter deux stubs de plus pour garantir la bonne isolation de la structure. Ce niveau d'isolation à l'état passant des commutateurs s'accompagne de faibles pertes d'insertion à l'état bloqué grâce à la faible capacité C_{off} des commutateurs.

II.4. Optimisation électromagnétique

Après avoir choisir une configuration optimale pour notre dispositif, et après avoir déterminer le nombre minimal de commutateurs MEMS RF à utiliser pour atteindre le niveau d'isolation requis, nous procédons à l'optimisation des dimensions de la structure pour améliorer ses performances à la bande de fréquence désirée.

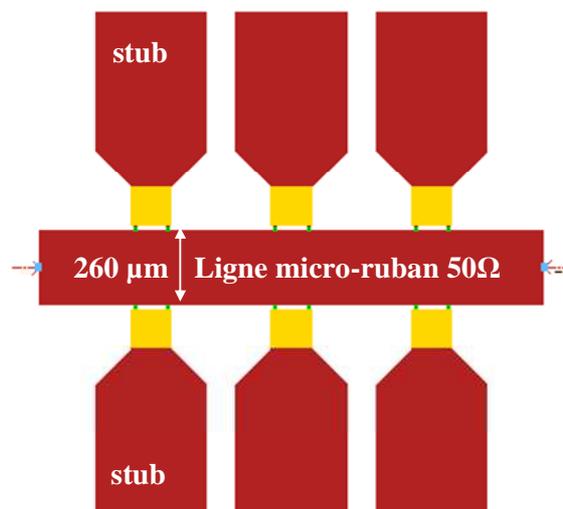


Figure II.8 Illustration du SPST à optimiser

A 30 GHz et sur un substrat d'alumine de 256 μm d'épaisseur, nous avons une longueur d'onde guidée $\lambda_g = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} = 4550 \mu\text{m}$ avec ϵ_{eff} est la permittivité effective du milieu qui a une valeur comprise entre 1 et 9.6 (dans notre cas $\epsilon_{eff} \approx 5$).

Les dimensions des stubs déterminent la bande de fréquence pour laquelle un maximum d'isolation à l'état passant des commutateurs MEMS RF sera obtenu. La distance

entre les stubs est optimisée pour limiter le couplage entre ces derniers sans pénaliser trop la taille de la structure. Enfin, le réseau de polarisation est judicieusement intégré dans la structure de façon à avoir un minimum de dégradation des performances et un minimum de fuite de signal dans les lignes de polarisation. En pratique, ces lignes seront réalisées à partir d'un matériau résistif (de 4 K Ω /square de résistivité linéique).

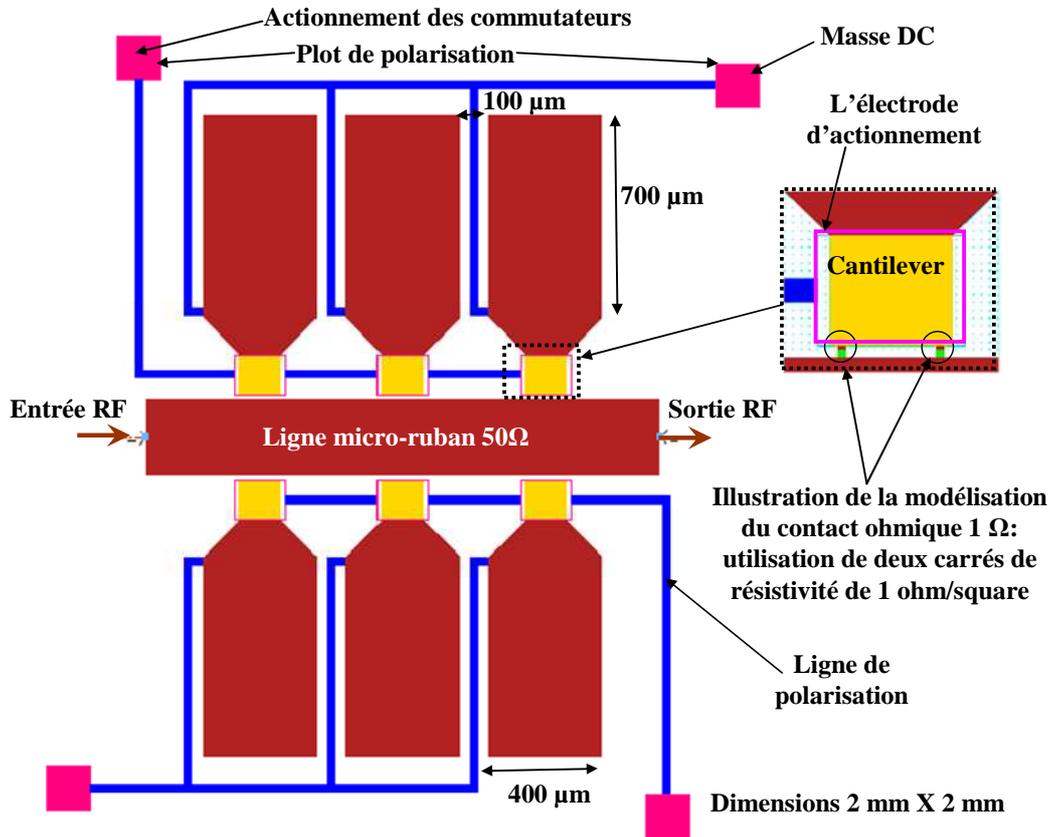


Figure II.9 Structure finale simulée et optimisée d'un SPST avec son réseau de polarisation

Dans cette structure, les paramètres optimisés principalement sont les longueurs des stubs, leurs largeurs, les distances qui les séparent, l'implantation et la forme du réseau de polarisation. Toutes les métallisations (les poutres, les stubs, les électrodes d'actionnement, les plots de polarisation, les doigts de contact) seront faites en or de conductivité 4.1×10^7 siemens/m. Pour prendre en compte les effets de la résistance de contact dans les simulations, un matériau fictif de $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$ de surface et de $1 \Omega/\text{carré}$ de résistivité est utilisé et placé en série entre les doigts de contact et la ligne micro-ruban. La structure finale a été optimisée avec le logiciel de simulation électromagnétique 2.5D, MOMENTUM de AGILENT et le

logiciel de simulation 3D HFSS d'ANSOFT. La structure finale est présentée par la figure II.9.

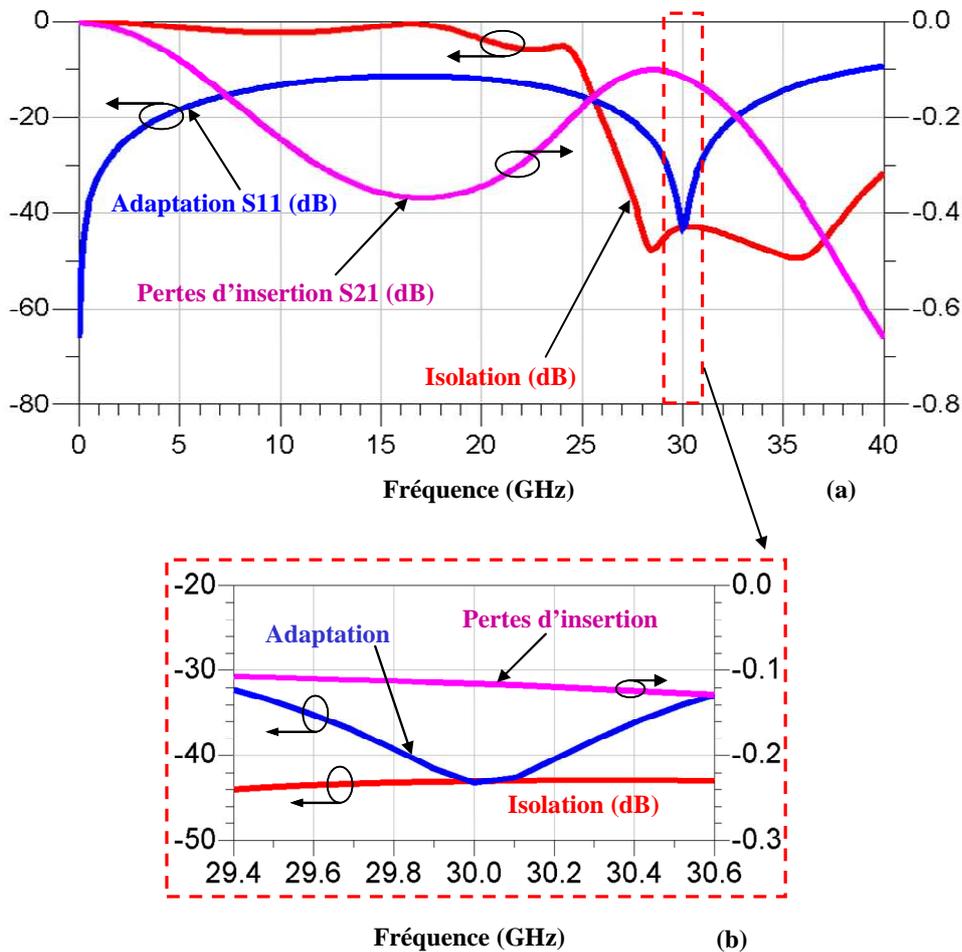


Figure II.10 Performances simulées de la structure SPST avec des accès micro-ruban (a) large bande et (b) bande d'intérêt.

Cette structure présente une adaptation optimale à 30 GHz qui correspond donc à un minimum sur les pertes de la ligne. A l'état haut des commutateurs MEMS, cette caractéristique est très peu perturbée à cause de la faible capacité C_{off} présentée par chaque commutateur. A l'état bas des commutateurs, les stubs sont activés, génèrent une forte isolation. Les performances finales de la structure optimisée sont présentées par la figure II.10.

Ainsi, comme nous pouvons le voir, la structure simulée présente une isolation de 42 dB pour une bande comprise entre 28 GHz et 38 GHz. Une adaptation meilleure que 20dB

entre 26 GHz et 33 GHz et de 32 dB dans notre bande de travail (cf. Figure II.10 (b)). Les pertes d'insertion de 0.4 dB du DC jusqu'à 37 GHz et de 0.1 dB sur notre bande de travail.

II.5. Performances mesurées du SPST

Compte tenu du matériel mis à notre disposition pour la caractérisation des structures réalisées, une transition coplanaire – microruban a été conçue pour effectuer les mesures de nos structures directement sur le substrat.

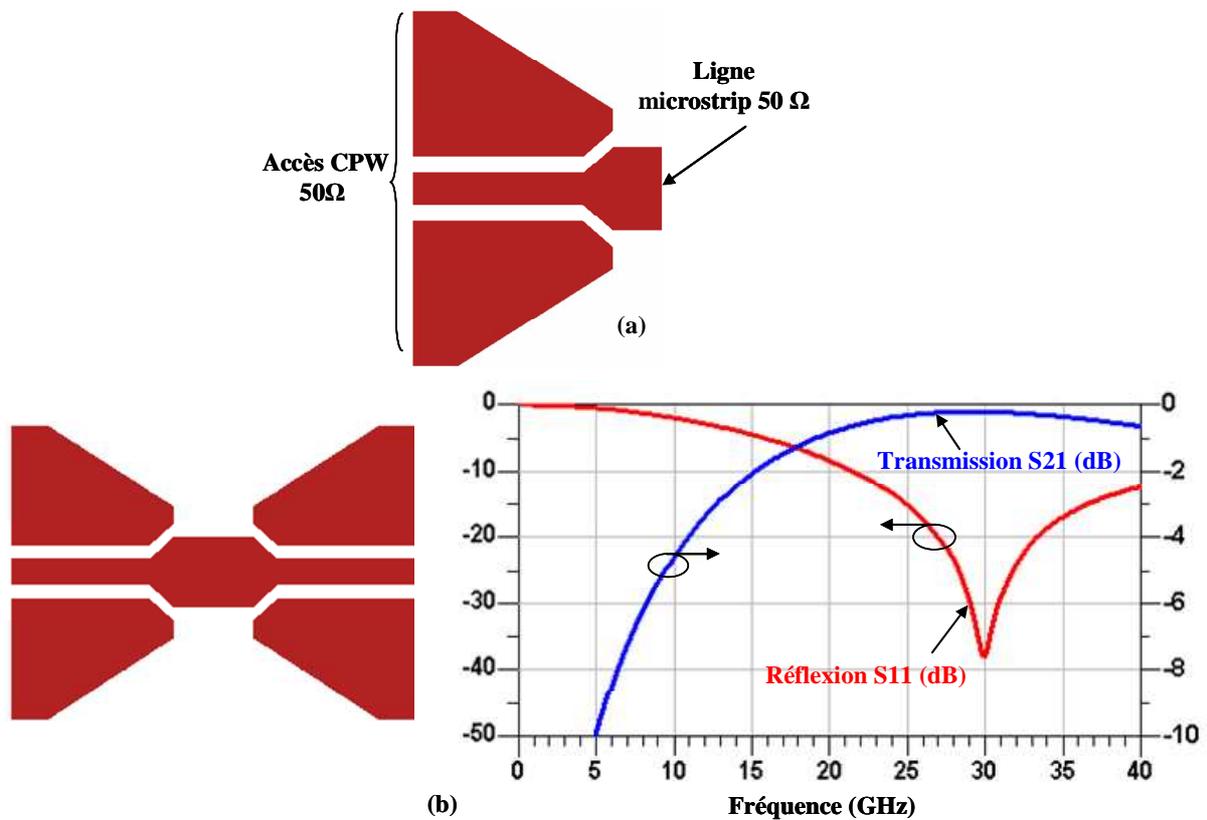


Figure II.11 (a) Transition CPW- Microstrip (b) performances simulées des transitions

En effet, une mise en boîtier avec une connectique coaxiale ou bien l'utilisation de cellules de mesure micro-ruban nous est alors apparue complexe de part la petite taille des composants. Cette transition a été également optimisée pour induire un minimum de perte sur la structure. La figure II.11 nous montre cette transition avec ses performances à la fréquence de 30 GHz

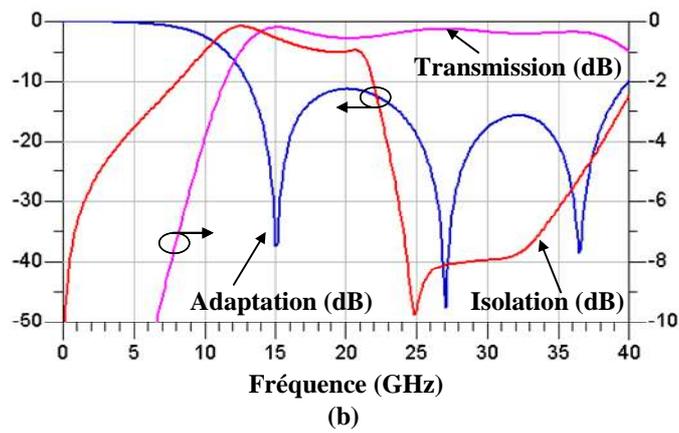
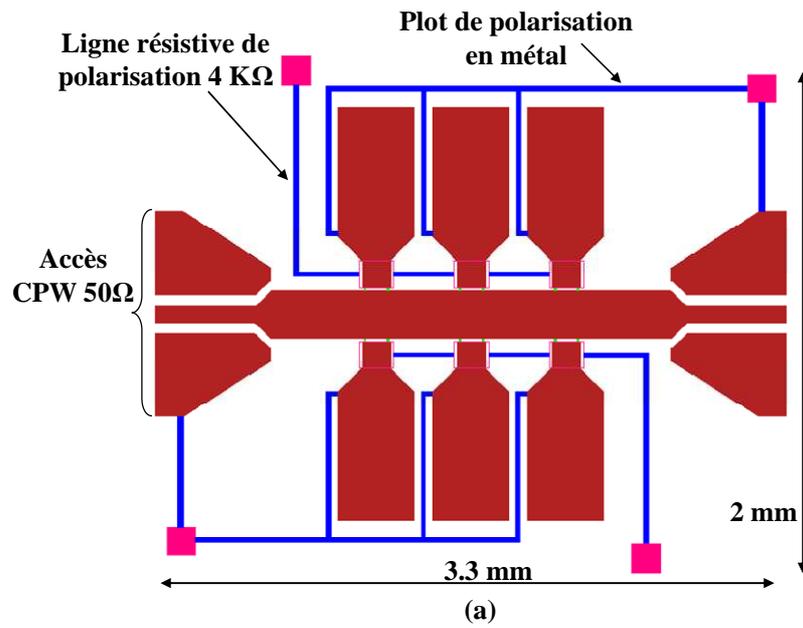


Figure II.12 (a) Structure SPST simulée avec des accès coplanaires et (b) ses performances simulées

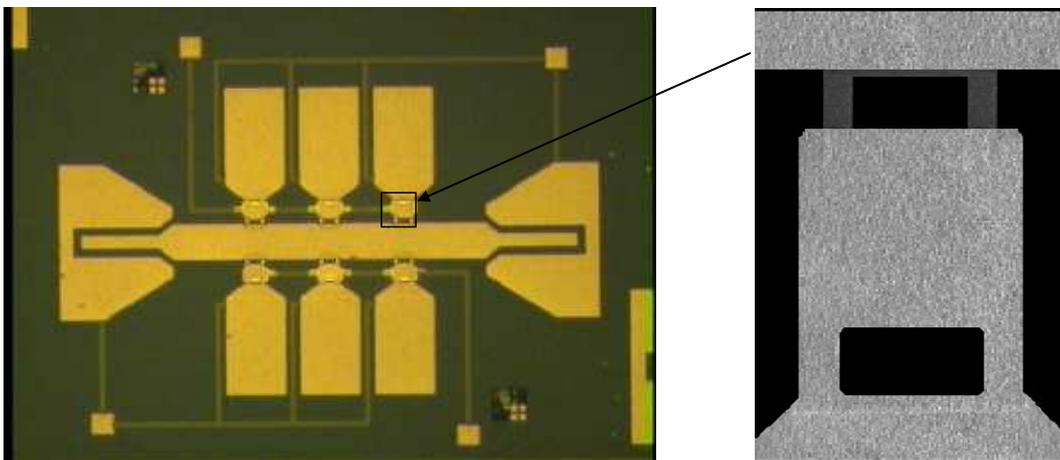


Figure II.13 (a) photographie de la structure SPST fabriquée

Cette transition a été implémentée sans modification des dimensions de la structure initiale. Ainsi, on peut s'attendre à une légère dégradation des performances de cette dernière. Cette dégradation pourra être corrigée par une calibration adaptée.

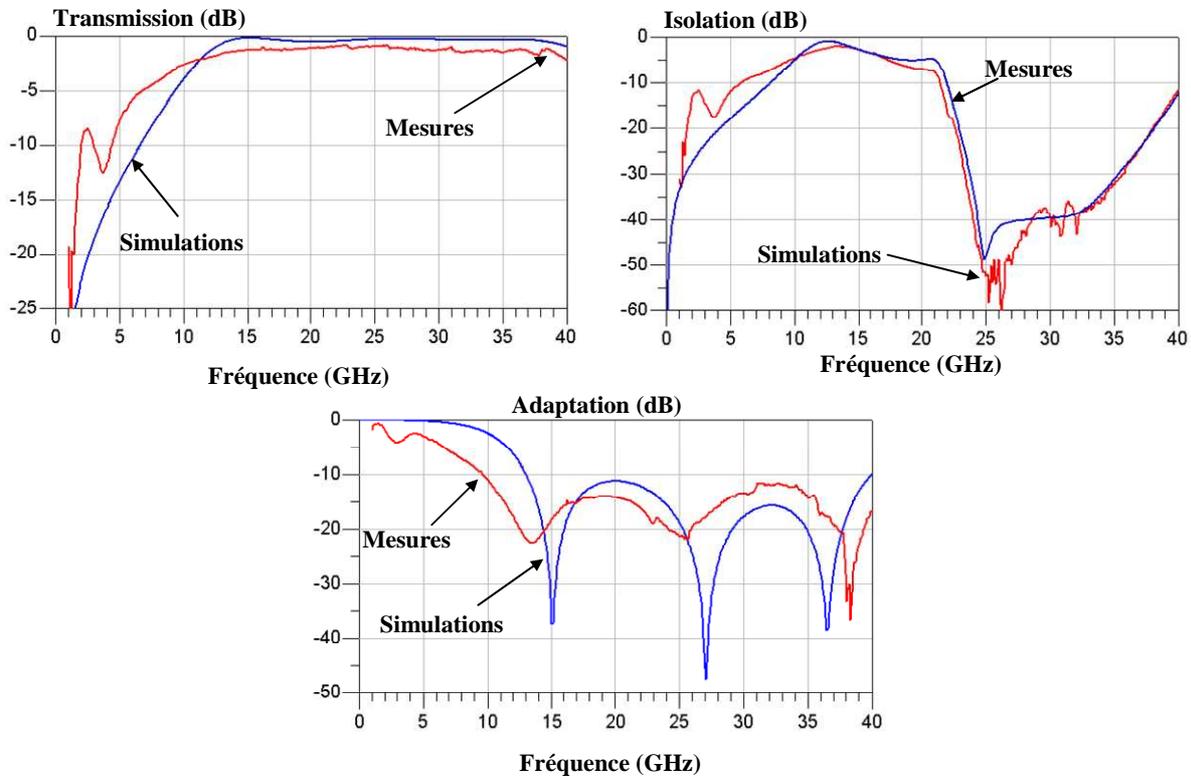


Figure II.14 Performances du SPST : comparaison entre les mesures effectuées et les simulations : transmission et adaptation à l'état bloqué des commutateurs MEMS RF et isolation à l'état passant des commutateurs.

Ainsi, les démonstrateurs ont été fabriqués à partir du procédé développé au laboratoire XLIM. La figure II.13 présente une photographie d'une des structures SPST fabriquées. La figure II.14 nous montre une comparaison entre les mesures de la structure fabriquée qui viennent de valider les simulations effectuées avec MOMENTUM D'AGILENT.

On observe un bon accord avec les performances prévues en simulation. Nous avons mesurés presque 0.7 dB de pertes de plus qu'avaient prévues les simulations, aussi qu'une légère dégradation dans l'adaptation de la structure de 3 dB que l'on peut attribuer aux tolérances de fabrication et à la valeur approximative de l'épaisseur des substrats liée à la finalisation de leur état de surface par polissage ($\pm 20 \mu\text{m}$).

III. Etude de la robustesse de l'architecture choisie

Compte tenu de leurs aspects micromécanique, les microsystèmes MEMS nécessitent une étude de fiabilité poussée. Pour définir la fiabilité d'un tel système, il faut avoir à l'esprit les mécanismes de défaillances introduisant un comportement défaillant du dispositif à plus ou moins long terme. Ainsi, pour tout système, l'étude de la fiabilité est une étape cruciale pour pouvoir envisager une phase de développement industriel.

Sachant que les mécanismes de défaillance des microsystèmes sont encore mal compris et difficilement prévisibles, les études de la fiabilité des microsystèmes sont basées sur l'identification des mécanismes de défaillance puis l'étude statistique d'apparition de ces défauts sur un grand échantillon de structures. Par cette analyse de fiabilité la durée de vie moyenne du dispositif peut être estimée.

Il n'existe pas à l'heure actuelle des méthodes d'étude de fiabilité spécifiques au cas de microsystèmes en dehors de l'étude statistique d'apparition de défauts préalablement identifiés. Ainsi, pour pouvoir étudier la fiabilité d'un microsystème, Il faut prédire son mauvais fonctionnement pour pouvoir l'optimiser de façon à obtenir un fonctionnement optimal avec une durée de vie maximale.

Généralement, les mécanismes de défaillances sont divisées en deux catégories : les mécanismes de défaillance liés à la fabrication (collage, fracture, contrainte résiduelles...) et les mécanismes de défaillance induits par le fonctionnement (fatigue, friction, collage par adhésion, dégradation du diélectrique...) [II-2]-[II-9].

III.1. Défaillances considérés dans notre étude

La solution envisagée dans ces travaux pour l'amélioration de la robustesse de nos structures, est une méthodologie de conception qui tente de limiter l'effet de trois mécanismes de défaillances, sur les performances globales des composants : la déformation des cantilevers qui se traduit par la variation du gap d'air entre la poutre et les doigts de contact, et la friction qui se traduit par la dégradation de la résistance de contact des commutateurs et finalement le chargement de diélectrique.

Ainsi, contrairement à la méthodologie basée sur l'étude statistique de la fiabilité des composants MEMS, notre méthode étudie les systèmes avant leurs fabrications, cela permet de réduire significativement le coût du procédé d'étude de la fiabilité.

III.1.1. Limitation de l'effet d'une dégradation de la résistance de contact des commutateurs

Comme nous l'avons évoqué dans le chapitre I, le contact résistif est sujet à deux principaux phénomènes de défaillance : une microsoudure ou une détérioration du contact entraînent une dégradation des performances due à une augmentation de la résistance de contact. La détérioration de contact ohmique peut apparaître au bout d'un certain nombre de cycles de fonctionnement, se manifestant par une modification de la rugosité de surface. Ce phénomène entraîne une dégradation plus ou moins importante des performances du micro-commutateur mais ce dernier peut tout de même continuer à opérer à la différence d'une défaillance par microsoudure où le commutateur reste coller à sont état actionné.

L'architecture proposée prend en compte la probabilité de l'apparition du phénomène de détérioration du contact de façon à améliorer la tenue global de la structure dans ce terme. Dans la configuration parallèle proposée, à l'inverse d'une configuration série, l'effet individuel des commutateurs est considérablement réduit car l'ensemble des commutateurs opérant ensemble peut compenser la défaillance d'un ou plusieurs des autres commutateurs.

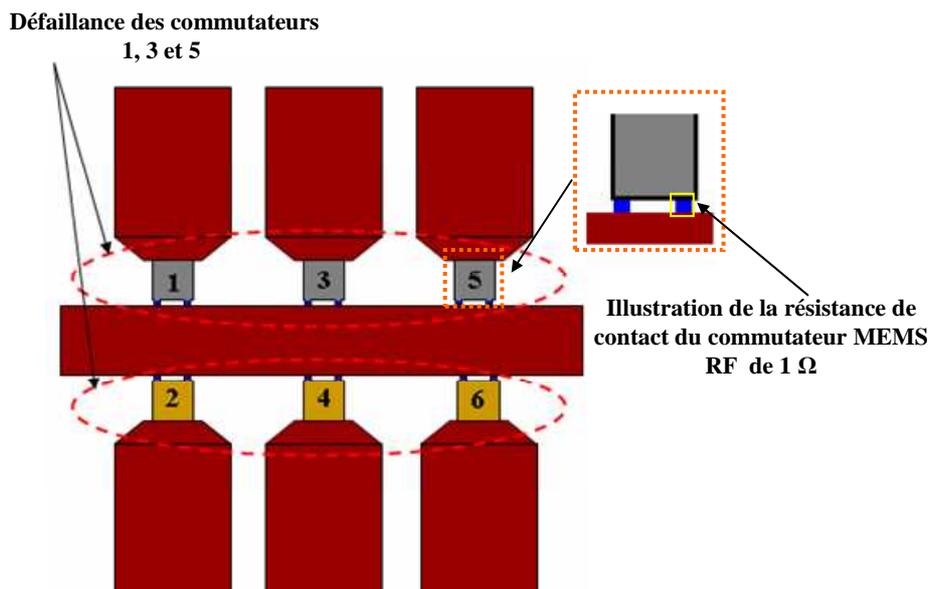


Figure II.15 Etude de fiabilité de la structure : les commutateurs libellés 1, 3 et 5 présentent une dégradation de leur résistance de contact.

Pour évaluer l'efficacité de notre approche face à ce genre de défaillance, plusieurs simulations électromagnétiques ont été menées dans le but de quantifier l'impact d'un mauvais fonctionnement, d'un ou de plusieurs commutateurs, sur les performances globales de la structure. Plusieurs cas ont été considérés, dans la suite nous allons nous limiter aux cas les plus critiques de défaillances.

Il faut noter que cette étude a été faite avant l'intégration du réseau de polarisation dans la structure dans le but de réduire le temps de calcul des simulations du logiciel de simulation 2.5 D MOMENTUM d'AGILENT. En réalité, le réseau de polarisation ne dégrade que très légèrement les performances de la structure.

La figure II.15 présente la structure SPST étudiée en illustrant les commutateurs MEMS RF présentant une anomalie de fonctionnement induit par l'augmentation de leur résistance de contact. Sachant que cette augmentation de la résistance de contact aura pour effet principal la dégradation de l'isolation de la structure. Notons que pour modéliser un contact ohmique normal une résistance de valeur de 1Ω est utilisée. La figure II .16 présente l'effet de la variation de la résistance de contact des commutateurs 1, 3 et 5 sur l'isolation de la structure.

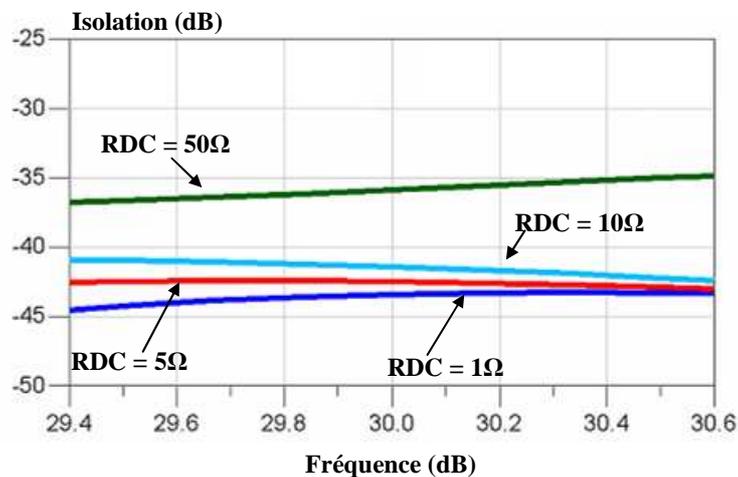


Figure II.16 Etude de fiabilité de la structure : variation d'isolation de la structure SPST suite à une dégradation de la résistance de contact des commutateurs 1, 3 et 5.

D'après les résultats des simulations, l'impact sur les performances reste limité, en effet la structure garde une isolation meilleure de 40 dB à 30 GHz pour une valeur de 10Ω de

résistance de contact, et reste meilleure de 35dB pour une valeur résistance de allant jusqu'à 50 Ω .

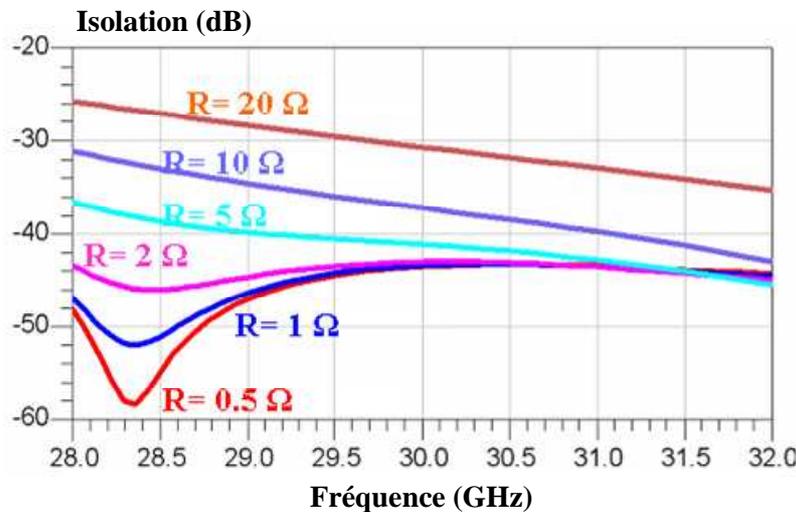


Figure II.17 Etude de la fiabilité de la structure : variation de l'isolation de la structure SPST suite à une dégradation de la résistance de contact des tous les commutateurs.

Le pire des cas que nous pouvons considérer est le cas dans lequel tous les commutateurs de la structure souffrent simultanément d'une anomalie suite à une dégradation du contact ohmique, les performances dans ce cas sont données par la figure II.17.

Les performances de la structure en sont plus fortement dégradées, mais dans le cas d'une faible dégradation des résistances, elles restent acceptables. En effet, nous obtenons une isolation meilleur que 35 dB à 30 GHz pour une valeur de résistance de contact allant jusqu'à 10 Ω , et une isolation de 30 dB à 30 GHz pour une valeur allant jusqu'à 20 Ω .

D'après cette étude, nous pouvons constater l'efficacité de la configuration parallèle pour limiter l'effet de ce type de défaillance. En effet, nous avons pu observer le bon comportement général de la structure face au comportement individuel d'un ou de plusieurs commutateurs MEMS RF qui le compose.

Un autre phénomène de défaillance que peut rencontrer notre structure à base de commutateur à contact ohmique, est l'adhérence voir la soudure des contacts de ces derniers, résultant d'un échauffement trop important des zones de contact suite à la transmission d'une puissance trop importante. Dans ce cas, ce phénomène peut induire un collage définitif d'un ou plusieurs commutateurs, qui entraîne en revanche un dysfonctionnement permanent de la structure. Ceci étant la limite de fonctionnement de l'architecture considérée.

III.1.2. Déformation des cantilevers

Dans ce cas, la déformation étudiée est celle de la poutre mobile de chaque commutateur suspendue au dessus des doigts de contact. Cette défaillance consiste au fait que la poutre ne revient plus complètement à sa position initiale, elle subit une déformation qui peut être positive ou négative (cf. Figure II.18). Ce qui entraîne un changement du gap d'air et donc de la capacité formée par la poutre et les doigts de contact. La valeur de cette capacité influe directement sur les performances de la structure, en particulier sur ses pertes d'insertions lorsque les commutateurs sont dans leurs positions ouvertes.

En effet, dans le cas d'une déformation positive, la valeur de la capacité équivalente placée en parallèle de la ligne de transmission diminue, ce qui entraîne une meilleure isolation des commutateurs MEMS RF, diminuant ainsi les pertes d'insertion de la structure, mais induisant en revanche une augmentation de la tension d'activation nécessaire pour actionner les commutateurs correspondants.

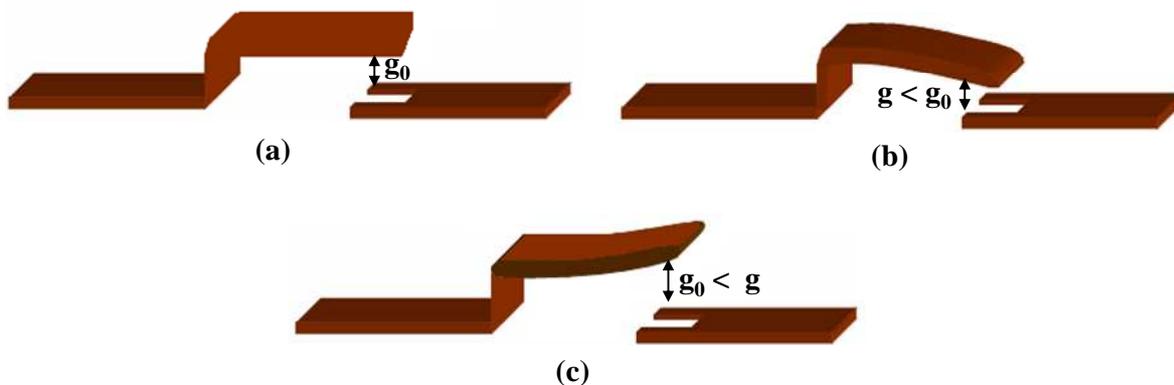


Figure II.18 Modélisation du phénomène de la déformation de la poutre (a) pas de déformation $g_0 = 1.8 \mu\text{m}$ (b) déformation négative $g < g_0$ (c) déformation positive $g_0 < g$

Inversement, une déformation négative entraîne une augmentation de la valeur de la capacité équivalente des commutateurs MEMS RF, ce qui peut induire une augmentation des pertes d'insertion de la structure par désadaptation de la ligne de transition

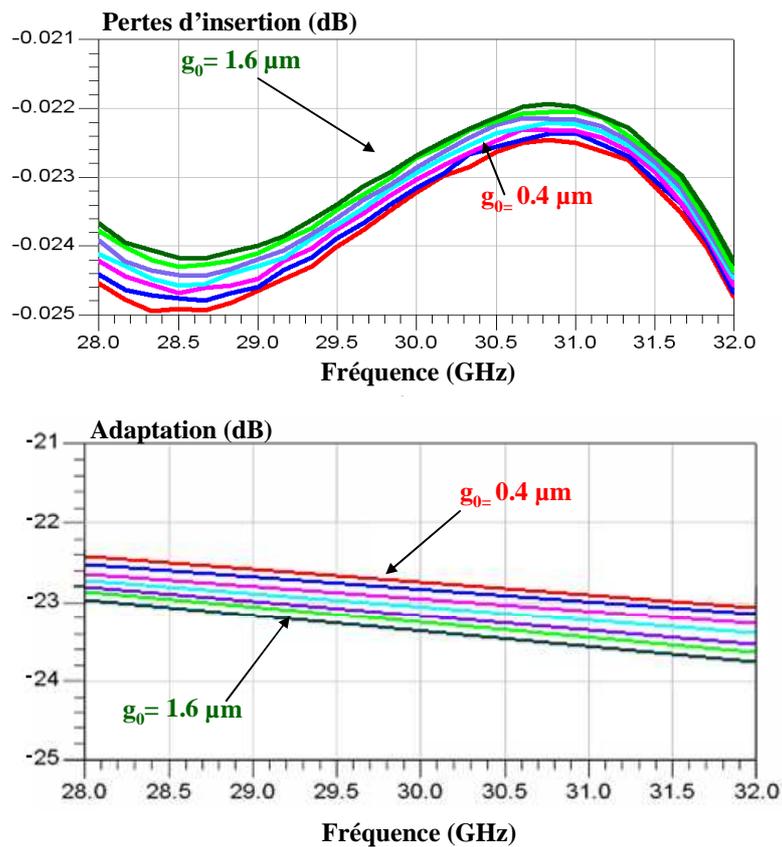


Figure II.19 Etude de fiabilité de la structure : variations des pertes d'insertion et de l'adaptation de la structure SPST suite à une déformation négative des poutres cantilever de tous les commutateurs MEMS RF.

Pour étudier l'impact de ce phénomène sur notre structure SPST, nous avons considéré plusieurs cas dans lesquels un ou plusieurs commutateurs présentent une anomalie qui consiste en une courbure de sa structure mobile. Ce phénomène est simulé par le changement de l'épaisseur de la couche d'air g_0 au dessous de la poutre : cette couche ayant une valeur initiale de $1.8\mu\text{m}$.

Parmi les cas étudiés, nous présentons le cas le plus sensibles où tous les commutateurs présentent une déformation négative (cf. Figure II.18). En effet, les simulations ont montré un bon comportement global et une très faible sensibilité des pertes d'insertion face à ce phénomène de défaillance. La figure II.19 présente la variation des pertes d'insertion et de l'adaptation de la structure SPST suite à la variation du gap g_0 .

III.1.3. Chargement du diélectrique de l'actionneur électrostatique

Comme nous l'avons déjà évoqué, généralement un commutateur MEMS RF à contact ohmique qu'une structure peut subir plusieurs millions de cycles avant de présenter une des défaillances comme celles qui ont été étudiées dans les deux cas précédentes. Or, d'autres défaillances également critiques peuvent apparaître rapidement et notamment les problèmes liés aux chargements des diélectriques utilisés dans les actionneurs électrostatiques.

Pour cette raison, nous avons choisi d'intégrer des commutateurs MEMS RF fabriqué sans une couche diélectrique, ce commutateur était conçu, fabriqué et testé au laboratoire XLIM [II-9].

III.1.3.1.1. Commutateur MEMS RF à actionneur sans diélectrique

Tout d'abord, nous présentons le principe de fonctionnement de ce commutateur seul implanté sur un substrat d'alumine. Ensuite, nous présenterons comment nous l'avons intégré dans l'une de nos structures SPST pour améliorer ses performances en terme de fiabilité.

Le commutateur est toujours composé d'une membrane de type cantilever mais munie de deux paires plots d'arrêt placés d'une part et d'autre du cantilever. Ces plots servent à empêcher le cantilever d'entrer en contact avec l'électrode d'actionnement qui n'est plus protégée. Le passage de la ligne de polarisation sous le plan de masse a été judicieusement optimisé pour minimiser le couplage entre les deux, un pont à air très rigide a été formé de façon à éviter tout contact entre la ligne de polarisation et la ligne de masse RF qui est également mise au potentiel zéro en DC.

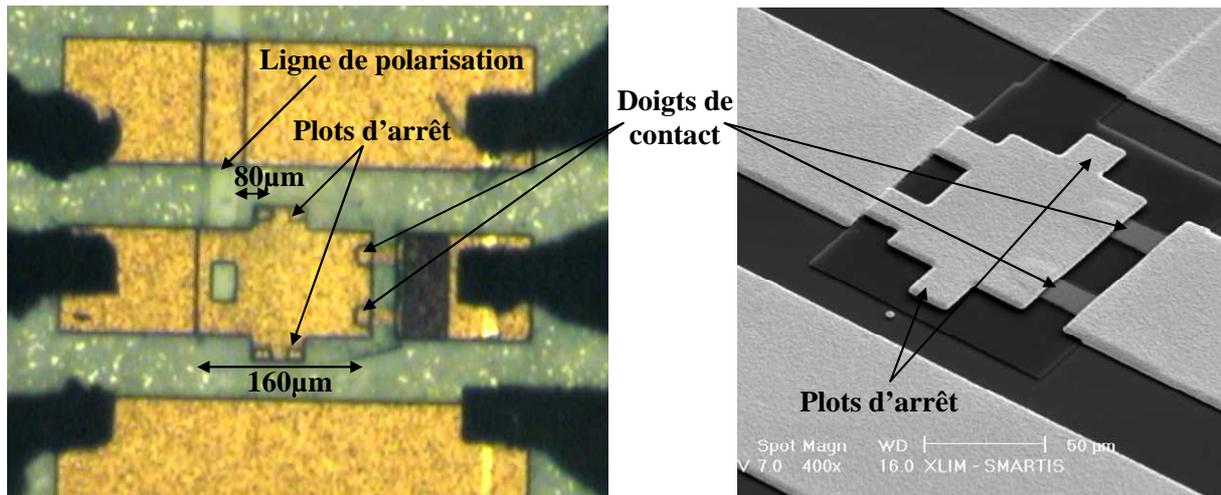


Figure II.20 Photographie du commutateur MEMS RF sans diélectrique.

La photographie de la figure II.20 montre un commutateur de 160 μm de longueur, muni de deux doigts de contact de 15 μm de diamètre et distants de 40 μm . Le procédé de fabrication utilise seulement six niveaux de masque et ne diffère de celui présenté dans le chapitre I que par l'absence de diélectrique.

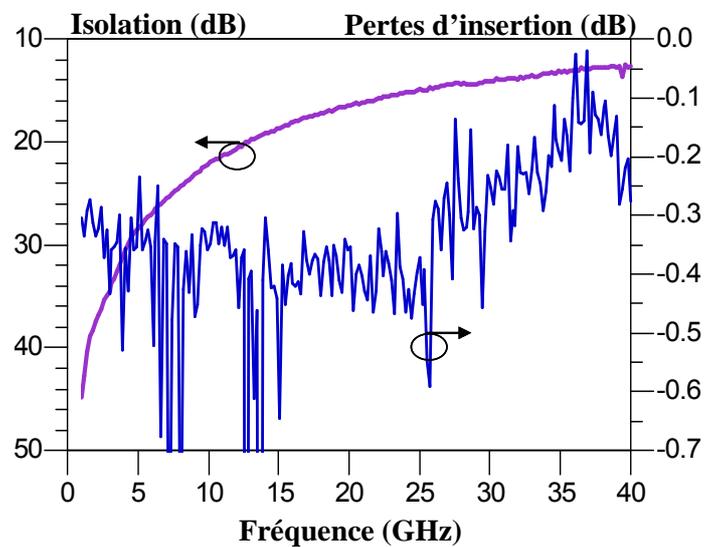


Figure II.21 Performances mesurées du commutateur MEMS RF à l'état passant et à l'état bloqué

Les performances mesurées sont données par la figure II.21, il apparaît clairement que les performances électromagnétiques du commutateur sont largement convenables jusqu'à des fréquences supérieures à 30 GHz. des pertes d'insertion de 0.3dB à 30 GHz et une isolation de 13 dB à cette même fréquence, des performances tout à fait similaires à celles du commutateur qui utilise un actionneur avec diélectrique (cf. Figure II.1).

III.1.3.1.2. Structure SPST basé sur le commutateur MEMS RF sans diélectrique

Dans cette partie nous avons repris le travail que nous avons fait dans la partie III en intégrant des commutateurs sans diélectrique à la place des commutateurs normaux. L'optimisation était faite sous MOMENTUM d'Agilent, toutes les dimensions de la structure ont été ajustées pour aboutir à la structure finale présentée sur la figure II.22. Lorsque les stubs sont activés, une isolation meilleure que 40 dB peut toujours être atteinte. Lorsque les commutateurs seront placés en position bloquée nous aurons des pertes meilleures que 0.1 dB et une adaptation meilleure que 20 dB sur toute la bande qui nous intéresse.

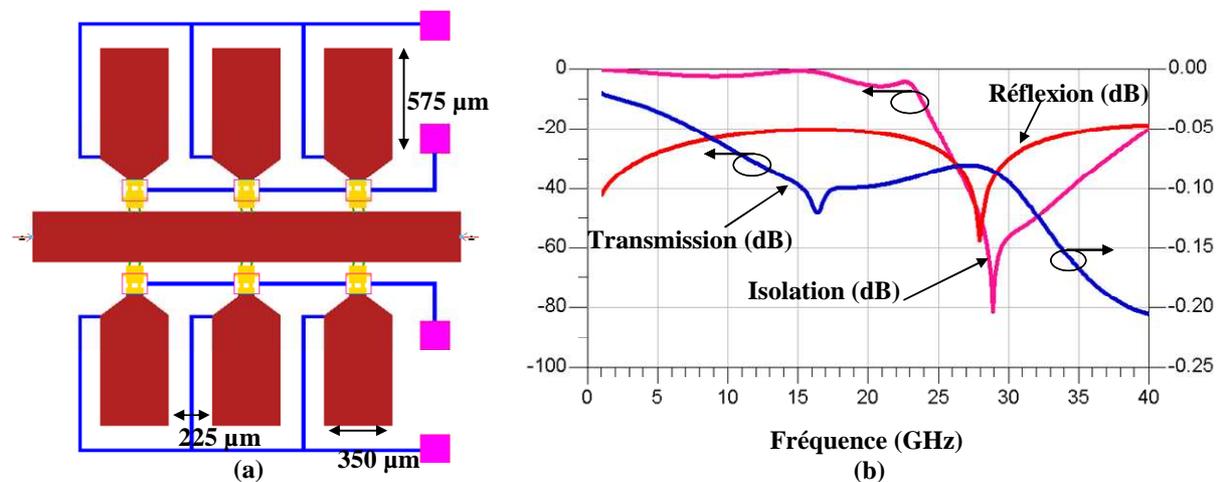


Figure II.22 (a) Structure SPST à base de commutateurs sans diélectrique (b) les performances simulées

Cette structure sera dans la suite utilisée comme brique de base dans la conception d'autres fonctions de commutation plus complexes présentées dans la suite de ce chapitre.

III.2. Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie les principales défaillances constatés lors de la fabrication ou le fonctionnement de notre structure. Cette approche constitue simplement le premier pas d'une démarche plus complexe qui fait aujourd'hui un sujet d'un vaste travail de recherche. En effet, nous avons identifié et chercher à apporter des solutions à certaines des causes qui peuvent entraîner la défaillance de notre structure. Cette étude nous a permis de conforter notre choix d'architecture, et de démontrer son efficacité potentielle face aux défaillances à criticité moyenne mentionnées précédemment.

En revanche, cette configuration en l'état ne sera pas en mesure de faire face à des défaillances à forte criticité, comme les microsoudures, le chargement de diélectrique ou encore le claquage de diélectrique. Pour cela, nous avons proposé, à la fin de cette partie, l'utilisation des commutateurs à actionneur sans diélectrique, limitant ainsi potentiellement, les défaillances liées aux des actionneurs électrostatiques utilisées.

Nous allons présenter maintenant la mise au point des structures de commutation multiports basées cette architecture de commutateur.

IV. Optimisation électromagnétiques des structures multiports proposées

Nous proposons dans cette partie des structures et des fonctions de commutation multiport plus complexes tel que le SPDT (Single Port Double Throw)[II-10]-[II-12], le SP4T (Single Pole Four Throw) [II-13]-[II-16], les commutateurs de type C [II-17][II-18]et les commutateurs de type R [II-18][II-19].

IV.1. SPDT proposé sur notre principe de commutation

Compte tenu de l'architecture de notre SPST et de ses performances autour de 30 GHz, ce dernier sera à la base du SPDT que nous allons concevoir ainsi que pour toutes les autres fonctions de commutation proposées dans la suite.

Ainsi, le composant SPDT proposé est formé à partir de deux structures SPST, reliées avec des coudes et des lignes micro-ruban de façon à obtenir leurs meilleures performances sur la bande de fréquence souhaitée.

La figure II.23 présente un schéma illustrant notre SPDT, les coudes et les lignes ont été optimisés à l'aide du logiciel ADS circuit pour obtenir des performances optimales avec un minimum d'encombrement possible.

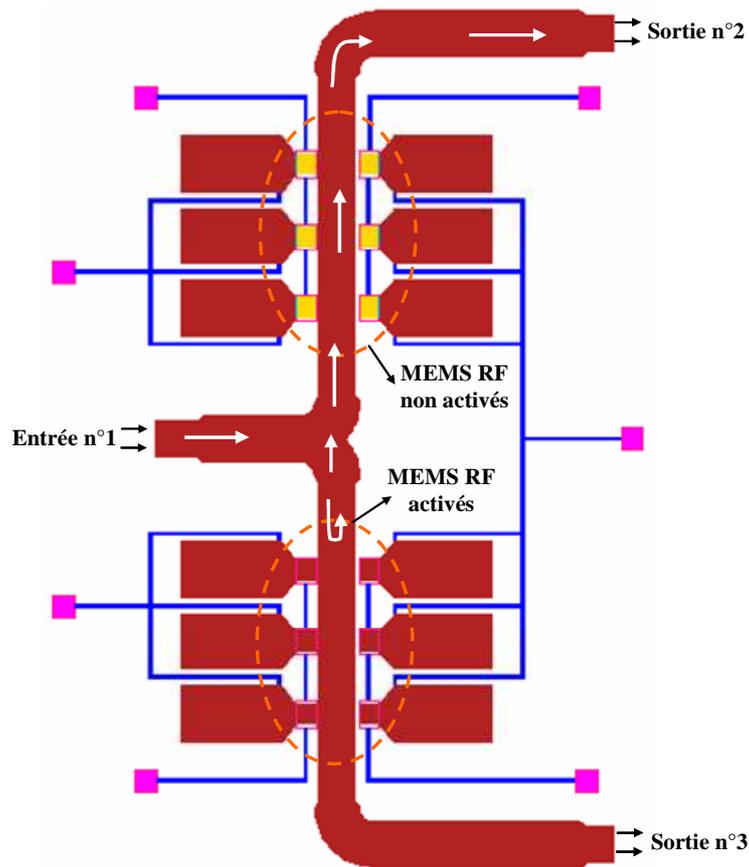


Figure II.23 Schéma illustrant l'architecture du SPDT proposé (3 mm x 6 mm)

IV.2. Résultats des simulations du SPDT

Lorsque la structure devient multiport, la question d'isolation entre chacun des ports devient critique et beaucoup plus sensible. Lorsque le nombre de ports augmente les interconnexions entre ces différents ports deviennent également plus complexes. Compte tenu de la taille compacte souhaitée des structures, des couplages entre les voies et des modes parasites apparaissent.

Comme le montre l'exemple de la figure II.23, les commutateurs illustrés en gris foncé sont considérés passants, ceux qui sont illustrés en gris clair sont bloqués. Chaque port est adapté sur 50Ω . Lorsque le signal atteint les commutateurs actionnés, il est réfléchi par les stubs pour être redirigé vers la branche où les stubs sont inactifs. Notre travail d'optimisation a consisté à trouver les dimensions optimales des lignes pour maintenir l'adaptation et l'isolation recherchées sur la bande de fréquence visée.

La figure II.24 présente les résultats de simulations électromagnétiques réalisées avec MOMENTUM pour le cas où le signal est transmis de l'entrée vers la sortie n° 2, la sortie n° 3 étant bloquée.

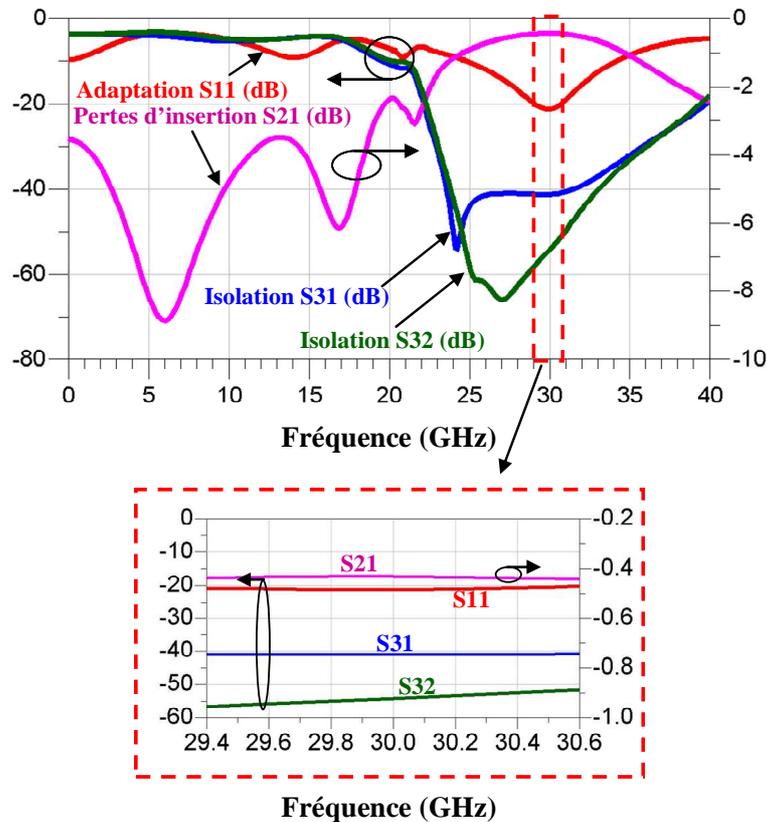


Figure II.24 Performances simulées du composant SPDT considérant une transmission du signal de l'entrée vers la sortie n°2

Après optimisation, ce SPDT possède une adaptation meilleure que 20 dB, une isolation de 40 dB et des pertes d'insertion meilleures que 0.5 dB sur toute la bande de fréquence qui nous intéresse comme le montre la figure ci-dessus.

IV.3. Résultat des mesures

Pour valider l'architecture de la structure SPDT que nous avons mis au point, des démonstrateurs ont été réalisées suivant le même procédé de fabrication décrit précédemment.

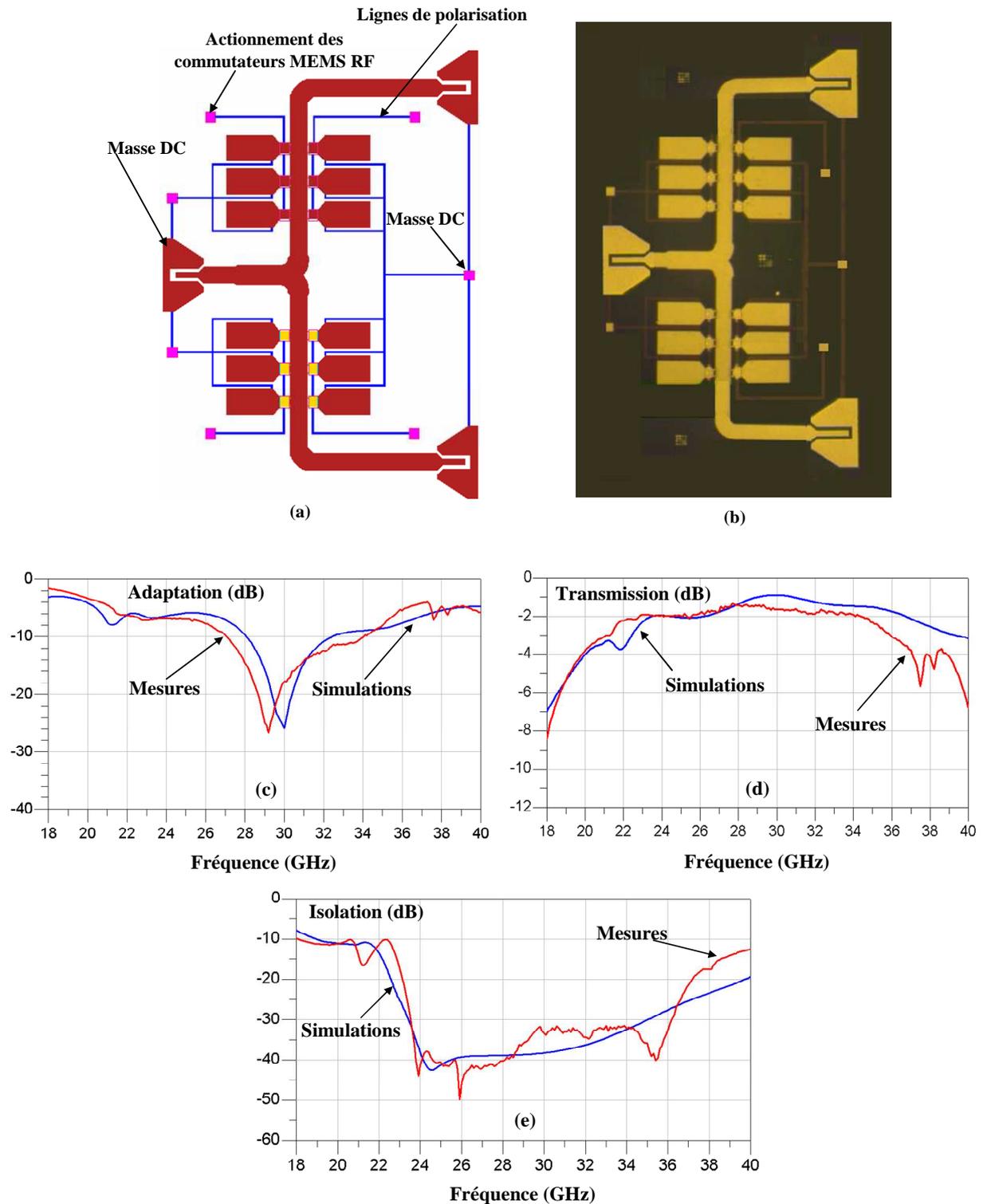


Figure II.25 (a) Structure SDPT simulée (b) Structure fabriquée et la comparaison entre les simulations et les mesures effectuées (c) Adaptation (d) Pertes de transmission (e) Isolation

Ainsi, pour les mêmes raisons que précédemment, la transition CPW- Microruban, a été ajoutée pour effectuer les mesures. Cette transition modifiera légèrement les performances intrinsèques de la structure à accès micro-ruban.

La figure II.25 présente une vue de la structure finale simulée et fabriquée. Les résultats obtenus expérimentalement sont également comparés aux résultats obtenus par simulations électromagnétiques. Les simulations prédisent une adaptation meilleure que 20 dB, une isolation meilleure que 39 dB et des pertes d'insertion meilleures que 0.8 dB sur la bande de fréquence entre 29.5 GHz et 30.5 GHz.

Nous remarquons que les résultats de mesure présentent un très bon accord avec les simulations électromagnétiques, la légère dégradation dans le niveau des pertes d'insertion à 28 GHz peut s'interpréter par les tolérances de fabrication.

V. Architectures proposées pour la conception d'un dispositif SP4T

Un SP4T est une fonction de commutation multiport qui possède une entrée et quatre sorties, une sortie est sélectionnée à chaque fois. Généralement, suivant un même principe, la conception d'un SP4T est issue de la combinaison de plusieurs fonctions SP2T. Dans cette partie, deux configurations ont été proposées pour concevoir cette structure SP4T. Chacune de ces dernières sont basées sur l'association de deux structures SPDT identiques à celle présentée dans la partie V de ce chapitre.

V.1. Première configuration SP4T proposée

La première configuration est donnée par la figure II.26, dans cette configuration deux structures SPDT sont placées en vis-à-vis de façon que les accès des sorties ne sont pas situés tous dans le même plan. En revanche, cette structure reste symétrique et relativement compacte (8mm x 6mm).

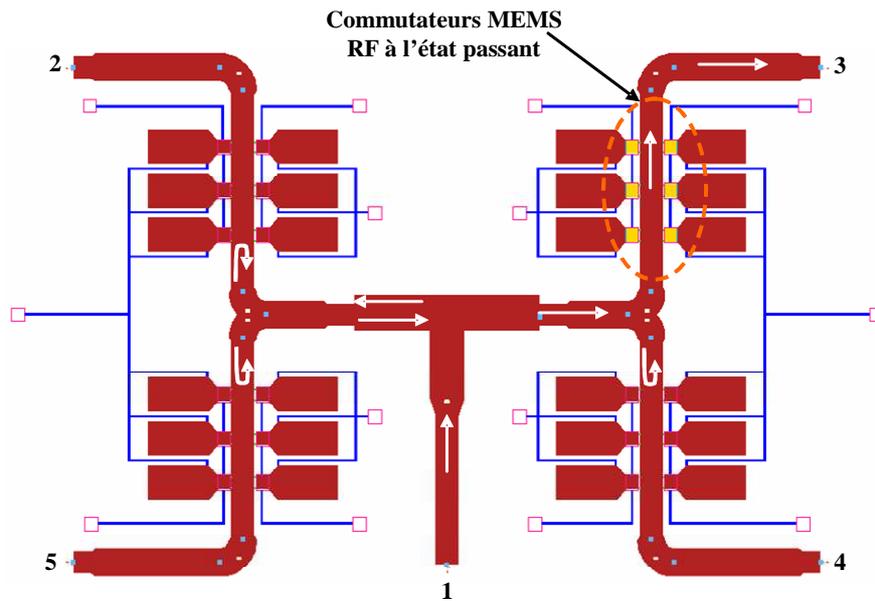


Figure II.26 Première configuration proposée de la structure SP4T, sortie 3 est activée.

Les deux structures SPDT sont reliées entre elles par une ligne micro-ruban de forme T, cette ligne a été optimisée avec ADS circuit pour atteindre des performances optimales à 30 GHz tout en conservant des dimensions raisonnables.

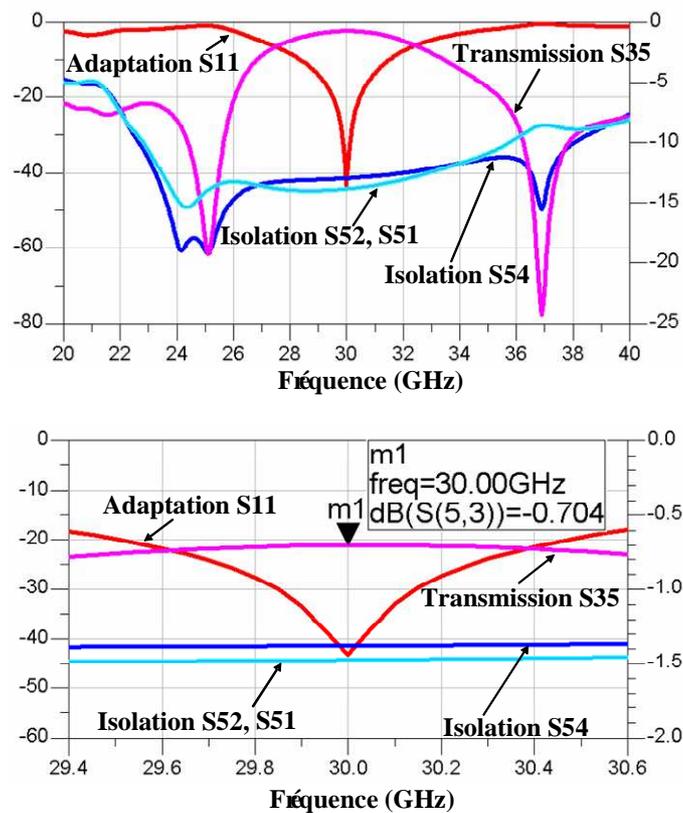


Figure II.27 Performances simulées avec MOMENTUM de l'SP4T, sortie 3 sélectionnée

Les accès d'entrée et des sorties sont adaptés 50Ω, la distance entre la ligne d'entrée et les séries de stubs adjacents est égale à 1mm donc plus grand que 3 x la hauteur du substrat pour minimiser le couplage entre eux. La résonance sur l'adaptation présentée à 30 GHz est gérée par le changement des dimensions de la jonction T entre les SPDT. Les performances finales de cette structure, lorsque la sortie 3 est sélectionnée, simulées avec MOMENTUM sont ajustées par la figure II.27.

Cette configuration offre une adaptation de 20 dB sur une bande de 29.5 GHz jusqu'à 30.5 GHz, des pertes d'insertion de 0.9 dB et une isolation meilleure que 40 dB sur une bande allant de 28 GHz jusqu'à 32 GHz.

V.2. Deuxième configuration SP4T proposée

Dans cette configuration, les ports des sorties sont situés tous dans le même plan. Les deux SPDT sont relié par un diviseur de puissance à l'entrée, qui est optimisé avec ADS circuit afin d'améliorer ses performances et ramener la résonance de la ligne micro-ruban, correspondant à l'adaptation de la structure, dans la bande de fréquence requise. Cette configuration est donnée par la figure II.28.

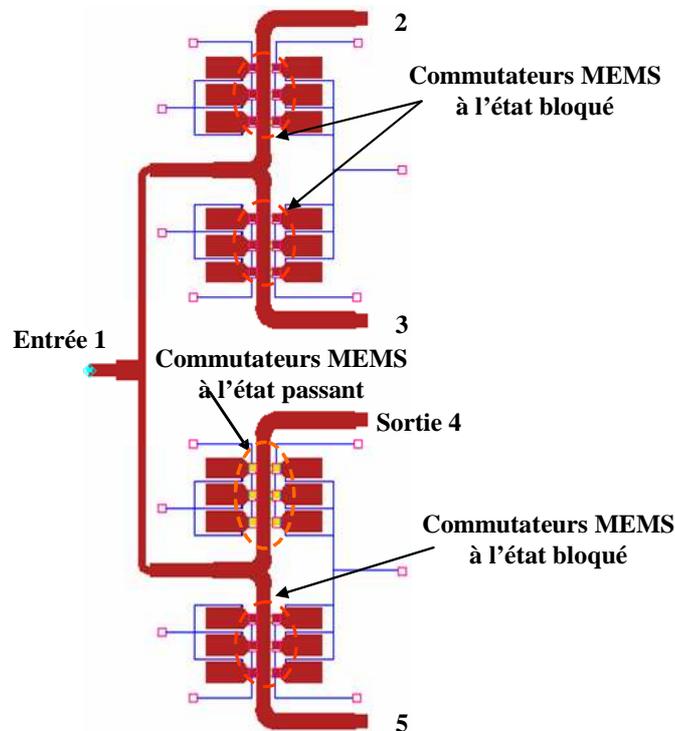


Figure II.28 Deuxième configuration proposée du SP4T, la sortie 4 est activée.

Un effort important a été fait pour optimiser les dimensions de la structure (5 mm x 12 mm) tout en conservant une adaptation optimale accompagnée de faibles pertes d'insertion à l'état bloqué des commutateurs et d'une isolation meilleure que 40 dB à l'état passant. Ces performances sont décrites par la figure II.29, le cas considéré est le cas dans lequel la sortie 4 est activée.

Notons que cette configuration présente plus de perte que la première configuration, compte tenue de la plus grande longueur des bras du diviseur de puissance à l'entrée. Ainsi nous avons obtenu 0.9 dB de perte d'insertion sur une bande de 29.5 GHz jusqu'à 30.5 GHz. L'isolation de la structure reste également meilleure que 40 dB entre 24 GHz et 34 GHz. Enfin, une adaptation de 15 dB est maintenue sur une bande de 29.5 GHz et jusqu'à 30.5 GHz.

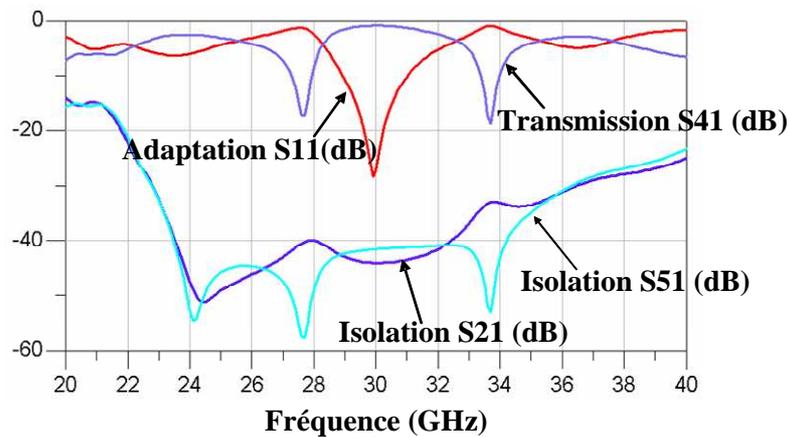


Figure II.29 Performances simulées avec MOMENTUM de l'SP4T, sortie 4 activée

VI. Commutateurs de type C ou DPDT

Les commutateurs micro-ondes de type C ou DPDT sont largement utilisés dans les matrices de commutation opérant aux fréquences microondes, essentiellement dans des applications de communication pour les satellites. Une autre application consiste à les utiliser pour concevoir des antennes adaptative pour des applications dans les téléphones mobile par exemple [II-17].

VI.1. Structure de type C Proposée

Dans cette partie nous décrirons l'architecture du DPDT proposé formé à partir de quatre structures SPST, basées sur des commutateurs à actionneur sans diélectrique dans le but d'obtenir une structure plus fiable et plus robuste.

L'objectif de notre travail est de fabriquer un DPDT capable de fonctionner à 30 GHz avec un niveau de fiabilité élevé et une valeur minimale d'isolation de 40 dB. La figure II.30 nous donne une idée simple de la structure proposée.

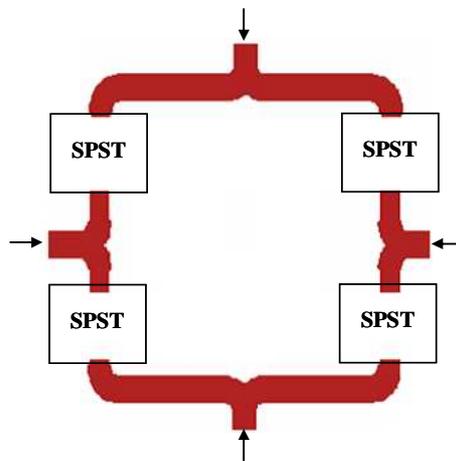


Figure II.30 Illustration du principe du DPDT proposé

VI.2. Optimisation électromagnétique

Étant donné que les structures commencent à être relativement complexes, le DPDT proposé nécessite 24 commutateurs MEMS RF. Dans l'objectif de réduire le temps de simulation, nous avons optimisé dans un premier temps nos structures à partir des modèles d'ADS circuit.

L'architecture présentée sur la figure II.31, a été élaborée avec ADS circuit de façon hybride, combinant les résultats de simulations électromagnétiques des SPST dans leurs états passant et bloqué et des modèles de lignes ou de jonctions d'ADS.

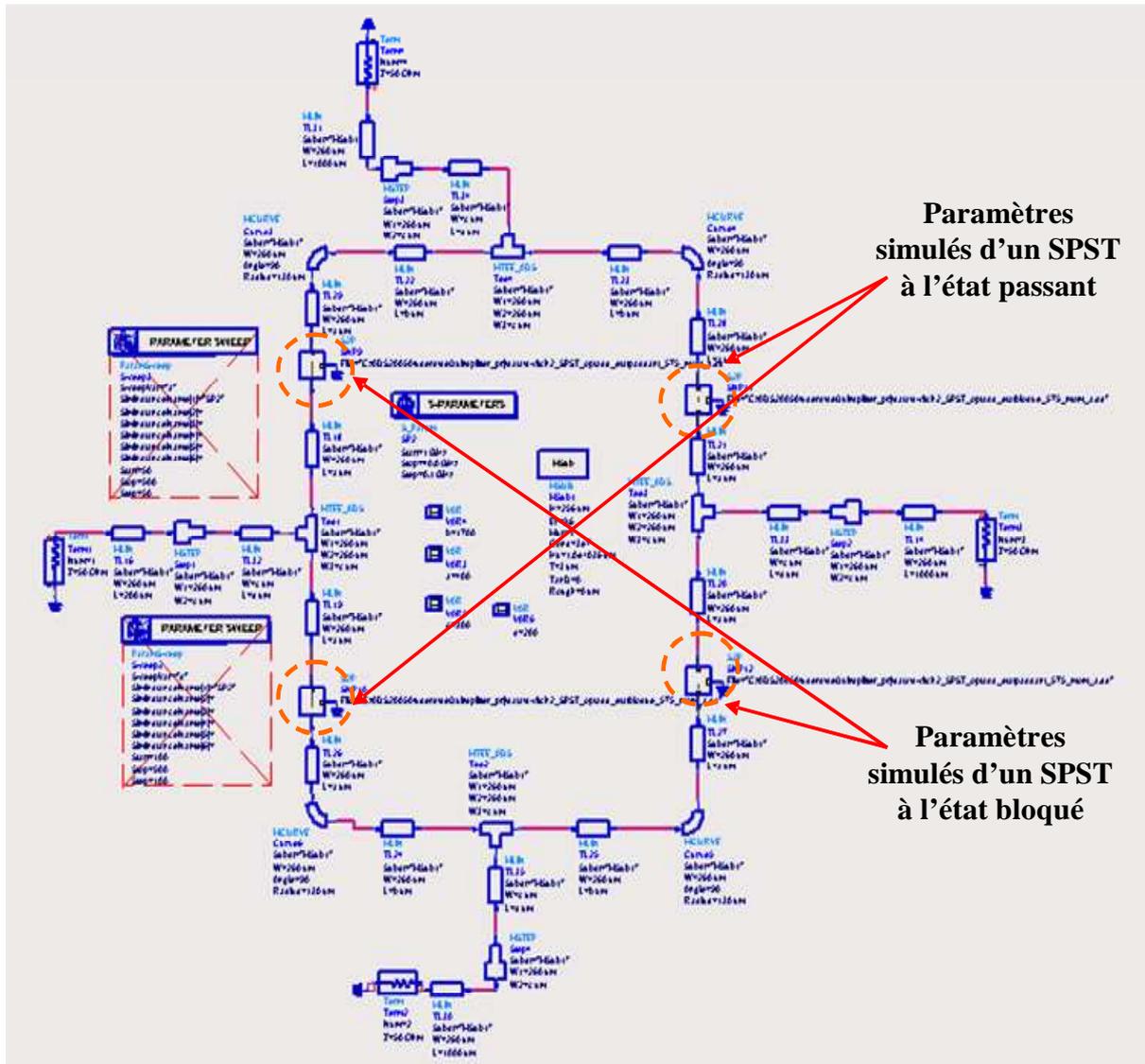


Figure II.31 Modèle élaboré pour la simulation du DPDT avec ADS circuit

L'optimisation de la structure a consisté au dimensionnement approprié des lignes et des coudes. Les entrées et les sorties sont toujours des lignes micro-ruban adaptées à 50Ω. Une distance minimale de 3 fois la hauteur du substrat est respectée entre les stubs pour réduire le couplage dans la structure. Par ce biais, nous avons réussi à amener les meilleures performances de la structure dans la bande de travail requise. La structure finale a été également élaborée par des simulations électromagnétiques globales, les résultats des deux approches sont présentés par la figure II.32.

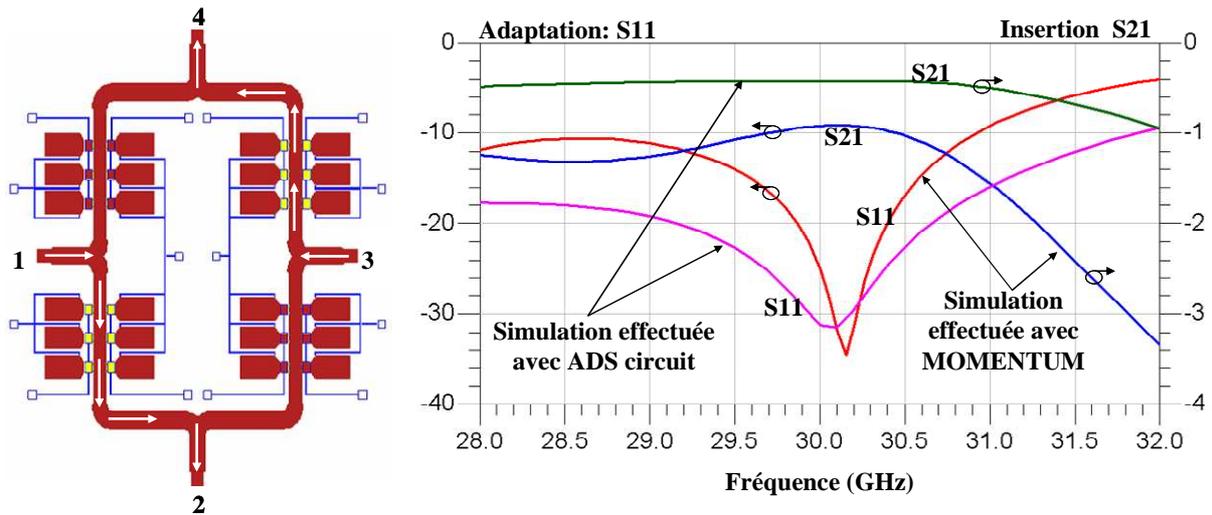


Figure II.32 Structure finale DPDT avec une comparaison de ses performances simulées sur MOMENTUM et sur ADS circuit

Comme nous pouvons le voir, les simulations électromagnétiques prédisent des pertes de 0.9 dB à 30 GHz avec une adaptation meilleure que 20 dB, mais l'isolation de la structure ne dépasse pas les 38 dB, ce qui ne répond pas exactement à nos spécifications.

Pour cela, une cellule SPST à 4 stubs a été développée dans l'objectif d'améliorer de l'isolation lorsqu'on a un passage simultané de signal des deux cotés du SPST. Cette cellule est présentée avec ses performances simulées sur la figure II.33. Notons que lorsque cette structure sera alimentée simultanément des deux accès (cas réaliste lorsqu'elle sera implémentée dans un DPDT), elle conserve une bonne isolation. La figure II.33 (b) présente une distribution de courant dans le cas d'une double alimentation, on voit bien que l'isolation est meilleure que dans le cas d'un SPST contenant 6 stubs (cf. Figure II.22)

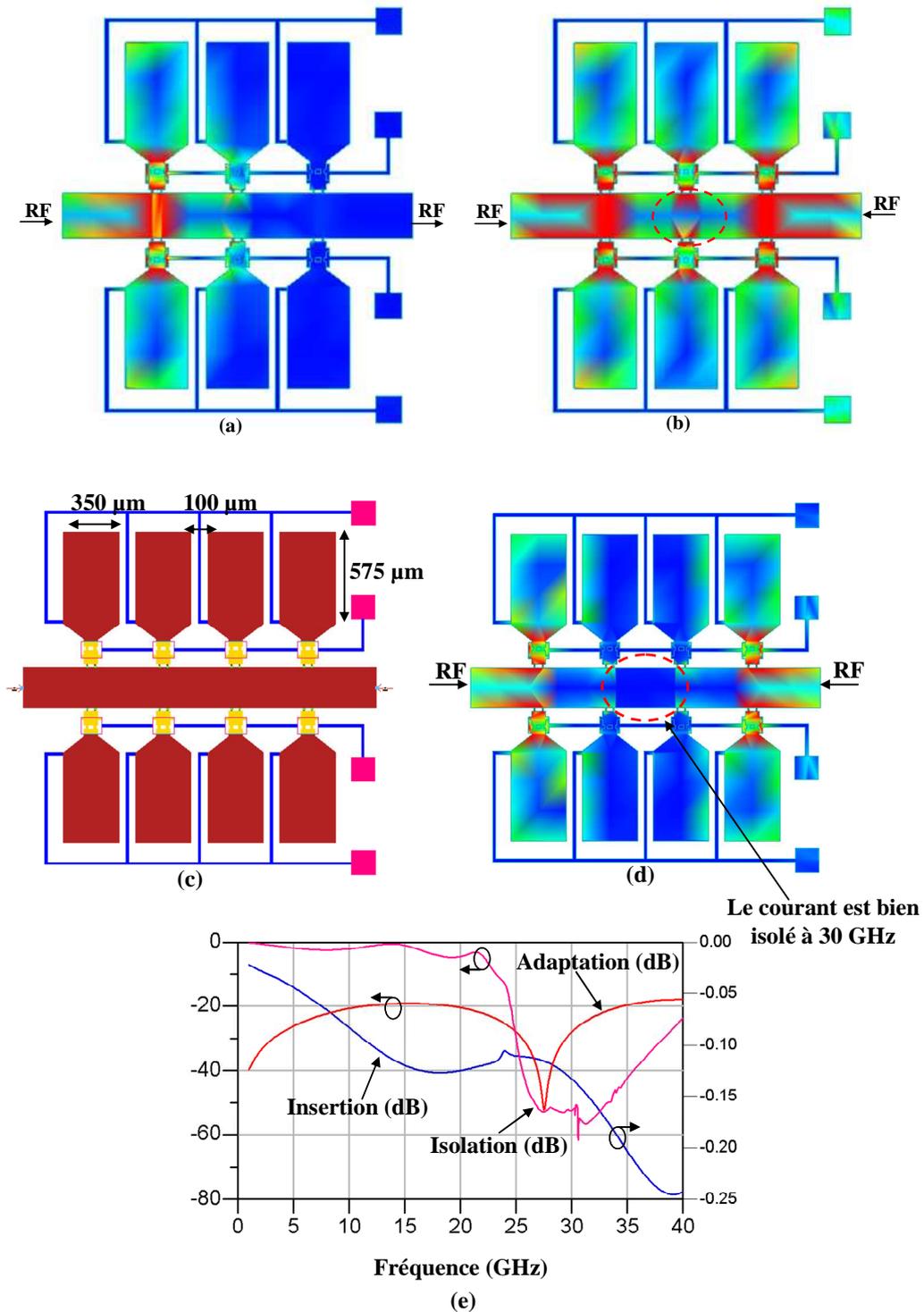


Figure II.33 (a) Distribution de courant pour un SPST conçu avec 6 stubs dans le cas d'une alimentation d'un seul accès (b) distribution de courant dans le cas d'une alimentation simultanée des deux accès (c) illustration de la structure SPST conçu avec 4 stubs (d) distribution de courant dans le cas d'une alimentation simultanée des deux accès (e) et ses paramètres S simulés

Pour valider expérimentalement cette structure qui sera utilisée dans la suite, nous l'avons fabriqué et mesuré pour mieux estimer les performances des structures plus complexe utilisant cette dernière comme brique de base. Une transition CPW- Microruban a été ajoutée

aux accès pour effectuer les mesures nécessaires. Pour mieux estimer les pertes de cette structure, cette transition a été fabriquée et mesurée à part, une photographie de cette transition suivie de ses pertes d'insertion est donnée par la figure II.34.

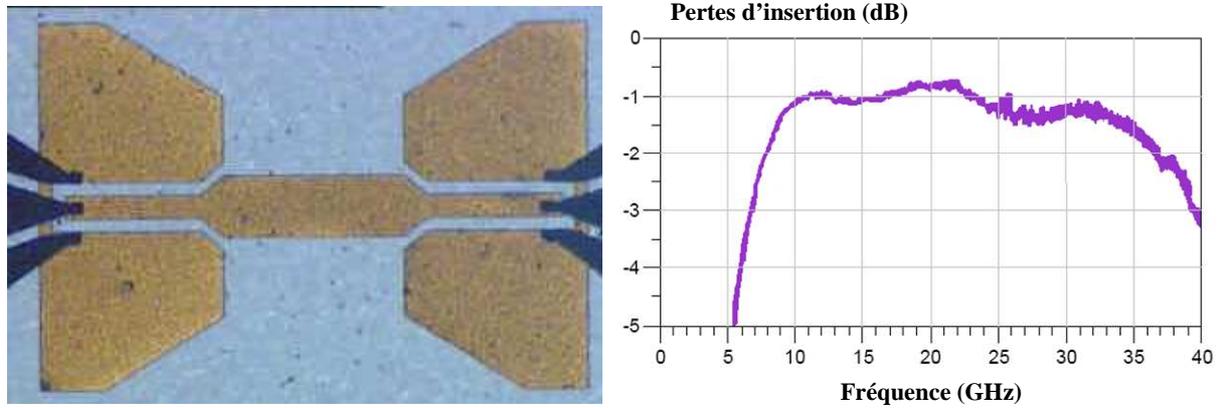


Figure II.34 Photographie de deux transitions CPW-Microstrip utilisée pour effectuer les mesures avec leurs pertes d'insertion mesurées

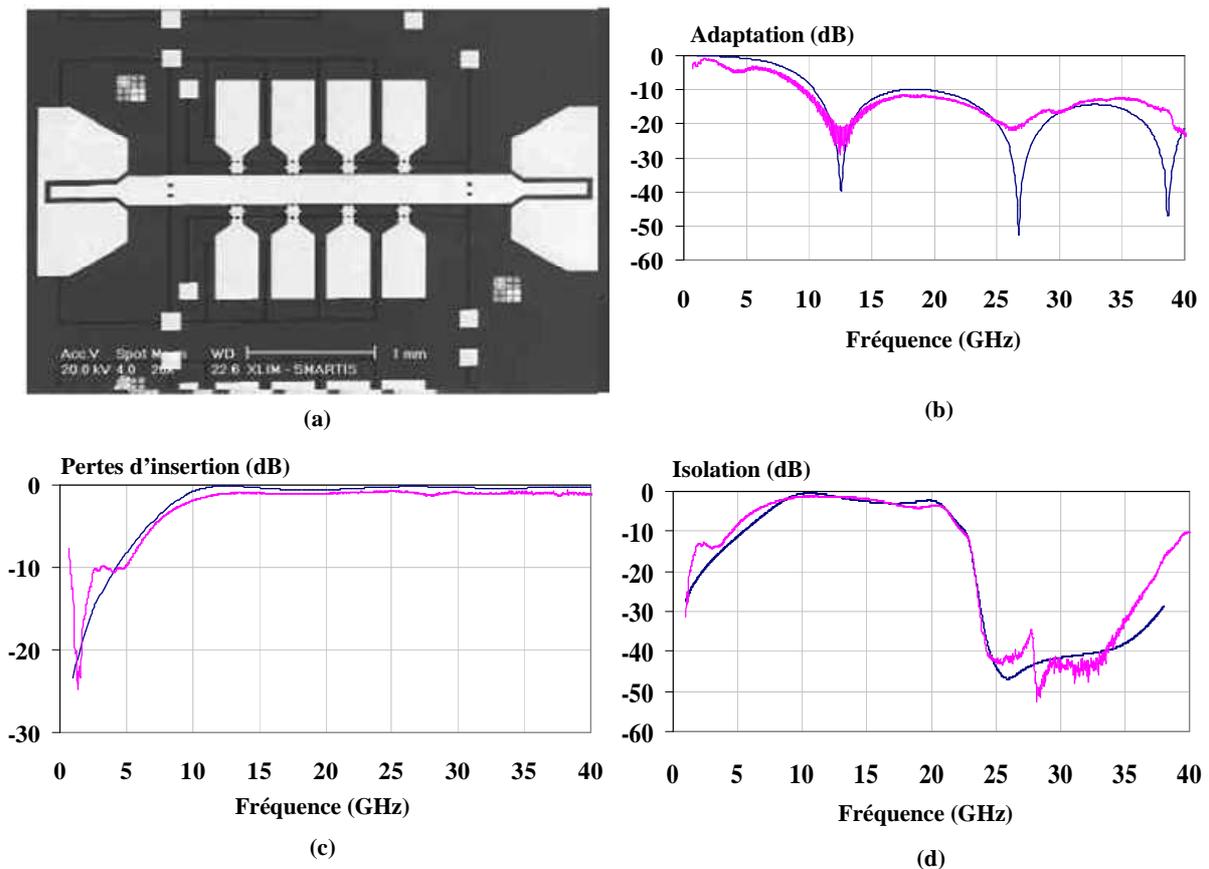


Figure II.35 (a) photographie d'un SPST fabriqué avec des commutateurs MEMS RF sans diélectrique avec la comparaison entre ses performances mesurées (mauve) et simulées (bleu) (b) Adaptation (c) Pertes d'insertion (d) Isolation

Nous distinguons d'après la figure II.34 que les pertes d'insertion ajoutées par la transition CPW-Microstrip ont une valeur mesurée de 1.2 dB à 30 GHz. La figure II.35 présente une photographie de la structure fabriquée avec ses performances en tenant compte des transitions décrites ci-dessus. Nous distinguons un très bon accord entre les simulations faites avec MOMENTUM et les mesures effectuées de cette structure. Les pertes d'insertion mesurées ont une valeur de 1.3 dB y inclus les valeurs des pertes d'insertion des transitions, ce qui nous permet d'estimer les pertes de la structure sans les transitions à valeur autour de 0.15 dB aux erreurs de mesure près, une valeur qui vérifiera les spécifications imposées dans ce projet.

Ensuite, les performances de cette structure sont insérées dans le modèle ADS circuit de la figure II.31 pour initier l'optimisation et par la suite valider les résultats avec MOMENTUM. La transition CPW- Microstrip est également prise en compte dans les simulations pour être comparé aux mesures. La structure finale du DPDT est donnée par la figure II.36.

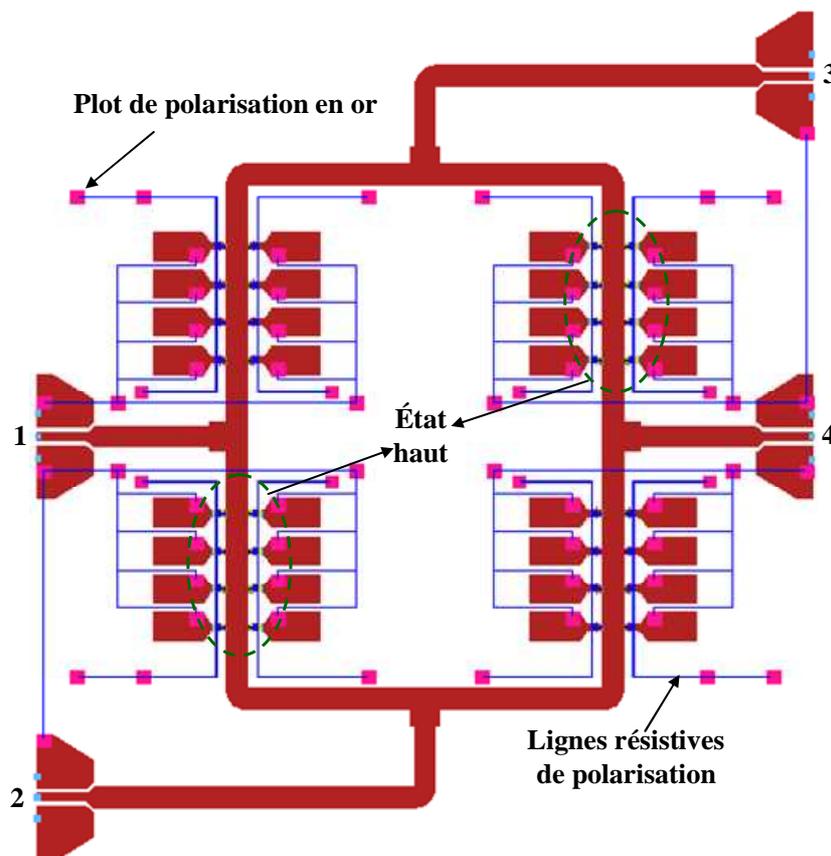


Figure II.36 Structure DPDT finale (9 mm x 9 mm) avec les transitions coplanaires nécessaires aux mesures.

Vue la complexité de la structure et le rapport de forme entre les grandes dimensions et les MEMS RF, nous avons rencontré une grande difficulté pour simuler la structure dans sa globalité. Pour cette raison, et pour réduire le temps de calcul, cette structure a été simplifiée et simulée seulement avec deux accès, et cela pour avoir une bonne approximation sur les pertes et l'adaptation. L'isolation n'est pas simulée mais elle est estimée à être mieux de 40 dB. La figure II.37 présente une bonne approximation des paramètres S de la structure DPDT ci-dessus simulée en transmission entre les deux ports 1 et 2. Notons que, à cause de la symétrie de la structure, les paramètres S correspondants à la transmission entre les ports 3 et 4 sera identique à celle entre le port 1 et le port 2.

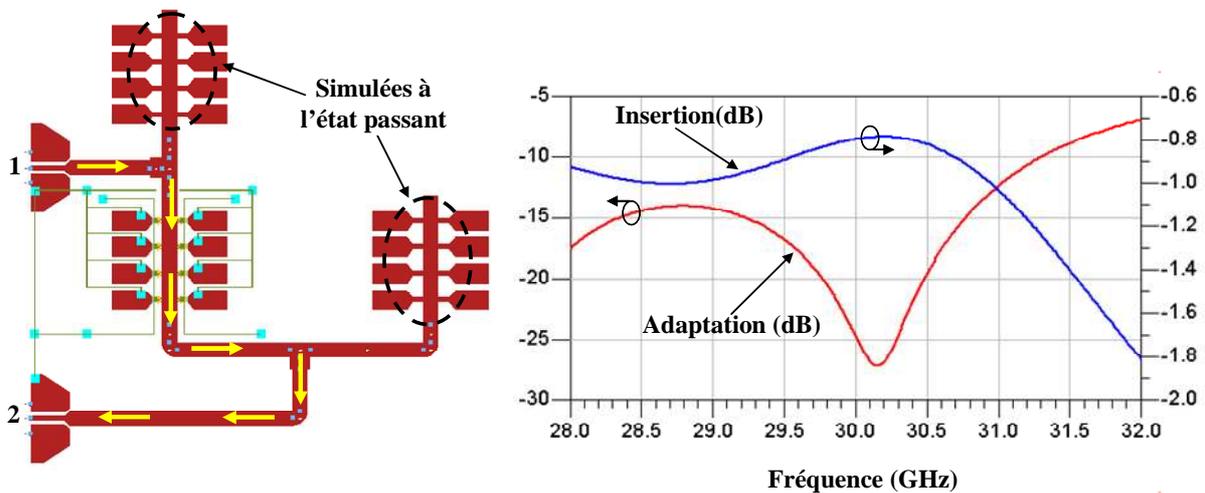


Figure II.37 Structure simplifiée simulée du DPDT et ses performances

VI.3. Résultats des mesures

La structure DPDT optimisée ci-dessus a été fabriquée pour valider les simulations effectuées. Le premier run de fabrication n'a pas permis d'effectuer des mesures probantes, lié à des problèmes d'actionnement des commutateurs. En effet, le réseau de polarisation a montré des points de faiblesses pour amener le potentiel zéro sur les stubs. Un nouveau run de fabrication, utilisant de nouveaux masques est en cours. Néanmoins, afin de valider le design, des démonstrateurs ont été fabriqués avec des « faux » commutateurs réalisés directement passants ou bloqués. La figure II.38 présente une photographie de cette structure de test,

suivie des paramètres S mesurés sur une version avec des stubs désactivés pour mesurer les pertes de transmission RF entre l'entrée et la sortie n° 2 du DPDT, et une deuxième version avec des stubs sont activés pour mesurer l'isolation correspondante entre ces deux accès.

Cette structure présente 2.2 dB de pertes d'insertion dont 1.3 dB sont induites par la transition CPW- Microstrip. Ainsi les pertes globales de la structure finale DPDT sont estimées meilleures que 0.8 dB avec une adaptation meilleure que 15 dB sur toute la bande requise. L'isolation mesurée est meilleure que 49 dB sur une bande qui s'étend de 28 GHz jusqu'à 38 GHz.

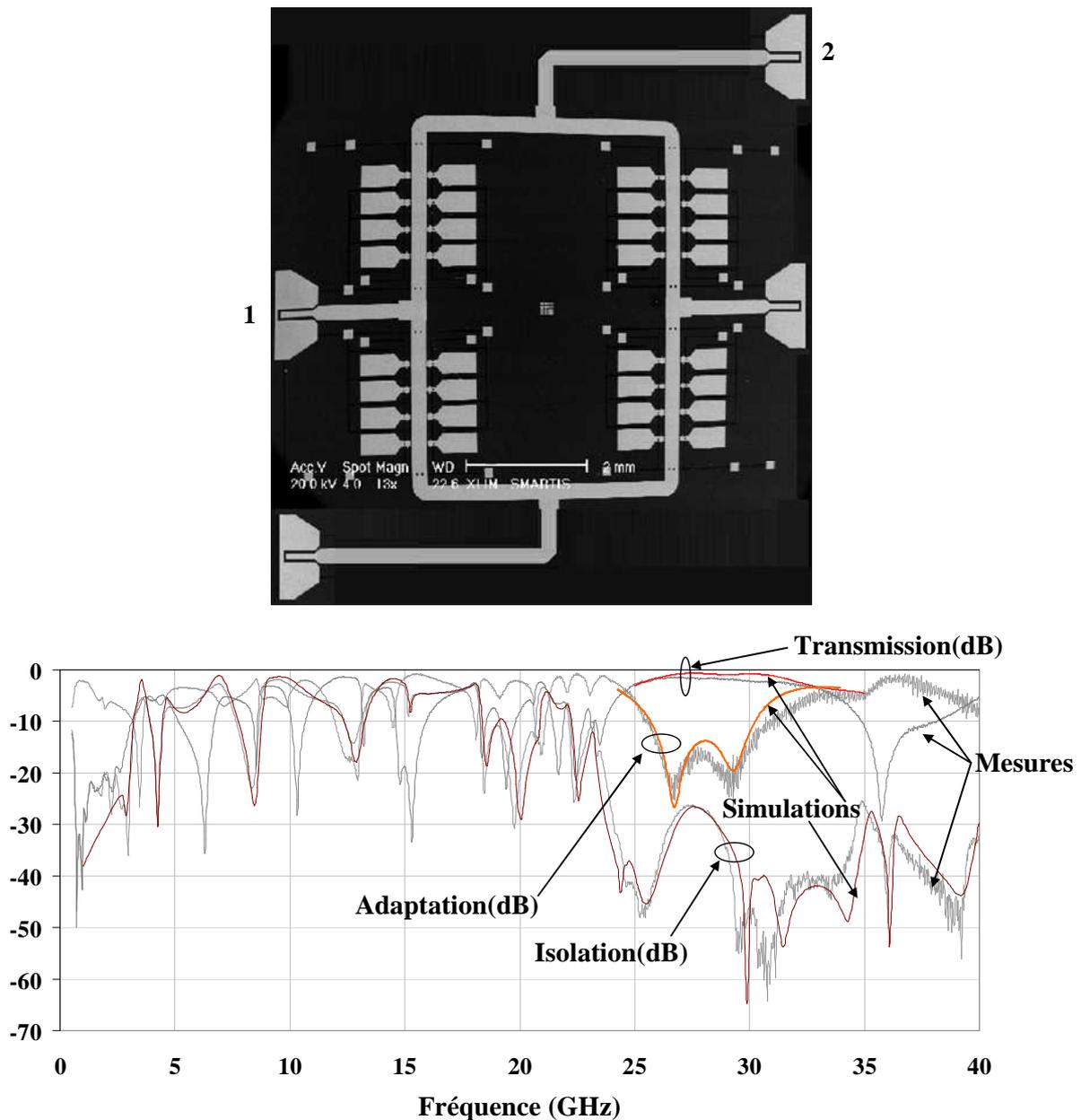


Figure II.38 Photographique de la structure DPDT réalisée avec des commutateurs sans diélectrique, et une comparaison entre performances mesurées et simulées à partir des structures de test

Dans la figure II.38 nous présentons une comparaison entre les paramètres S mesurés et simulés de la structure DPDT fabriquée. On peut voir un très bon accord entre les résultats des mesures et celles des simulations. Notons qu'en effectuant les mesures, lorsque la transmission entre les ports n°1 et n°2 est mesurée, les deux autres ports n°3 et n°4 sont laissés ouverts pour des raisons d'encombrement des pointes RF sur les ports n°1 et n°2, Pour cette raison des modes d'anneau peuvent apparaître, des modes qui ne doivent pas s'établir dans une configuration où les deux autres ports seront chargés par une impédance 50Ω.

VII. Commutateur de type R (R-Type Switch)

Les commutateurs de type R, comme nous l'avons vu précédemment, ont l'avantage de simplifier l'architecture des matrices de commutation. Dans cette partie nous allons exploiter les propriétés de ces composants tout en présentant une architecture d'un commutateur type R suivant la même approche que précédemment.

VII.1. Optimisation électromagnétique d'une structure type R

Dans cette partie nous décrirons notre commutateur type R, il sera formé à partir de cinq structures SPST sans diélectrique décrites précédemment.

L'objectif de notre travail est de réaliser un commutateur type R pour fonctionner à 30 GHz avec un niveau de fiabilité élevé et une valeur minimale d'isolation de 40 dB. Le principe est illustré par la figure II.39.

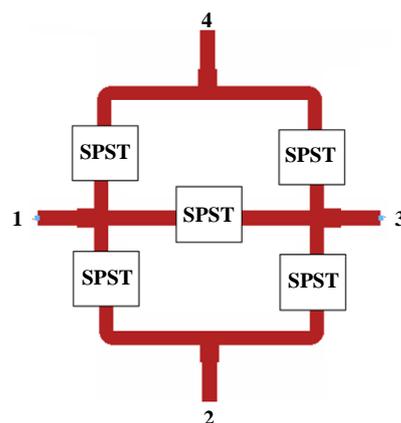


Figure II.39 Illustration du principe du commutateur type R proposé

L'optimisation de notre structure type R sera similaire à celle du DPDT, un modèle ADS circuit a été conçu dans le but de simplifier et réduire la phase de conception. Ce modèle est présenté par la figure II.40.

**Paramètres S
individuels des
SPST**

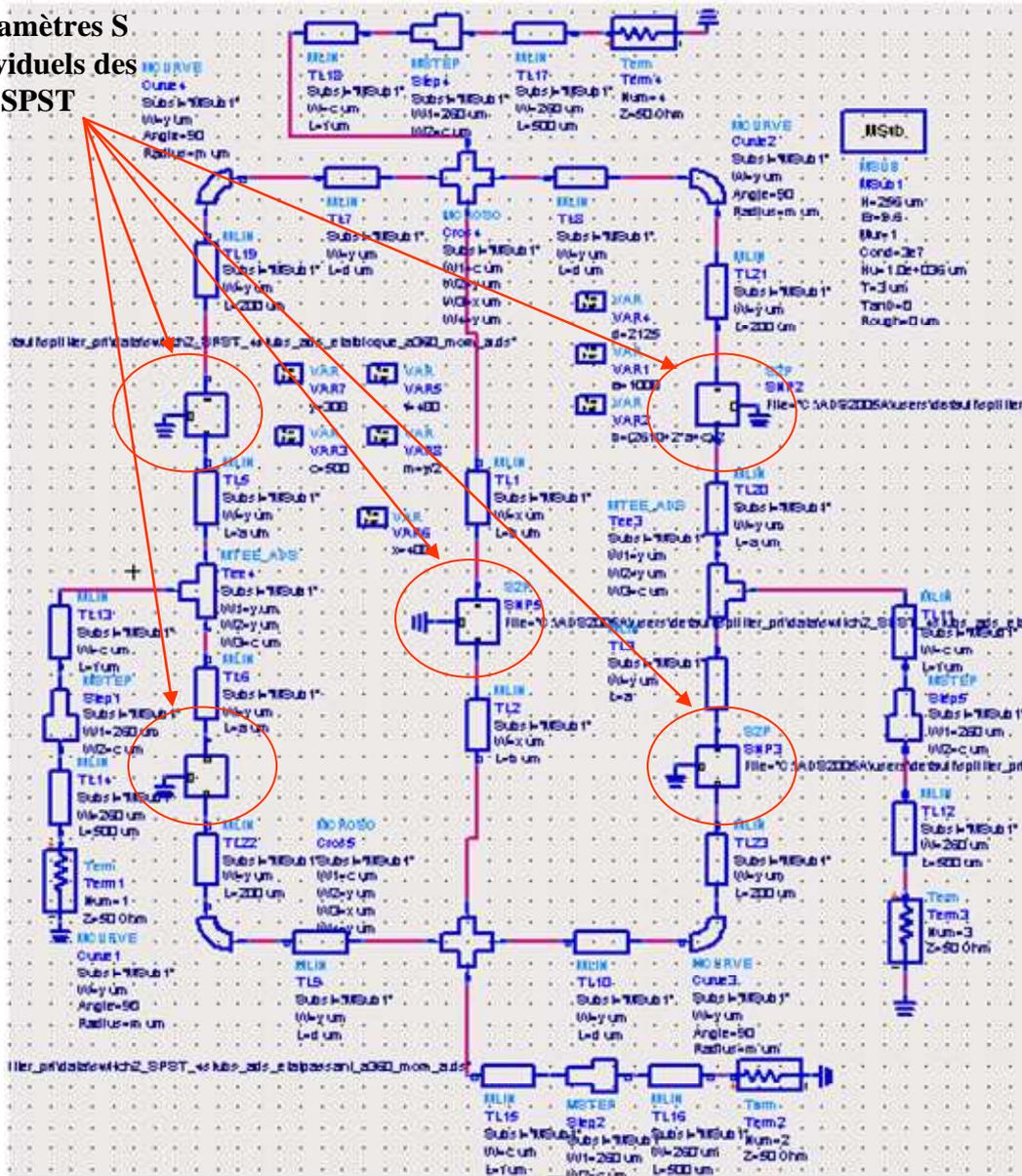


Figure II.40 Modèle ADS circuit utilisé pour optimiser notre commutateur type R

L'optimisation des différents paramètres de ce modèle ont conduit à une structure qui a été validé à son tour par une simulation électromagnétique à l'aide du logiciel MOMENTUM. Notons qu'à cause de la complexité et de la taille de cette structure, qui renferme cette fois quarante commutateurs MEMS RF, les structures simulées avec

MOMENTUM ont été simplifiées de façon à avoir une bonne approximation des performances électromagnétiques de la structure dans un temps de calcul correct.

Dans la figure II.41 nous illustrons la structure finale optimisée en premier temps avec ADS circuit.

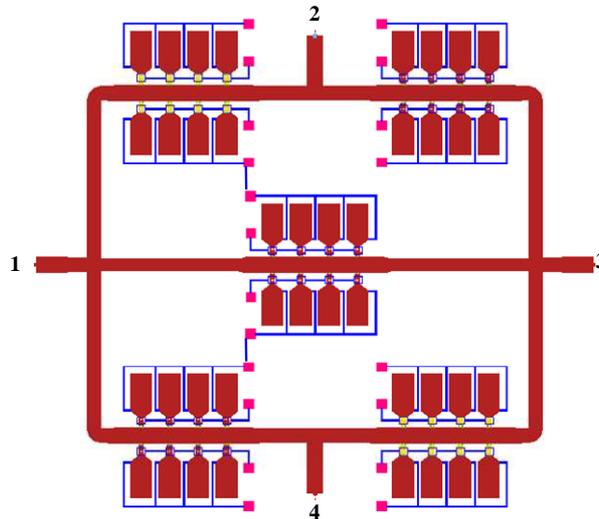


Figure II.41 Structure finale du commutateur type R optimisé avec ADS circuit (8.5 mm x 7 mm)

La structure simplifiée à deux ports, simulée avec MOMENTUM est présentée avec ses résultats de simulations sur la figure II.42.

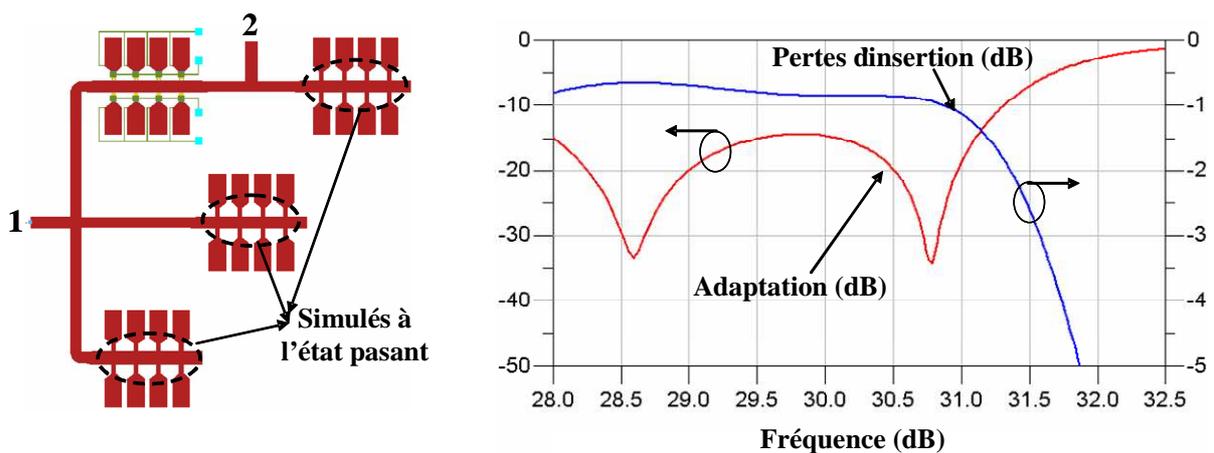


Figure II.42 Structure simplifiée à deux ports simulée avec MOMENTUM avec ses performances simulées

Enfin, pour effectuer les mesures nécessaires à la validation des simulations, une transition CPW-Microruban a été ajoutée aux accès pour obtenir la structure finale à fabriquer, cette structure est donnée par la figure II.43.

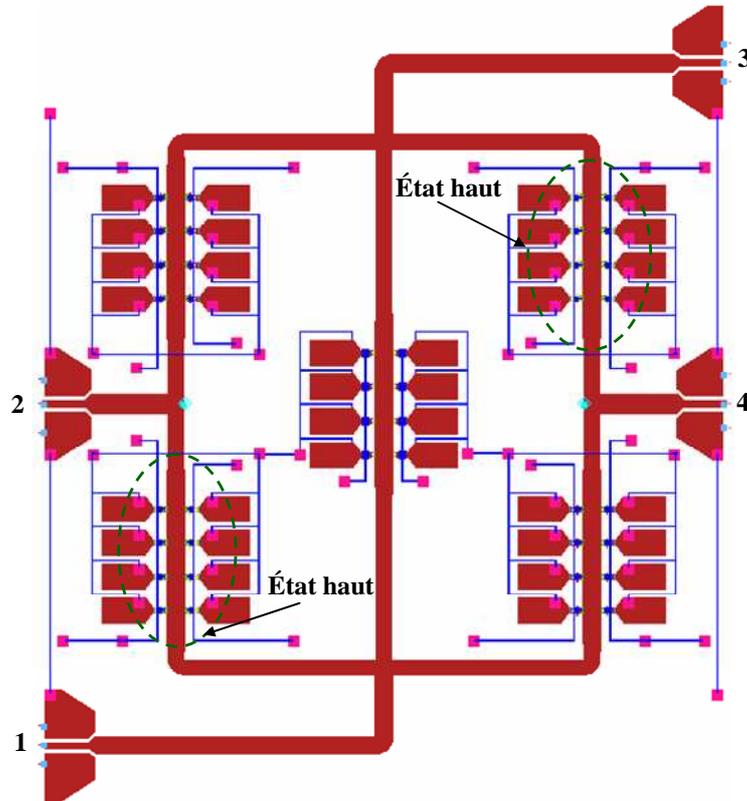


Figure II.43 Structure finale optimisée du commutateur type R conçu (10 mm x 9 mm)

Les performances finales de cette structure ont été approximées par un modèle simplifié présenté dans la figure II.44.

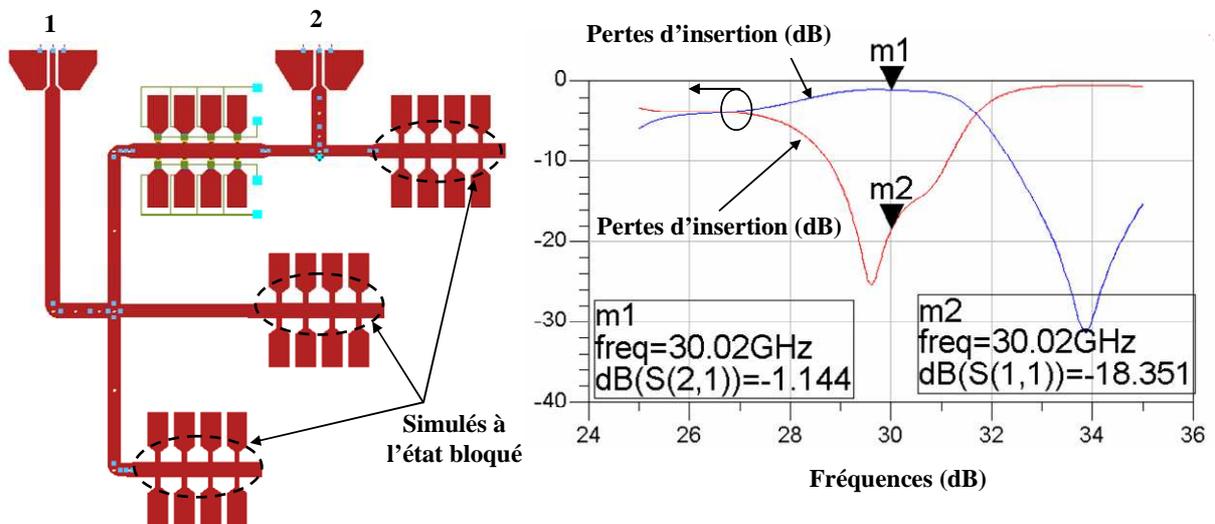


Figure II.44 Structure simplifiée simulée sous MOMENTUM avec les résultats qui correspondent

Les simulations prédisent des performances optimales à 30 GHz, ainsi nous avons des pertes d'insertion simulées de 1.15 dB et une adaptation meilleure que 18 dB sur une bande allant du 29 GHz à 31 GHz.

Afin de valider les performances attendues de ce composant, un démonstrateur sera réalisé lors d'un prochain run de fabrication à la société Reinhardt Microtech après la finalisation du transfert du procédé de fabrication dans le cadre du projet SMARTIS.

VIII. Conclusion

Le recours à des applications très larges bandes nécessite des fonctionnalités étendues dans les systèmes satellitaires. C'est pourquoi, les concepteurs des satellites doivent chercher des solutions pour satisfaire ces fonctionnalités tout en gardant ou même diminuant le coût, l'encombrement et la consommation d'énergie des systèmes, ce qui a poussé les fabricant à suggérer des nouvelles technologies dans ce domaine.

L'utilisation de la couverture cellulaire nécessite des fonctions de commutation améliorées en termes de performances hyperfréquences pour gérer les connexions entre le nombre important de cellules. Ces satellites doivent recevoir et transmettre des centaines des signaux radiofréquences au travers une dizaine de faisceaux d'antennes, ils nécessitent donc des fonctions de commutation et de routage de signaux très performants et fiable qui requiert un développement approprié.

Généralement, les modules de commutation complexe sont formés à partir des unités de commutation de base comme les SPST, les SPDT... Un concept intéressant consiste à réaliser une unité de base élémentaire qui possède de bonnes performances RF et un faible encombrement. Pour cela, dans ce deuxième chapitre de ce manuscrit nous nous sommes intéressés au développement d'une unité de commutation basée sur un commutateur MEMS RF de type cantilever à contact ohmique.

Le concept retenu tient compte des besoins de fiabilité de ces applications, qui est toujours un point de faiblesse des commutateurs MEMS RF, compte tenu de leurs aspects micromécaniques. En effet, une étude des principaux phénomènes de défaillance à été menée dans ce chapitre et ensuite pour répondre à cette problématique une conception appropriée a été ensuite suivie, en jouant sur l'architecture du composant, l'implantation du réseau de polarisation et la conception des commutateurs MEMS.

Ensuite, plusieurs fonctions de commutation ont été présentées dans ce chapitre tout en respectant le cahier des charges fixé au début de ce travail. Cette étude est basée sur l'optimisation de la géométrie des structures, afin d'atteindre les performances souhaitées. Des résultats de mesure des fonctions réalisées sur des démonstrateurs fabriqués aux cours de ces travaux ont été également présentés, ces derniers ont présenté un bon accord avec les résultats prédits par les simulations électromagnétiques.

Ainsi, nous avons contribué à démontrer, par le développement de nouveaux systèmes de commutation hyperfréquences à base de composants MEMS RF, le fort potentiel de ces composants pour les applications spatiales. Les structures conçues sont performantes et plus attractives que celles réalisées à base de semi-conducteurs. Ce développement reste compatible avec les procédés technologiques de fabrication existante avec une intégration potentielle en post procédé. L'objectif de notre travail dans le cadre du projet SMARTIS semble avoir été atteint.

Dans le chapitre suivant, nous allons plus particulièrement nous intéresser à l'étude d'une solution d'encapsulation collective à l'échelle du substrat d'alumine, cette solution sera peut être appliquée pour l'encapsulation des structures présentées dans ce chapitre II de ce manuscrit.

Bibliographie chapitre II

- [II-1] L. DUSSOPT, G.M. REBEIZ "A very low phase noise SiGe VCO at X-band frequencies" Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Ann Arbor Michigan, 2001 pp. 219-221
- [II-2] A. CASTILLEJO, D. VEYCHARD, S. MIR, J.M. KARAM, B. COURTOIS, '*Failure mechanisms and fault classes for CMOS-compatible micro-electromechanical systems*', IEEE Int. Test Conference, pp.541-550, May 1998.
- [II-3] <http://www.sandia.gov/mstc>
- [II-4] H. KAPELS, R. AIGNER, J. BINDER, 'Fracture Strength and Fatigue of Polysilicon Determined by a Novel Thermal Actuator', Proc. IEEE Transactions on Electron Devices 47, pp.1522-1528, May 2000.
- [II-5] J. BAGDAHN, J. SCHISCHKA, M. PETZOLD, W.N. SHARPE, 'Fracture Toughness and Fatigue Investigations of Polycrystalline Silicon', Proc. SPIE, Vol. 4558, pp.159-168, June 2001.
- [II-6] C.L. MUHLSTEIN, S.B. BROWN, R.O. RITCHIE, "*High-Cycle Fatigue of Polycrystalline Silicon Thin Films*" in *Laboratory Air*, MRS Symposium Proc. 657, EE5.8.1-EE5.8.6, pp.156-161, June 2000.
- [II-7] M.VAN SPENGEN, W.M.; PUERS, R.; DE WOLF, I.; "The prediction of stiction failures in MEMS" ,Device and Materials Reliability, IEEE Transactions on Volume 3, Issue 4, pp.67 – 172, December 2003.
- [II-8] X. YUAN, HWANG, J.C.M. FOREHAND, D. GOLDSMITH, C.L. "Modeling and characterization of dielectric-charging effects in RF MEMS capacitive switches", Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp.64-71, June 2005.
- [II-9] D. MARDIVIRIN, D. BOUYGE, A. CRUNTEANU, A. POTHIER AND P. BLONDY 'Study of Residual Charging in Dielectric Less Capacitive MEMS Switches' Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Atlanta Georgia, June 2008.

- [II-10]** P. PONS, K. GRENIER, D. DUBUC, A. BOUKABACHE, F. FLOURENS, B. DUCAROUGE, S. MELLE, H. AUBERT, L. BARY, J. GRAFFEUIL, AND R. PLANA “MEMS Technologies for Milimeterwave Space Applications”, IMS 2004 Confernece, Workshop on Reconfigurable MEMS for Optimum RF/Microwave Transceivers, June 2004.
- [II-11]** Y. KWON, Y. K. KIM, J. H. PARK, S. LEE, H. T. KIM, “Reconfigurable Front-End Passive Components For High Frequency Applications”, Workshop on 154 Reconfigurable MEMS for Optimum RF/Microwave Transceivers, IMS 2004 Conference, June 2004.
- [II-12]** S. DINARDO, P. FARINELLI, F. GIACOMOZZI, G. MANNOCCHI, R. MARCELLI, B. MARGESIN, P. MEZZANOTTE, V. MULLONI, P. RUSSER, R. SORRENTINO, F. VITULLI, L. VIETZORRECK “Broadband RF-MEMS Based SPDT” Proceedings of the 36th European Microwave Conference Microwave Conference, pp.1727 – 1730, September 2006.
- [II-13]** J. SMUK, M. MAHFOUDI, D. BELLIVEAU, AND M. SHIFRIN, “Multi-throw plastic MMIC switches up to 6 GHz with integrated positive control logic,” in Proc. 21st Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, pp. 259–262, Oct. 1999.
- [II-14]** H. TOSAKA, T. FUJII, K. MIYAKOSHI, K. IKENAKA, AND M. TAKAHASHI, “An antenna switch MMIC using E/D mode p-HEMT for GSM/DCS/PCS/WCDMA bands application,” in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig., June 2003, pp. 519–522.
- [II-15]** G. M. REBEIZ AND J. B. MULDAVIN, “RF MEMS switches and switch circuits,” IEEE Micro, vol. 2, no. 4, pp. 54–71, Dec. 2001.
- [II-16]** J. LEE, CH. HAN JE, S. KANG, CHANG-AUCK CHOI “A Low-Loss Single-Pole Six-Throw Switch Based on Compact RF MEMS Switches” IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 53, No. 11, November 2005.
- [II-17]** K. KOHAMA, T. OHGIHARA, Y. MURAKAMI “High Power DPDT Antenna Switch MMIC for Digital Cellular Systems” IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 31, NO. 10, pp.201-205, October 1996.

- [II-18]** M. DANESHMAND, R. MANSOUR “C-type and R-type RF MEMS Switches for Redundancy Switch Matrix Applications” IEEE Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, pp.144 – 147, June 2006.
- [II-19]** S. CATONI, S. DINARDO, P. FARINELLI, F. GIACOMOZZI, G. MANNOCCHI, R. MARCELLI, B. MARGESIN, P. MEZZANOTTE, V. MULLONI, D. POCHESCI, R. SORRENTINO, F. VITULLI, L. VIETZORRECK “ RF MEMS Matrices for Space Applications” Proceedings of the 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems, Barcelona, Spain, pp.109-113, June 2007.

Chapitre III

Etude d'une solution d'encapsulation hermétique pour les MEMS RF sur Alumine

I. Introduction

La commercialisation d'un composant électronique est fortement liée à la facilité de son intégration dans d'autres modules électroniques et de la fiabilité offerte par ce composant.

Cependant, comme nous l'avons précisé précédemment dans ce manuscrit, la fiabilité des composants MEMS pour les applications RF reste aujourd'hui encore un verrou à lever, en termes de conception, de technologie et de coût de réalisation, pour permettre une intégration industrielle de ces composants dans des systèmes multinormes par exemple. Des tests de cyclage pour de nombreux composants ont démontré une durée de vie supérieure à plusieurs dizaines de milliards de cycles sous une faible puissance ou bien sous un faible courant. En revanche, il n'existe pas jusqu'aujourd'hui de tests de vieillissement accélérés systématiques comme ceux utilisées pour les composants semi-conducteurs par exemple. C'est pourquoi, un important effort de recherche est nécessaire afin de démontrer pleinement la fiabilité de ces composants pour les qualifier à des applications militaires ou spatiales par exemple.

L'encapsulation des microsystèmes dans une atmosphère contrôlée semble être aujourd'hui une étape nécessaire pour un fonctionnement optimal, et un passage obligé pour une commercialisation industrielle. En effet, développer un micro-commutateur MEMS RF sans l'encapsuler n'est utile que dans le cas d'une intégration monolithique dans des composants plus complexes mis en boîtier globalement. En effet, la technologie MEMS offre la possibilité d'intégrer ce type de structures sur une grande majorité de substrats et en « post process » sur des circuits réalisés dans d'autres technologies. Le report hybride de commutateur MEMS est bien entendu possible mais délicat si les structures ne sont pas protégées dans un micro-boîtier qui ne doit pas dégrader les performances du dispositif, par exemple : 0,5 dB de pertes supplémentaire sur le dispositif réduit considérablement l'intérêt des MEMS RF.

Dans ce troisième chapitre, nous allons plus particulièrement nous intéresser au développement d'un micro-boîtier pour l'encapsulation de micro-commutateur MEMS RF ou des fonctions de commutation à base des MEMS RF. Nous allons étudier une encapsulation collective des dispositifs c'est à dire que l'ensemble du circuit dans lequel les composants MEMS vont être intégrés dans le micro-boîtier plutôt que chaque composant individuellement.

Ainsi, tout d'abord nous donnons la définition et nous expliquerons l'importance d'un micro-boîtier pour un composant micro-électronique notamment pour un MEMS RF. Ensuite, nous présentons les niveaux d'assemblage qui existent dans la littérature. Ensuite, nous donnerons quelques exemples des boîtiers fabriqués et testés qui reflètent l'état de l'art de cette technologie jusqu'à présent.

Dans une deuxième partie, nous détaillerons le principe d'encapsulation proposé dans le cadre de cette thèse, et nous présenterons les résultats des simulations effectuées dans le but de valider notre travail au travers des structures SPST, SPDT, SP3T et SP4T encapsulées sur le même concept avec des performances attendues très prometteuses en simulations sur une bande de fréquence allant du DC jusqu'à 40 GHz.

II. Définition et défi de l'encapsulation en micro-boîtier électronique

La sensibilité vis-à-vis de l'environnement [III-1] est un critère important pour beaucoup de composants électroniques, mais elle varie énormément d'un composant à un autre. D'autant plus dans le cas des MEMS qui possèdent des parties mécaniquement mobiles avec des dimensions micrométriques, les rendant ainsi très sensibles au moindre changement d'environnement dans lequel ils opèrent.

En effet, les forces mises en jeu, pour permettre aux structures déformables de revenir en position initiale, sont de l'ordre de quelques dizaines de micro-Newtons. Elles peuvent s'avérer dans certain cas trop faibles pour lutter contre les forces de capillarité (induites par l'humidité par exemple) conduisant ainsi à une défaillance du composant. Les diverses sollicitations relatives à l'environnement peuvent se décliner sous :

Les vibrations : En raison de la sensibilité et de la nature fragile des éléments mobiles, les vibrations externes peuvent avoir des implications importantes, par exemple en rompant certains éléments structurels des dispositifs. De plus, la vibration à long terme contribue également à la fatigue du système.

Les chocs : Le choc diffère de la vibration mais tout comme les vibrations le choc peut mener à la rupture d'un élément structurel. Le choc a un impact mécanique simple au lieu

d'un événement périodique. Le choc crée un transfert d'énergie mécanique direct au travers du dispositif. Au vue de la faible masse des structures mobiles, une forte intensité du choc est nécessaire pour avoir un réel impact sur la mécanique du composant.

L'humidité : L'humidité est un problème important pour les microsystemes. La surface des dispositifs, pour des raisons liées à la fabrication, est souvent fortement hydrophile. En présence de l'humidité, même une faible quantité d'eau condensée peut suffire pour induire des mécanismes de défaillances importantes.

La température : Les variations de température ont une forte influence dans le phénomène de fatigue avec la fluctuation des matériaux structurels. De plus, une forte élévation en température peut générer des déformations plastiques voir la rupture d'éléments structurels.

Il en résulte que la mise en boîtier n'est pas aussi simple que ce mot le suggère. C'est un système très sophistiqué, étudié et conçu judicieusement pour ne pas perturber ou dégrader les performances des circuits qu'il contient, et de conserver le plus longtemps possible les meilleures conditions pour un fonctionnement optimal du système [III-2].

Evidemment, la fonction principale d'un micro-boîtier est de permettre l'intégration et la protection du MEMS en tenant compte des contraintes du cahier des charges fonctionnel selon le type d'application convenable. Mais ce micro-boîtier doit aussi assurer la connectivité du composant encapsulé avec d'autres modules électroniques et doit avoir une bonne résistance aux chocs mécaniques dans certaines applications comme celles des téléphones mobiles par exemple.

Cette encapsulation reste difficile vue la taille des structures et la fragilité mécanique des MEMS. Il faut également utiliser un procédé d'encapsulation qui nécessite des températures non critiques afin de ne pas détériorer le dispositif. L'encapsulation du composant apparaît indispensable; mais dans l'objectif de rester compétitif face aux composants semi-conducteurs, cette encapsulation doit rester faible coût, faible poids, compacte, dégradant le moins possible les performances du dispositif encapsulé. Actuellement, très peu de techniques n'ont montré de résultats encourageants pour réaliser cette encapsulation localisée au niveau du composant, sans dégrader ses performances et à faible coût [III-3]-[III-5].

III. Les niveaux d'assemblage

Nous distinguons cinq niveaux d'assemblage classés dans la littérature selon leur degré d'intégration [III-6][III-7][III-8]:

Niveau 0 (*zero-level packaging* ou bien *wafer level packaging*): dans lequel l'encapsulation des composants électronique se fait à la même puce. Cet assemblage peut être basé sur deux techniques : en films minces ou par report de capot. Cette dernière sera étudiée dans la suite de ce chapitre.

Niveau 1 : dans lequel on a une intégration et ensuite une interconnexion de la puce dans des circuits intégrés (CI). Les techniques utilisées dans ce genre d'assemblage sont le collage, la microsoudure, le report flip chip, hot vias, etc.

Niveau 2 : Il consiste à l'intégration des CI sur un support comme le montage des CI sur des cartes de circuits imprimés. Dans ce niveau on utilise des techniques comme le montage en surface, multi chip module, ...

Niveau 3 : Il consiste à l'intégration des supports sur un support commun pour créer le système comme l'assemblage de plusieurs cartes sur un rack. Dans ce niveau on utilise des techniques comme le câblage, multi chip module, assemblage 3D...

Niveau 4 : Il consiste à l'intégration du système dans son environnement comme la connexion du rack au secteur par exemple.

III.1. Encapsulation au niveau du substrat « Wafer Level Packaging »

C'est le niveau de packaging que nous proposons dans les travaux de cette thèse (cf. Figure III.1), dans lequel il s'agit d'une technique d'encapsulation au niveau du substrat. On distingue deux techniques de packaging niveau zéro, celle réalisée en même temps lors de la fabrication du MEMS (Wafer Level Thin Film Packaging) ou bien celle réalisée après lorsqu'on vient recouvrir la structure MEMS RF par un capot (Wafer Scale Packaging).

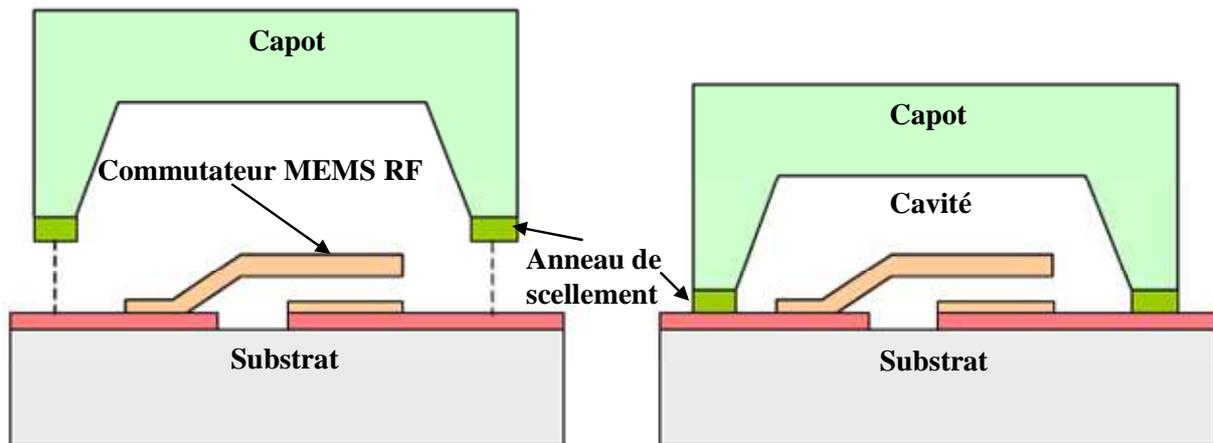


Figure III.1 Illustration d'un exemple d'encapsulation d'un composant MEMS RF au niveau zéro de type 'Wafer Scale Packaging'

Dans le cas d'encapsulation en couches minces "Wafer Level Thin Film Packaging (WLTFP)", le packaging est réalisé en même temps que le MEMS RF [III-9] par des techniques conventionnelles de dépôts de couches métalliques et/ou diélectriques (centrifugation, évaporation, pulvérisation, PECVD, LPCVD) sur une couche sacrificielle qui sera par la suite supprimée (cf. Figure III.2). L'assemblage entre le dôme de protection et le substrat est ici lié aux propriétés d'adhérence de la couche reportée. Cette technique est développée notamment dans les références [III-10]et [III-11].

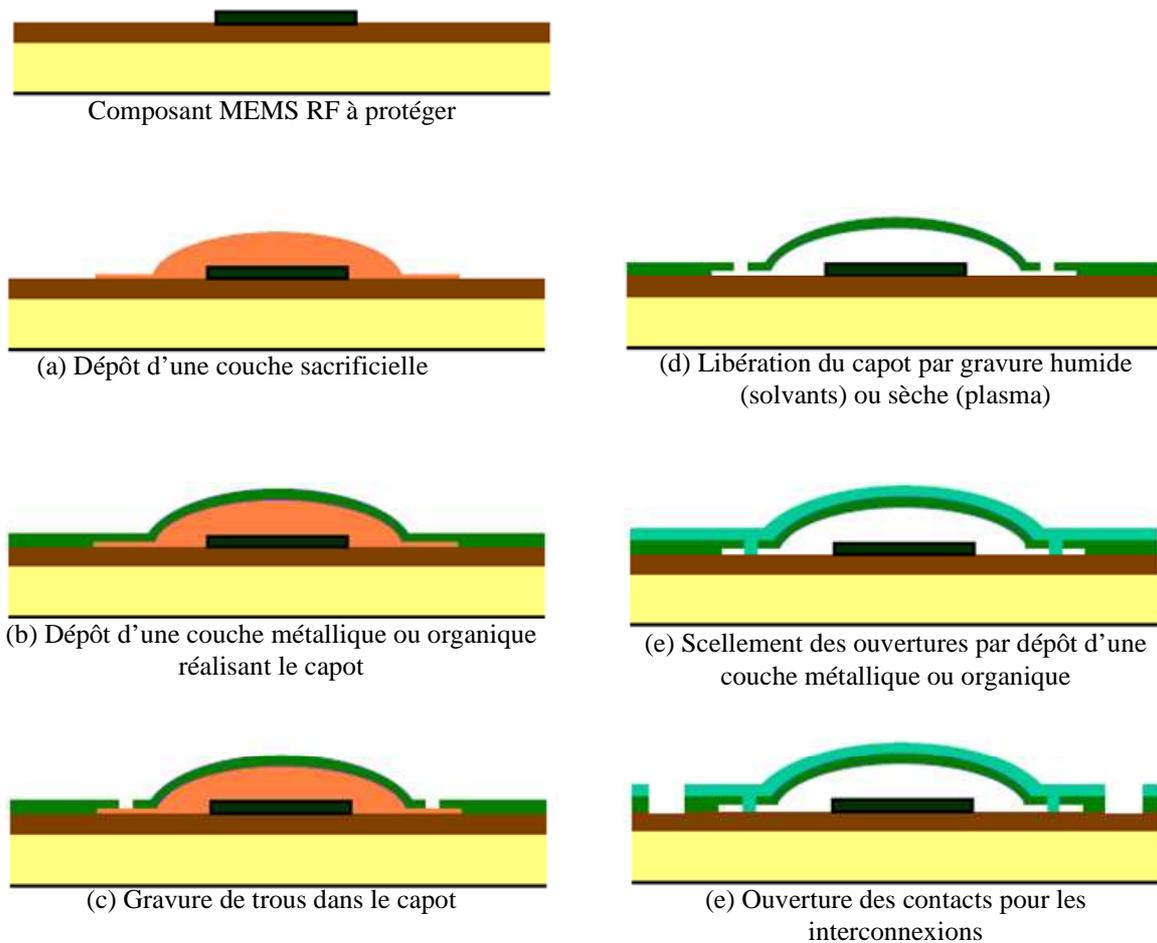


Figure III.2 Exemple décrivant la technique de packaging en couche mince

L'encapsulation au niveau du substrat « Wafer Scale Packaging » (WSP) utilise généralement un capot (verre, silicium...) rapporté sur le substrat au dessus du MEMS, les deux parties étant fabriquées indépendamment [III-9]. Techniquement c'est plus simple que le WLTFP, le WSP peut également être envisagé de façon collective. L'assemblage consiste ici à assurer l'interconnexion mécanique entre les surfaces du capot et du substrat.

Au niveau du WSP, nous avons trois principales méthodes d'assemblage (figure III.3), on en peut distinguer trois sortes d'encapsulation :

A) L'encapsulation du MEMS au niveau de la puce (*Chip Level MEMS Encapsulation*), cette technique comporte trois étapes:

a. Réalisation des MEMS et des capots

- b. Découpe des MEMS et des capots individuellement
- c. Assemblage du capot sur le MEMS

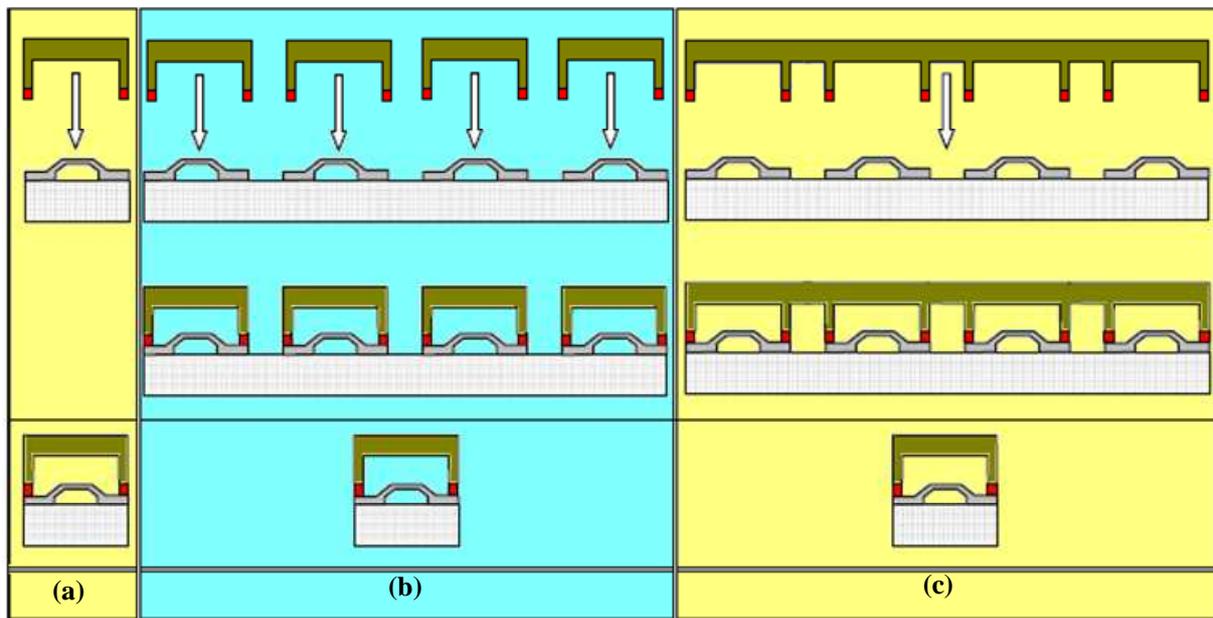


Figure III.3 Description des trois méthodes de WSP (a) encapsulation au niveau de la puce (b) encapsulation au niveau du wafer (c) encapsulation collective au niveau du wafer [III-8]

B) L'encapsulation des MEMS au niveau du substrat avec des capots individuels (*Wafer Level Chip Scale MEMS Encapsulation*) cette technique comporte quatre étapes :

- a. Réalisation des MEMS et des capots
- b. Découpe des capots individuellement
- c. Assemblage des capots unitaires sur le substrat hôte des MEMS
- d. Découpe finale pour obtenir un MEMS encapsulé

C) L'encapsulation collective des MEMS au niveau du substrat (*Wafer Level Wafer-Scale MEMS Encapsulation*) cette technique comporte trois étapes :

- a. Réalisation des MEMS et des capots
- b. Report collectif des capots sur le substrat hôte des MEMS (wafer/wafer)
- c. Découpe finale pour obtenir un MEMS encapsulé

Le tableau III.1 représente un résumé des différentes techniques d'assemblage décrites ci-dessus tout en donnant les avantages et les inconvénients de chaque technique.

Techniques	Avantages	Inconvénients
Wafer Level Thin Film Packaging	<ul style="list-style-type: none"> • MEMS encapsulé durant le procédé de fabrication • Protection du MEMS avant la découpe 	<ul style="list-style-type: none"> • Libération difficile • Problème de collage • Faible surface d'encapsulation • Faible résistance aux chocs • Un échec lors de la réalisation des capots implique la perte des MEMS !
Chip Level MEMS Encapsulation	<ul style="list-style-type: none"> • Planéité moyenne • Faible force de compression • Assemblage facile 	<ul style="list-style-type: none"> • MEMS non protégé durant la découpe • Dommage possible • Contamination... • Petite production, peu d'avenir industriel (pas collectif) • Mise en œuvre quasi-automatique (alignement)
Wafer Level Chip Scale MEMS Encapsulation	<ul style="list-style-type: none"> • Planéité moyenne • Encapsulation des MEMS opérationnels • Protection du MEMS avant la découpe • Faible force de compression 	<ul style="list-style-type: none"> • Moyenne production • Mise en œuvre quasi-automatique (alignement)
Wafer Level Wafer-Scale MEMS Encapsulation	<ul style="list-style-type: none"> • Coût de production • Collectif • Robuste • Protection du MEMS avant la découpe • Rapidité 	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne planéité • Effort de compression élevée • coûteux • Alignement

Tableau III.1 Avantages-inconvénients des différentes techniques d'assemblage du niveau zéro (Zero Level Packaging)

Dans le cadre du projet SMARTIS, la solution d'encapsulation privilégiée est choisie pour être compatible avec la technologie couche mince. De plus, une technologie de verre fritté ou de vias pleine métallisées va principalement retenir notre intérêt. Un inconvénient de ces technologies est que le composant MEMS doit résister durant les phases de soudure à des températures relativement élevées (300-400°C). Finalement, une solution d'encapsulation de type « Wafer Level Wafer-Scale Encapsulation » est adoptée dans la suite de ce chapitre. L'encapsulation doit être hermétique et collective et doit garantir une faible dégradation des performances du commutateur ou des fonctions de commutation à base de MEMS RF. Ce micro-boîtier est souhaité capable d'opérer sur une bande allant du DC jusqu'à 40 GHz.

IV. Principe d'encapsulation

Plusieurs travaux ont été publiés dans la littérature dans le but du développement de micro-boîtiers destinés pour l'encapsulation des composants MEMS RF. Le tableau ci-dessous nous donne une comparaison des performances des micro-boîtiers les plus importantes publiés récemment.

<i>Société / Université</i>	<i>Type de composant</i>	<i>Transmission (dB)</i>	<i>Isolation (dB)</i>	<i>Réflexion (dB)</i>	<i>Bande (GHz)</i>
<i>WISPRY</i>	<i>SPDT</i>	0.34 dB	45 dB	20 dB	1GHz-6 GHz
<i>WISPRY</i>	<i>SP4T</i>	0.45 dB	45 dB	20 dB	1GHz-6 GHz
<i>TERAVICTA</i>	<i>SPDT</i>	0.45 dB	24 dB	12 dB	1GHz-7 GHz
<i>TERAVICTA</i>	<i>SP4T</i>	0.28 dB	20 dB	16 dB	1GHz-7 GHz
<i>MICHIGAN</i>	<i>Ligne μ-ruban sans vias</i>	0.8 dB		20 dB	1GHz-110 GHz
<i>MICHIGAN</i>	<i>Ligne μ-ruban avec vias</i>	0.5 dB		20 dB	1GHz-23 GHz
<i>MIT Lincoln</i>	<i>SPST</i>	0.11 dB	19 dB	20 dB	1GHz-20 GHz
<i>MIT Lincoln</i>	<i>SP4T</i>	0.26 dB	25 dB	20 dB	1GHz-20 GHz

Tableau III.2 Comparaison entre les performances de différentes structures multiport disponible dans la littérature : MICHIGAN[III-12][II-13], WISPRY[III-14], TERAVICTA[III-15], MIT Lincoln[III-16]

Une approche intéressante consisterait à encapsuler le composant ou un groupe de composants au niveau du substrat par des techniques simples et limitées en nombre d'étapes technologiques [III-17][III-18]. Ainsi nous nous sommes plus particulièrement intéressés au développement d'un micro-boîtier pour l'encapsulation de micro-commutateurs MEMS RF réalisés sur substrat céramique d'alumine [III-19]. Ce micro-boîtier est conçu pour être hermétique et a été optimisé afin de préserver les performances du composant encapsulé dans une gamme de fréquence allant du DC jusqu' à 40GHz.

Tout d'abord, nous présentons l'architecture de ce micro-boîtier et nous décrivons en détail son fonctionnement, dans un premier temps, avec une ligne micro-ruban adaptée à 50Ω encapsulée, pour valider le concept, avant de procéder à l'introduction d'un commutateur MEMS RF ou une fonction de commutation à base de MEMS RF dans le micro-boîtier.

IV.1. Description du micro-boîtier proposé

Pour assurer l'herméticité du boîtier, un capot en verre de $500 \mu\text{m}$ va être soudé par thermo compression sur un anneau de scellement métallique entourant la ligne ou le dispositif à encapsuler (cf. Figure III.4), cette ligne sera réalisée sur une couche d'alumine de $256 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Ainsi le substrat et le capot supérieur vont former une cavité fermée dans laquelle le composant pourra avoir un fonctionnement optimal dans une atmosphère contrôlée.

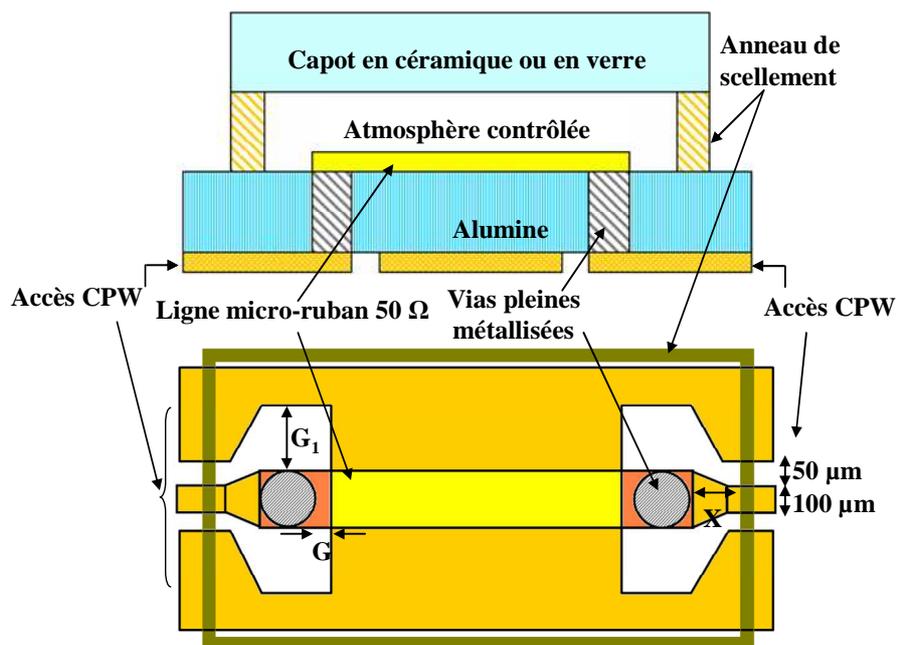


Figure III.4 Vue de dessus et en coupe du micro-boîtier proposé sur substrat d'alumine

La transmission du signal RF à l'intérieur du micro-boîtier est assurée par des vias au travers du substrat qui sont entièrement métallisés afin de garantir l'herméticité de la structure. Cette technologie de trous métallisés est aujourd'hui bien maîtrisée surtout sur des substrats d'alumine.

Materials and Properties	
Substrate	Alumina Al ₂ O ₃ - 99,6%
Thickness	0.010" and 0.015"
Conductive Layer	Barrier Layer + Au elp $5 \pm 1,5 \mu\text{m}$
Fill Material	Solid Cu
Via electrical resistance	0,01 milliohm typical
Via Thermal Conductivity	400W/m K typical

Dimensions and Tolerances	
Surface Finish	Lapped, Ra: 0,15 – 0,20 μm
Via diameter	300 – 400 μm
Oval Via diameter	700 x 400 μm
Capture pad	hole diameter + 100 μm
Via to via pitch	Via diameter + 100 μm
Via location tolerance	$\pm 25 \mu\text{m}$
Via diameter tolerance	$\pm 25\mu\text{m}$

Tableau III.3 Spécifications imposées par la société Reinhardt Microtech à prendre en considération durant la conception de notre micro-boîtier

Reinhardt Microtech, partenaire du projet SMARTIS, est la société qui nous fournira les substrats d'alumine munies des trous métallisés pleins. Ainsi, elle nous a imposés des spécifications à prendre en considération durant la conception de nos structures. Ces spécifications sont présentées par le tableau III.3.

Dans la suite de notre travail nous allons choisir des vias de diamètre 300 μm , notons que ce diamètre est le minimum possible et reste relativement élevé, ce qui va influencer directement sur l'encombrement de nos structures.

Comme le montre la Figure III.4, le signal RF est acheminé jusqu'aux vias grâce à une ligne de transmission coplanaire définie sur la face inférieure du substrat. D'autres concepts de micro-boîtier [III-20] utilisent une ligne de transmission enterrée sous l'anneau de scellement pour pénétrer à l'intérieur du capot, dans ce cas l'impédance caractéristique de la ligne de transmission est modifiée par l'effet de chargement de l'anneau métallique séparé de la ligne par une couche d'isolant diélectrique. Cette approche nécessite une conception adaptée pour maintenir une bonne adaptation ainsi que des étapes technologiques supplémentaires afin de compenser le non planéité de l'anneau au niveau de la transition (polissage ou température plus élevée pour la soudure). Notons aussi que cette approche de report de la puce avec accès est difficile à cause du boîtier qui empêchera une connexion de type flip chip.

IV.2. Choix du logiciel de simulation électromagnétique :

Dans le chapitre II de cette thèse, le logiciel de simulation choisie était MOMENTUM d'AGILENT, les résultats de mesures avaient un très bon accord avec les simulations effectuées sachant que les structures étaient quasi planaire ne contenant pas des vias. Cependant, MOMENTUM est un simulateur 2.5D, incapable de modéliser suffisamment les effets perturbateurs électromagnétiques dus à l'environnement et finement des structures 3D contenant des vias. Les simulateurs 3D sont plus rigoureux dans la prise en considération des phénomènes électromagnétiques parasites. Pour cela, nous avons effectué une simple comparaison entre 4 simulateurs 3D qui sont HFSS d'ANSOFT, CST studio (Computer Simulation Technologie) et EMXD le simulateur 3D développé à XLIM avec le logiciel 2.5D MOMENTUM d'AGILENT.

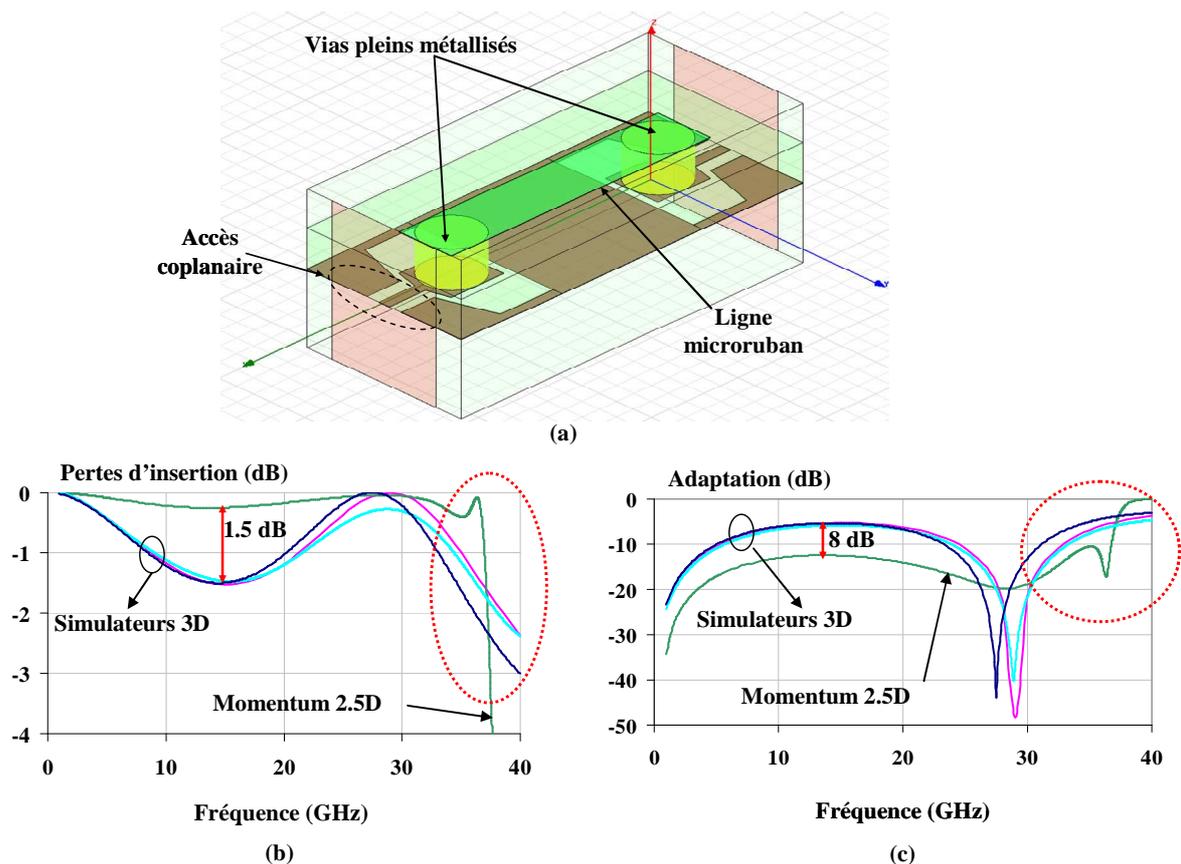


Figure III.5 (a) Structure simulée pour effectuer une comparaison entre les simulateurs HFSS, CST, EMXD et MOMENTUM (b) pertes d'insertion simulées (c) adaptation simulée

Cette comparaison consiste à simuler une simple structure contenant des vias avec ces quatre logiciels. La figure III.5 présente le résultat de cette analyse.

Dans ce cas très simple, MOMENTUM n'étaient pas aussi précis que les trois autres simulateurs, avec un écart de 1.5 dB en transmission, et de 8 dB en adaptation, ce qui n'est pas négligeable. Cet écart devient de plus en plus important aux hautes fréquences. Alors, d'après ces résultats, les vias ne seront pas modélisés aussi bien sur un simulateur 2.5D que sur un autre 3D, ce qui nous a obligé à utiliser un simulateur 3D pour la suite de notre étude, qui sera le HFSS d'Ansoft dans le cas présent [III-21].

IV.3. Validation du principe au travers l'encapsulation d'une ligne micro-ruban

Les performances hyperfréquences du micro-boîtier dépendront essentiellement de la qualité de ses transitions RF au travers du substrat. Afin d'optimiser ses performances intrinsèques, nous avons tout d'abord étudié l'encapsulation d'une simple ligne de transmission micro-ruban.

Le modèle construit sous HFSS est décrit dans la Figure III.6. On distingue les accès CPW d'entrée/sortie de dimensions 50/100/50 (G/W/G). Notons que cette étude s'intéresse uniquement aux pertes rapportées par le packaging, de ce fait pour simplifier l'interprétation des résultats et réduire les temps de calculs, nous n'avons pas modélisé les micro-commutateurs. Le substrat d'alumine, d'une épaisseur de 256 μm , est très faible pertes avec une permittivité de 9.6. L'épaisseur des lignes sera considérée de 3 μm , on utilisera alors un modèle volumique en prenant la conductivité de l'or à $4.1.10^7$ S/m, malgré une épaisseur de peau inférieure à un demi micron (à 30 GHz). Les accès CPW possèdent les dimensions suivantes :

- Largeur conducteur central : $W=260\mu\text{m}$
- Largeur des plans de masse : $W_m=400\mu\text{m}$
- Largeur des gaps : $g=100\mu\text{m}$

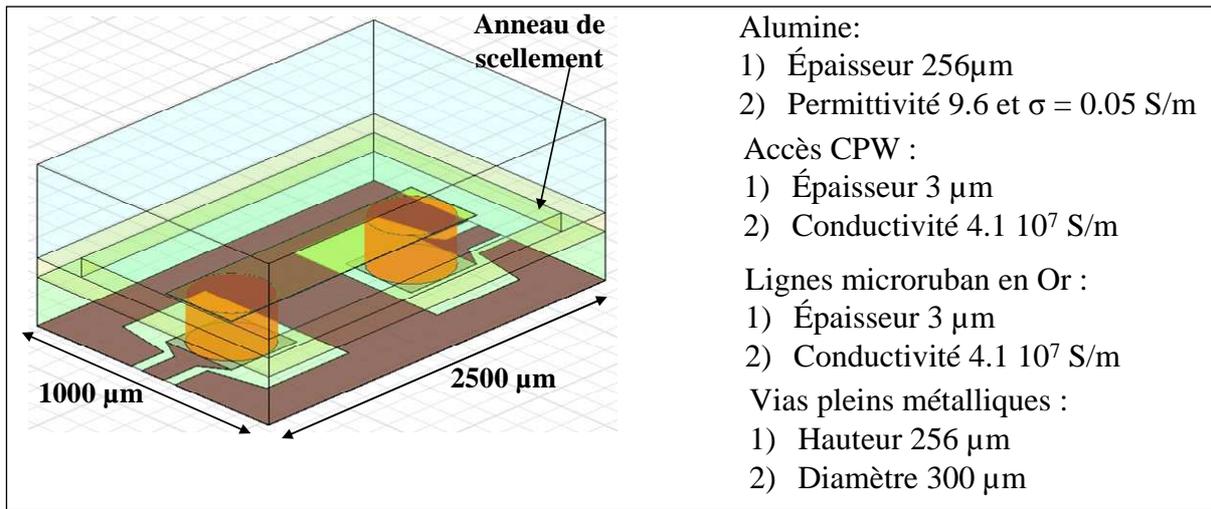


Figure III.6 Structure simulée : une simple ligne micro-ruban encapsulée avec les paramètres choisis

Les dimensions de cette ligne coplanaire ont été choisies de façon à obtenir une impédance caractéristique proche de 50 Ohms.

IV.4. Optimisation électromagnétique

Les paramètres géométriques qui s'avèrent les plus influant sur l'adaptation de ces transitions, sont les gaps notés "G" et "G1" qui séparent chaque via du plan de masse (cf. Figure III.7). En effet ces vias présentent un comportement en fréquence similaire à une inductance série. L'effet de cette self, sur l'adaptation de la structure, peut alors être minimisée en ajoutant la valeur de la capacité formée entre le via et la masse et donc en jouant sur les dimensions G et G1.

De plus, la proximité de l'anneau de scellement, non mis à la masse dans notre cas, et de la ligne encapsulée peut générer l'apparition de modes parasites dégradant ainsi la transmission du signal au travers du micro-boîtier. Cette distance entre les vias et l'anneau, notée "X" (cf. Figure III.4), a également été optimisée et la structure optimale obtenue est présentée sur la figure III.7.

Notons qu'une résonance peut apparaître dans l'anneau métallique et peut dégrader considérablement les performances de la structure, cette résonance apparaît quand le périmètre de l'anneau est égal à la longueur d'onde guidée ou à un multiple entier de la longueur d'onde guidée. L'une des méthodes que l'on peut utiliser pour supprimer ces résonances est de relier l'anneau métallique au plan de masse de la ligne coplanaire par

l'intermédiaire des vias [III-22], cette solution est efficace mais elle est relativement couteuse et augmente la complexité de la structure.

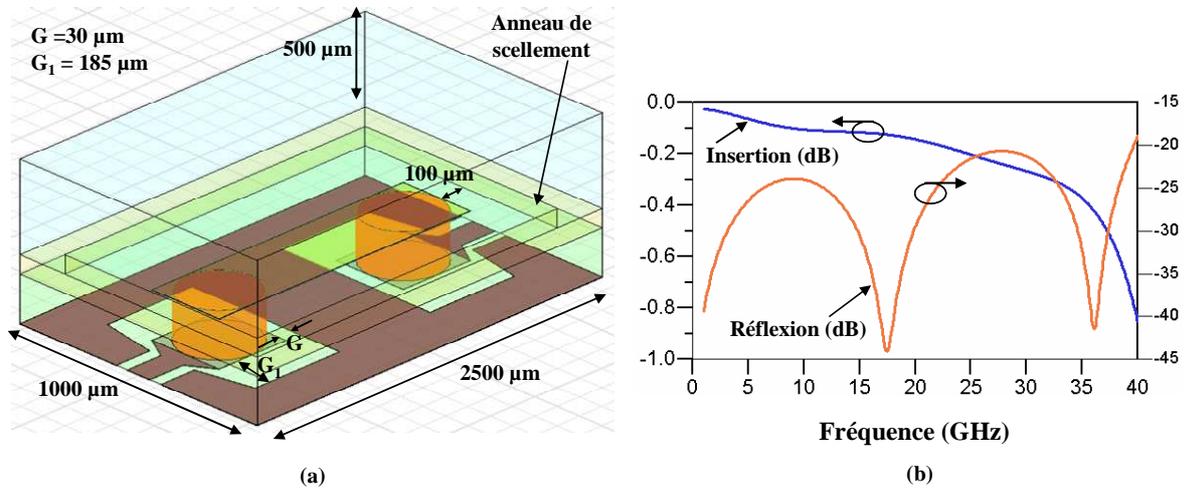


Figure III.7 (a) Dimensions finales optimisées d'une ligne micro-ruban encapsulée et (b) ses performances simulées

Une autre méthode consiste à pousser cette résonance à l'extérieur de la bande de travail. En effet, augmenter les diamètres des vias entraîne une réduction de leur effet inductif et un décalage de la fréquence de résonance vers les fréquences supérieures. Cela s'applique dans notre cas où les dimensions des vias sont relativement importantes ce qui élimine les résonances de l'anneau dans notre bande de travail allant du DC jusqu'à 40 GHz. Une autre solution consiste à diminuer l'épaisseur du substrat résultant aussi à un décalage de la fréquence de résonance vers des fréquences supérieures, mais cette solution ne peut pas être envisageable dans le cadre de notre projet suite aux spécifications imposées par Reindhart Microtech (cf. tableau III .3).

Les simulations prédisent de bonnes performances, avec une adaptation meilleure que 20 dB sur une plage de fréquence allant du DC à 40 GHz et de faibles pertes d'insertion meilleures que 0.3 dB jusqu'à 30GHz.

V. Encapsulation d'un simple commutateur MEMS RF de type cantilever

Dans ce paragraphe, nous allons décrire les étapes d'optimisation en vue d'une encapsulation localisée du micro-commutateur MEMS RF décrit dans le paragraphe V du chapitre I de ce manuscrit.

Afin de limiter la dégradation des performances intrinsèques du micro-commutateur MEMS RF à encapsuler, nous avons dans un premier temps optimisé l'intégration du composant à l'intérieur du micro-boîtier présenté dans le paragraphe précédent. Une vue en coupe du nouveau dispositif est donnée sur la Figure III.8.

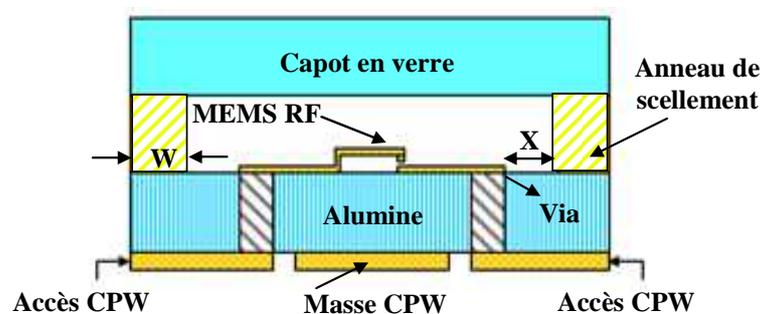


Figure III.8 Vue en coupe du micro-commutateur MEMS RF encapsulé

On peut y reconnaître les vias utilisés pour assurer la transition du signal RF au travers du substrat jusqu'au commutateur, un via supplémentaire (cf. Figure III.10) permettant d'amener la polarisation nécessaire pour actionner le composant de l'extérieur du micro-boîtier a été ajouté.

L'implantation du composant MEMS a nécessité un ajustement de la géométrie de la transition RF au travers du substrat pour limiter la désadaptation liée à la réduction de largeur de ligne au niveau du cantilever (cf. Figure III.10). De plus, afin de réduire le couplage entre les accès coplanaires et l'anneau de scellement métallique, nous avons également optimisé la géométrie de l'anneau au travers des paramètres "X" et "W" (la largeur de l'anneau en scellement). En effet la largeur de l'anneau W est un paramètre technologique très important qui influe sur la bonne herméticité du micro-boîtier lors du procédé de fabrication, plus l'anneau est large plus l'herméticité du micro-boîtier est améliorée.

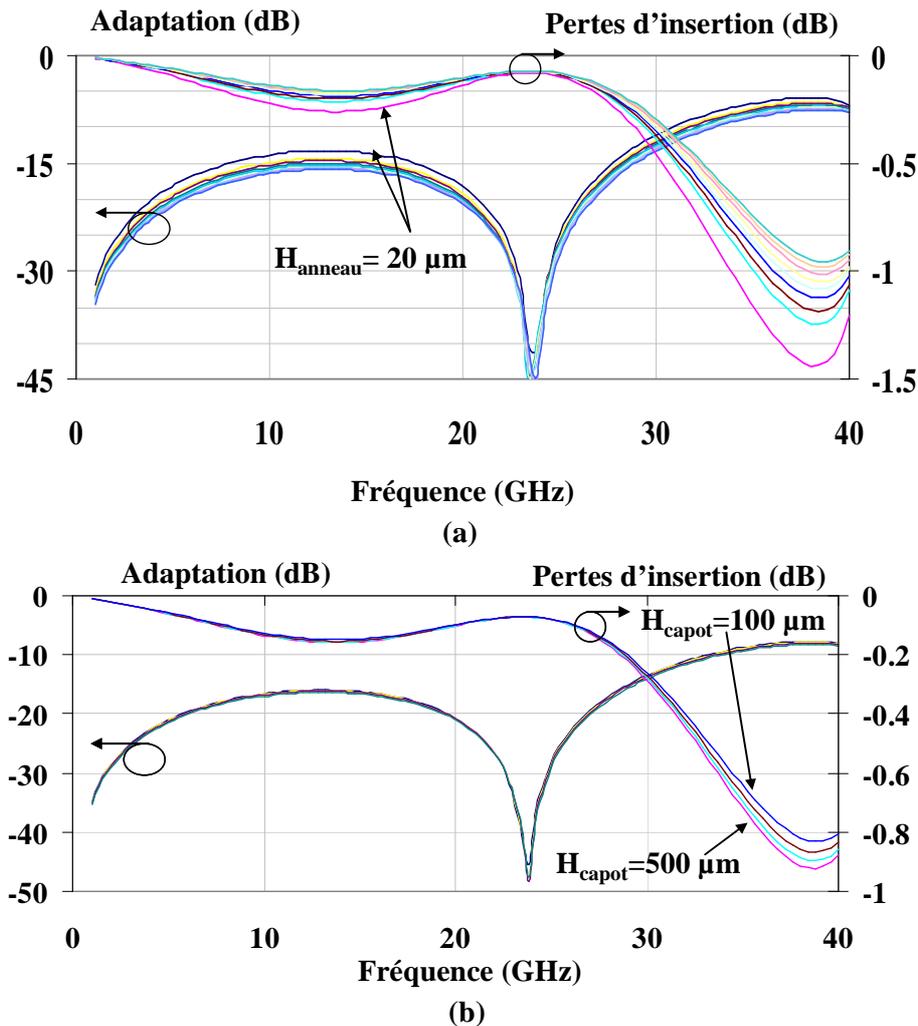


Figure III.9 Variation des performances avec (a) l'épaisseur de l'anneau de scellement et (b) hauteur du capot

L'effet de la proximité du capot et du composant RF est limité grâce à la hauteur de la cavité qui correspond aussi à l'épaisseur de l'anneau de scellement dans notre cas. Cette hauteur est optimisée pour limiter les pertes induites et la dégradation des performances globales de la structure. En effet, les performances électriques de la structure sont peu sensibles aux différentes épaisseurs d'anneaux au-delà de $20 \mu\text{m}$ (cf. Figure III.9 (a)). Nous voyons également que les réponses sont peu sensibles à l'épaisseur du capot (cf. Figure III.9 (b)), l'épaisseur du scellement ainsi qu'à la hauteur de la cavité, renforçant ainsi la simplicité technologique de cette solution.

L'épaisseur du capot de verre (de permittivité $\epsilon_r = 5.5$) est de $500 \mu\text{m}$, ce choix permet de garantir une bonne rigidité pour le capot et un faible couplage avec le signal RF et la possibilité de voir le composant encapsulé.

Les plots de polarisation et les lignes de polarisation sont constitués d'une fine couche de $0.1 \mu\text{m}$ d'or, des résistances de $4 \text{ K}\Omega$ sont placées sur les lignes de polarisation pour réduire le couplage et la fuite du signal RF dans les réseaux de polarisation.

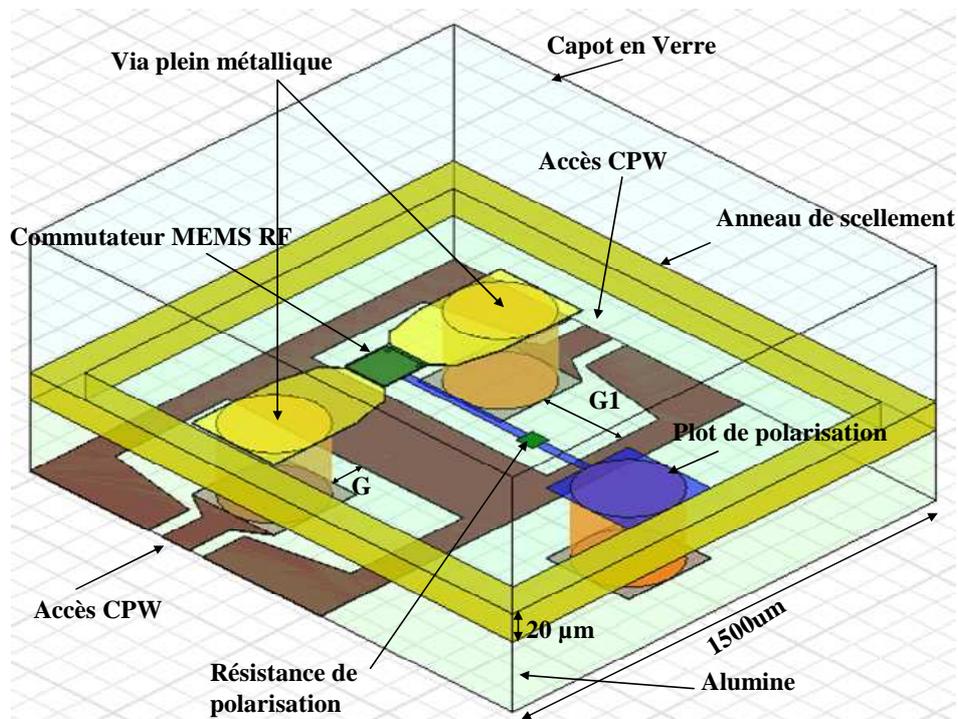


Figure III.10 Vue 3D du micro-boîtier encapsulant un simple commutateur MEMS RF réalisé sur substrat d'alumine

La figure III.10 présente une vue 3D du commutateur MEMS RF encapsulé, on peut distinguer le rétrécissement de la ligne micro-ruban au niveau du micro-commutateur, qui induit une désadaptation de la structure.

Les paramètres 'G' et 'G1' ont été également redimensionnées pour maintenir des bonnes performances intrinsèques du commutateur sur la bande fréquentielle visée. Les figures III.11 et III.12 présentent les adaptations et les pertes d'insertion qui correspondent aux variations de ces deux gaps.

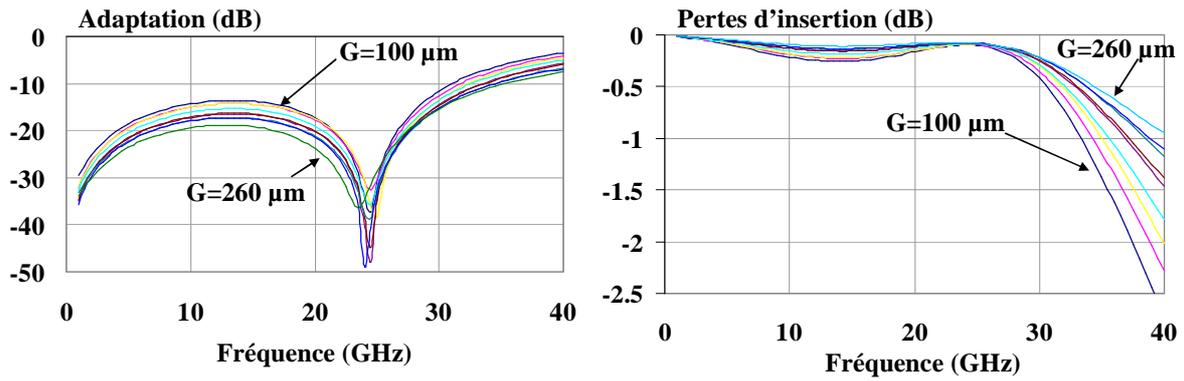


Figure III.11 Variation de l'adaptation et des pertes d'insertion de la structure avec le gap G

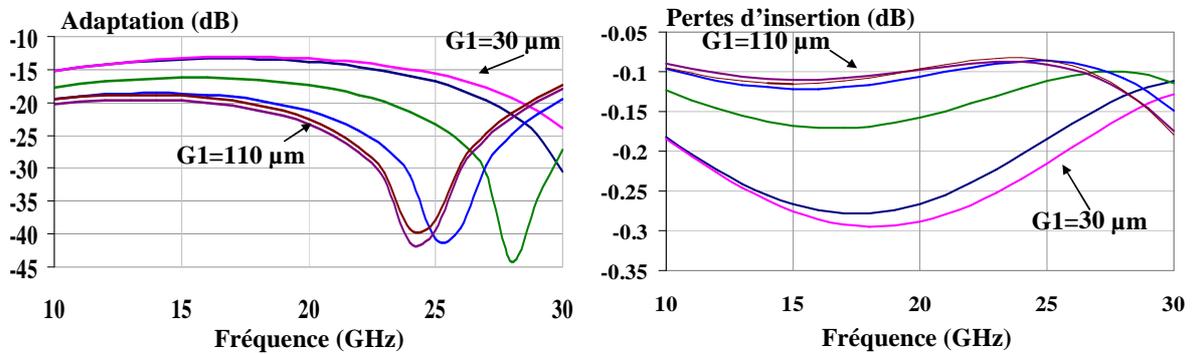


Figure III.12 Variation de l'adaptation et des pertes d'insertion de la structure avec le gap G1

D'après cette étude, nous pouvons déduire les dimensions finales suite à l'optimisation de ces deux gaps ($G1= 110 \mu\text{m}$ et $G= 260 \mu\text{m}$), les performances correspondantes sont présentées par la figure III.13.

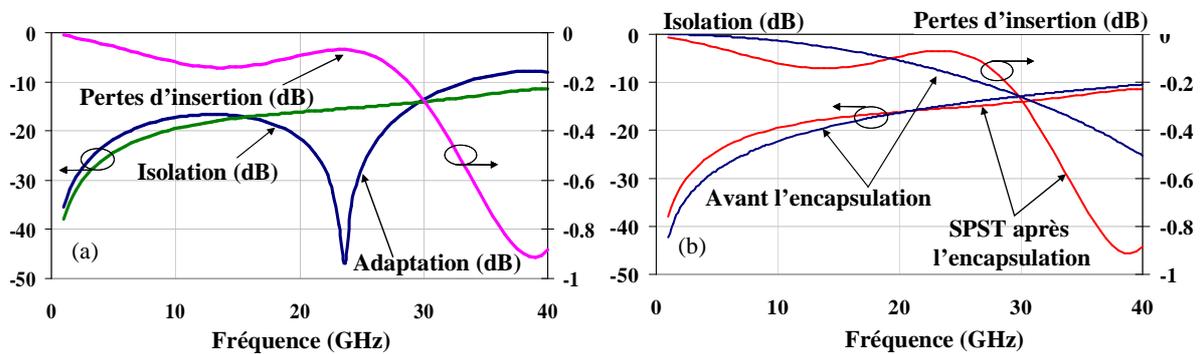


Figure III.13 (a) Les performances finales simulées correspondantes à l'optimisation du commutateur MEMS encapsulé (b) comparaison entre ses performances simulées avant et après l'encapsulation

Nous remarquons que pour les fréquences supérieures à 30 GHz, l'effet inductif des vias devient de plus en plus dominant ce qui dégrade ensuite les performances du micro-boîtier à partir de cette valeur de fréquence.

Comme le montre la figure III.13 (a), les résultats des simulations de cette structure présentent des bonnes performances avec une adaptation meilleure que 17 dB et un niveau de perte d'insertion inférieur à 0.25 dB pour un anneau de largeur $W=100\ \mu\text{m}$ et cela sur une bande allant du DC jusqu'à 30 GHz. L'isolation obtenue à l'état haut du commutateur MEMS RF a une valeur inférieure à 15 dB jusqu'à la fréquence de 20 GHz à partir de laquelle, on aura une dégradation de l'adaptation de la structure pour atteindre 13 dB à 30 GHz, cette isolation chute jusqu'à 8 dB à 40 GHz et elle est fortement liée à la géométrie du commutateur MEMS RF en question.

La figure III.13 (b) présente une comparaison entre les performances globales du commutateur MEMS RF avant (intégré sur une ligne coplanaire standard) et après l'encapsulation, on peut constater que les dégradations induites par le micro-boîtier sont très limitées surtout sur la bande qui s'étend du DC jusqu'à 30 GHz.

VI. Encapsulation collective de plusieurs commutateurs MEMS RF dans un seul micro-boîtier

VI.1. Modélisation d'un SPDT

Dans ce paragraphe, nous allons décrire une structure SPDT encapsulé suivant le même principe décrit précédemment.

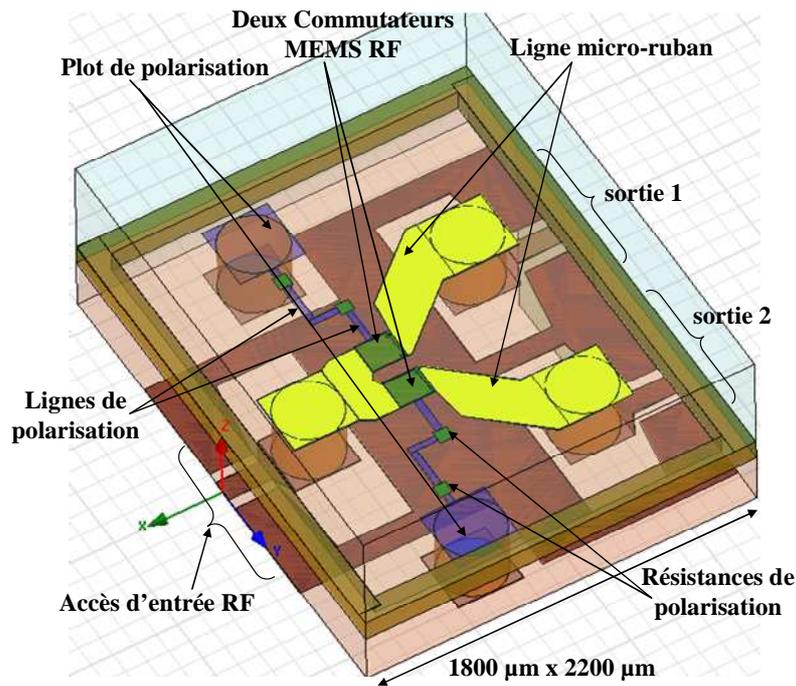


Figure III.14 Schéma illustrant l'SPDT encapsulé suivant le principe proposé sur alumine

Deux commutateurs sont utilisés dans cette architecture, chacun parmi eux est activé indépendamment pour assurer l'acheminement du signal dans la structure. Ce dispositif utilise donc cinq vias métallisés dont deux servent à la polarisation des MEMS RF, comme le montre la figure III.14. La distance entre les deux commutateurs MEMS est optimisée de façon à minimiser le couplage entre eux. Un seul commutateur est activé chaque fois pour choisir la sortie désirée.

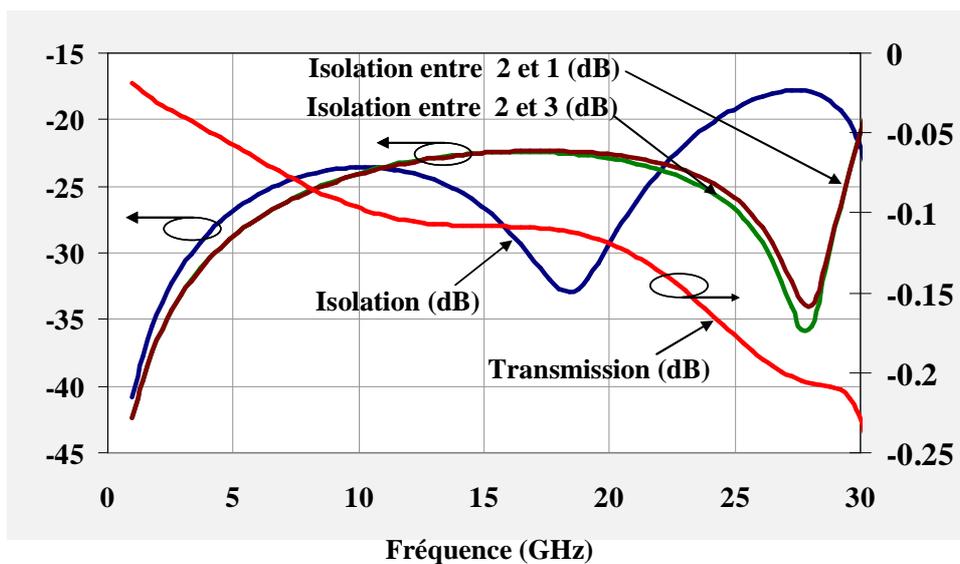


Figure III.15 Performances finales simulées du SPDT encapsulé

La figure III.14 présente une vue 3D de la structure SPDT simulée. Cette structure est symétrique et relativement compacte avec des dimensions de 1.8mm x 2.2 mm. Cette structure SPDT optimisée présente de bonnes performances sur une bande de fréquence qui s'étend du DC jusqu'à 30 GHz (cf. Figure III.15). Elle offre une adaptation meilleure de 24 dB jusqu'à 23 GHz et de 18 dB jusqu'à 30 GHz. Les pertes d'insertions sont meilleures de 0.25 dB sur toute la bande de travail. L'isolation entre l'entrée et les différentes sorties est meilleure que 20 dB sur toute cette bande de fréquence.

VI.2. Modélisation d'un SP3T (Single Pole Three Throw)

La figure III.16 présente une structure SP3T contenant cette fois trois commutateurs MEMS RF qui permettent de sélectionner l'une des trois sorties correspondantes. A chaque fois un seul commutateur est activé tandis que les deux autres sont maintenus à l'état bloqué. L'intégration du réseau de polarisation devient de plus en plus critique, les lignes de polarisation sont placées judicieusement comme le montre la figure ci-dessous de façon à garder une distance équidistante des lignes du signal RF et cela pour diminuer le couplage et la fuite du signal RF et pour maintenir la symétrie de la structure.

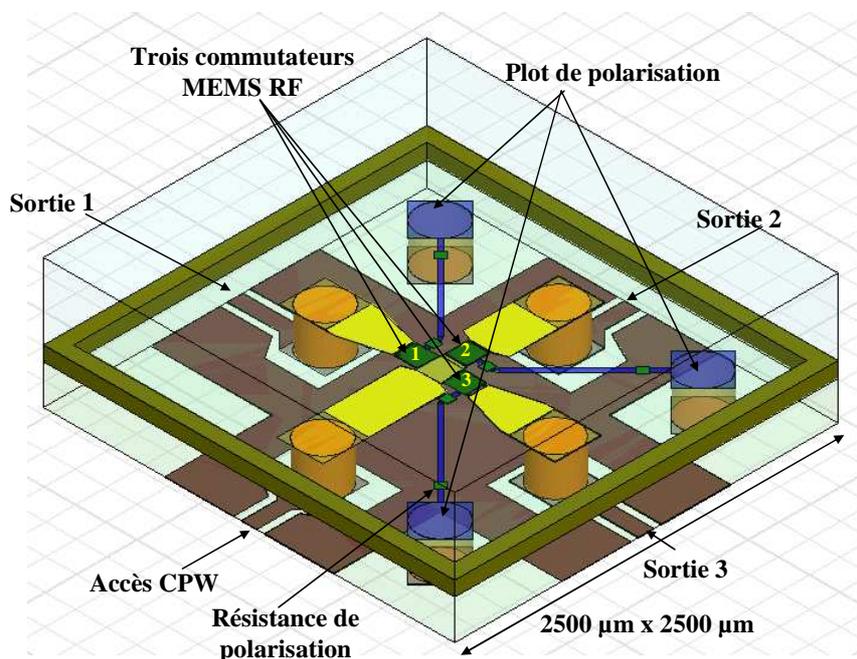


Figure III.16 Schéma illustrant la structure SP3T encapsulée suivant le principe proposé sur alumine

Lorsque la sortie 2 est sélectionnée, cette structure offre une perte d'insertion meilleure de 0.5 dB sur toute la bande allant du DC jusqu'à 40 GHz, une adaptation meilleure de 12 dB (cf. Figure III.17) et une isolation entre les différentes voies meilleure de 20 dB

jusqu'à 40 GHz (cf. Figure III.18). La dégradation de l'adaptation pour les fréquences à partir de 23 GHz est due à l'effet inductif des vias qui devient plus important aux hautes fréquences.

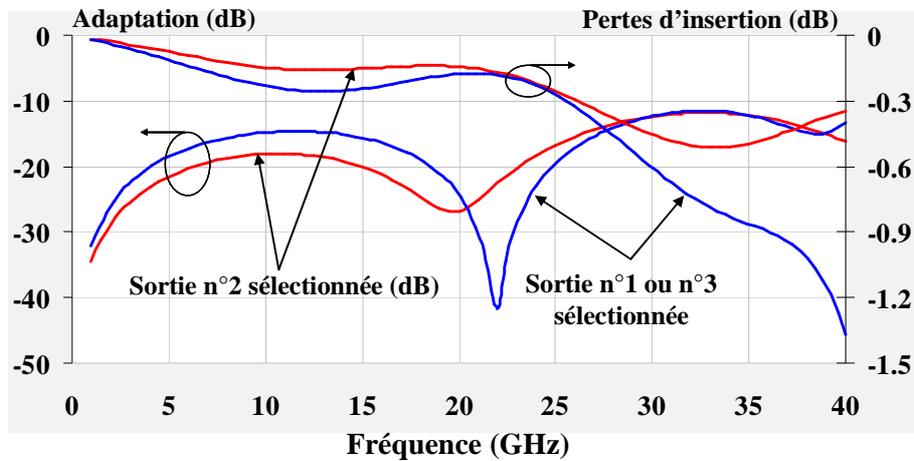


Figure III.17 Adaptation et pertes d'insertion simulées du SP3T

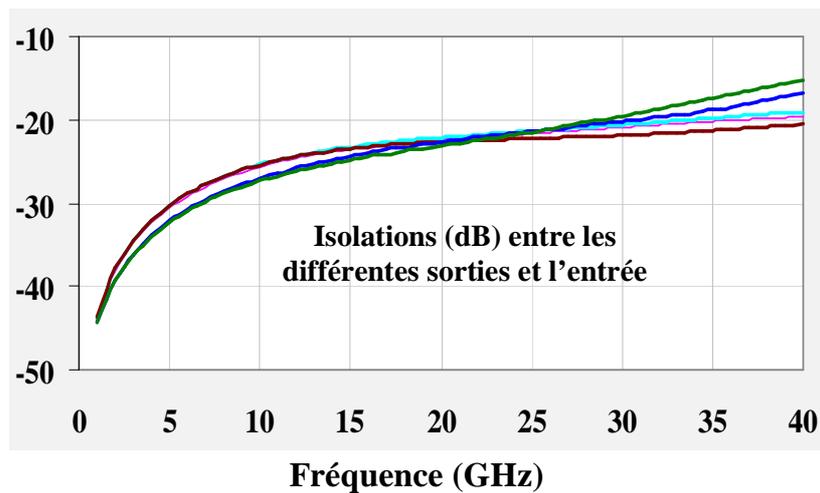


Figure III.18 Isolations simulées entre les différentes sorties de l'SP3T

Lorsque la sortie n° 1 ou bien la sortie n° 3 sont sélectionnées, un niveau de pertes plus important est observé, ses pertes peuvent être expliqués par la présence des coudes dans la structure. Ainsi, dans ce cas, cette structure présente des pertes d'insertion meilleures de 0.6 dB du DC jusqu'à 30 GHz, ces pertes augmentent rapidement à partir de 30 GHz pour atteindre 1.2 dB à 40 GHz. L'adaptation de la structure reste meilleure que 15 dB jusqu'à 23 GHz puis se dégrade pour atteindre 12dB à 30 GHz.

VI.3. Modélisation d'un SP4T (Single Pole Four Throw)

Basé sur les résultats des simulations des structures SPDT de base données ci-dessus, des composants plus complexes ont été étudiés et encapsulés sur ce même principe. Un exemple d'une structure SP4T (une entrée et quatre sorties) a été conçu en utilisant une combinaison de trois structures SPDT comme on peut distinguer sur la figure III.19.

La géométrie de la structure SPDT a été légèrement adaptée dans le but d'améliorer les performances électromagnétiques globales tout en gardant des dimensions compactes de 3.2 mm^2 . L'architecture proposée utilise treize vias dont huit sont utilisés pour la polarisation.

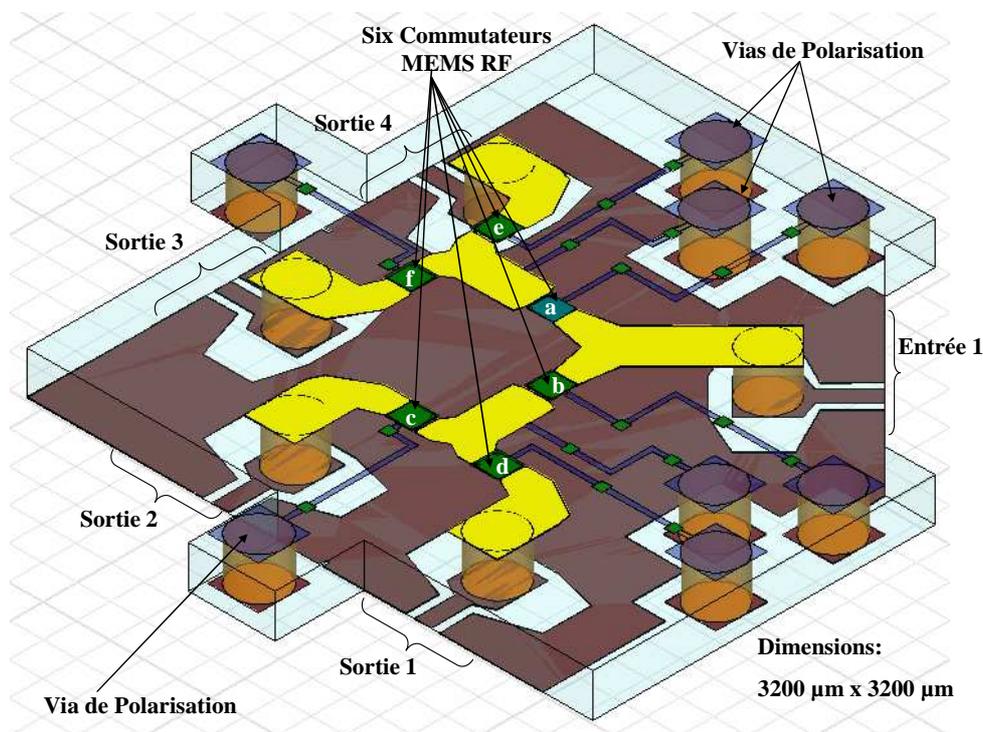


Figure III.19 Schéma illustrant la structure SP4T

Cette architecture utilise six commutateurs MEMS RF. L'acheminement du signal, entre l'entrée et l'une des quatre sorties, est assuré à chaque fois par l'activation de deux commutateurs MEMS RF simultanément. Par exemple, lorsque la sortie deux est sélectionnée, les commutateurs b et c sont activés, les autres commutateurs restent à l'état haut. Cette combinaison série améliore les performances du système en terme d'isolation, mais en revanche elle dégrade ces performances en terme de pertes d'insertion dans le mesure ou les pertes des deux commutateurs sur chacune des voies de transmission s'ajoutent. La

structure est optimisée pour avoir les meilleures performances possibles du DC jusqu'à 20 GHz. Pour les fréquences supérieures malgré nos efforts, on constate l'apparition de modes parasites et la dégradation des performances de la structure. Les performances finales simulées de la structure est donnée dans la figure III.20.

Ainsi par exemple, lorsque la sortie n° 2 est sélectionnée, le passage du signal est illustré comme le montre la figure III.20 (a). Dans ce cas, cette structure présente des pertes d'insertion de 0.9 dB et une adaptation meilleure de 20 dB sur la bande qui s'étend du DC jusqu'à 20 GHz. L'isolation entre les différents ports est toujours meilleure de 20 dB sur toute cette bande de fréquence.

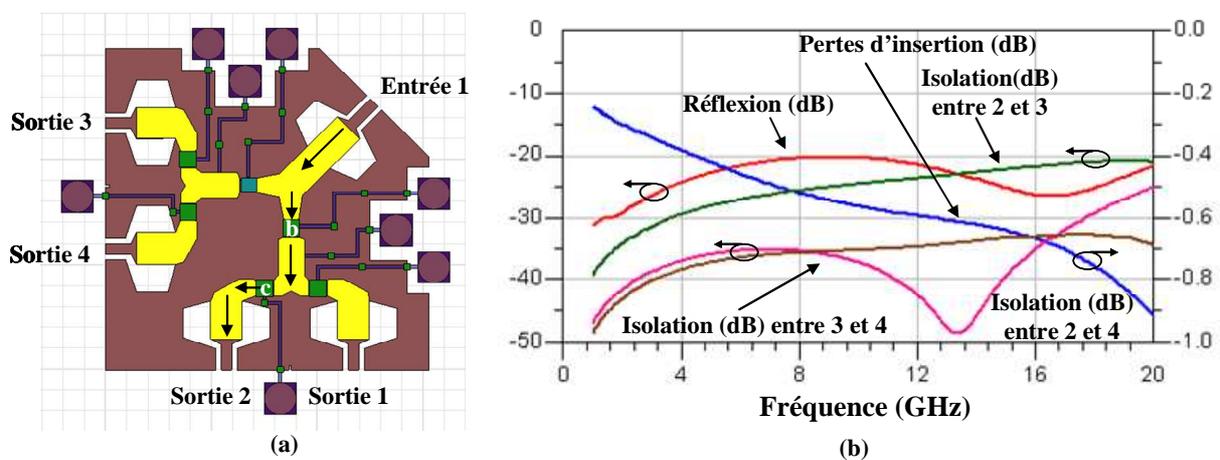


Figure III.20 (a) Vue de dessus illustrant le trajet du signal RF lorsque la sortie 2 est sélectionnée et (b) ses performances simulées de la structure SP4T

VI.4. Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre de ce manuscrit, notre travail a eu pour objectif d'étudier et de dimensionner électromagnétiquement plusieurs fonctions basées sur des MEMS RF sous forme de puce encapsulée. Pour cela, nous avons présenté un concept de micro-boîtier fabriqué à l'échelle du substrat pour l'encapsulation de ces fonctions, la solution envisagée doit permettre technologiquement une encapsulation hermétique dans le but de garantir un environnement dépourvu d'humidité et de poussières, une nécessité pour un fonctionnement optimal de ces composants.

Nous avons présenté ensuite les méthodes d'encapsulation les plus utilisées dans la littérature pour justifier à la fin le choix d'une solution d'encapsulation au niveau du substrat « Wafer Level Wafer Scale MEMS Encapsulation » adopté dans le cadre du projet SMARTIS. La technique de packaging basée sur un report de capot avec une couche intermédiaire de scellement est une méthode simple à mettre en œuvre, et peut être réalisable de manière collective. Les résultats des simulations RF menés sur la solution du packaging proposé, montrent que l'atténuation générée par le packaging est très faible sur une bande de fréquence allant du DC jusqu'à 40 GHz dans certains cas.

Le micro-boîtier consiste en un capot de verre ou de céramique pourra être soudé par sur un substrat d'alumine ou de saphir sur lequel sera réalisé le circuit à encapsuler, en utilisant un anneau de scellement pour assurer l'herméticité du boîtier. Des vias sont utilisés pour acheminer le signal au travers du substrat entre les accès coplanaire d'entrée, et la ligne micro-ruban au milieu de laquelle le composant MEMS RF sera placé. Cette approche est compatible avec les technologies qui existent aujourd'hui sur substrat d'alumine.

Ce micro-boîtier est conçu de sorte à déplacer la résonance de l'anneau de scellement, à l'extérieur de la bande de travail. Cela est fortement lié à l'épaisseur du substrat et aux dimensions des vias pleines métallisées. D'autres concepts d'encapsulation utilisent des vias pour mettre l'anneau à la masse pour éliminer cette résonance et les modes parasites qui apparaissent au dépend de la multiplication du nombre de vias par un composants, ce qui au final aura un cout non négligeable.

Nous avons présenté la conception des structures SPST, SPDT, SP3T et SP4T encapsulées sur le même principe décrit ci-dessus avec les performances que l'on peut espérer atteindre. Les simulations prédisent de bonnes performances sur une large bande fréquentielle laissant ainsi envisageable plusieurs applications fréquentiel.

Pour des raisons technologiques, nous n'avons pas eu l'occasion jusqu'à présent, de réaliser ces structures et de valider expérimentalement notre travail. En effet, il s'est avéré que le procédé de réalisation de vias métallisés pleins utilisé par la société Reinhardt Microtech, n'était pour le moment n'est pas compatible avec un état de surface final du substrat nécessaire pour la fabrication dans de bonne conditions de commutateurs MEMS RF. En effet la technologie utilisée à XLIM requière une rugosité maximale de 0.1 μm bien inférieure à ce

que Reinhardt peut nous livrer en standard pour le moment. Des travaux sont en cours chez Reinhardt pour améliorer cet aspect.

La validation expérimental de ces structures constitue une perspective de ce travail, pour l'application de ce concept d'encapsulation aux structures présentées précédemment dans le chapitre deux de ce manuscrit comme le SPST représenté sur la figure III.21.

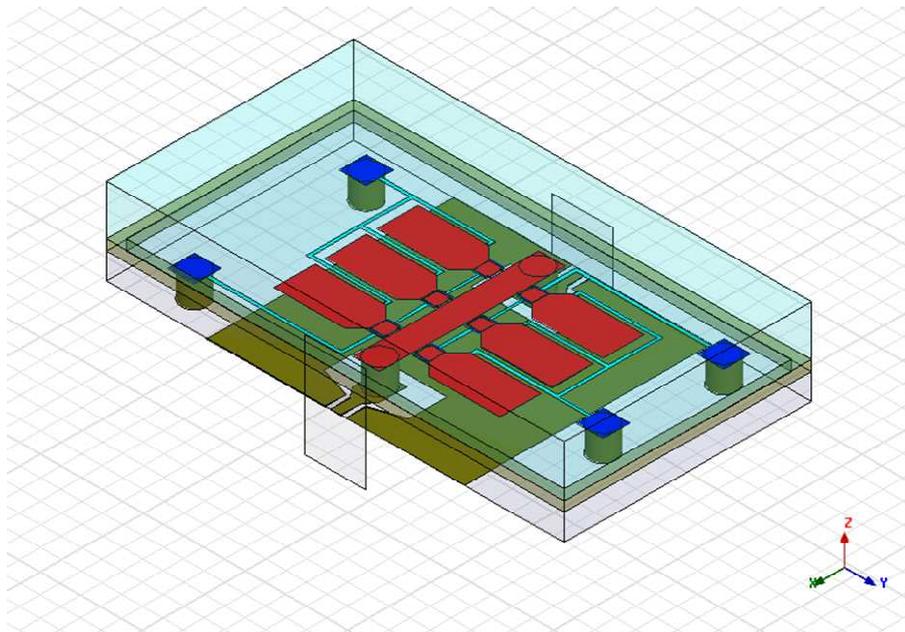


Figure III.21 Un SPST conçu dans la chapitre deux de ce manuscrit mis en boitiers selon notre principe proposée d'encapsulation

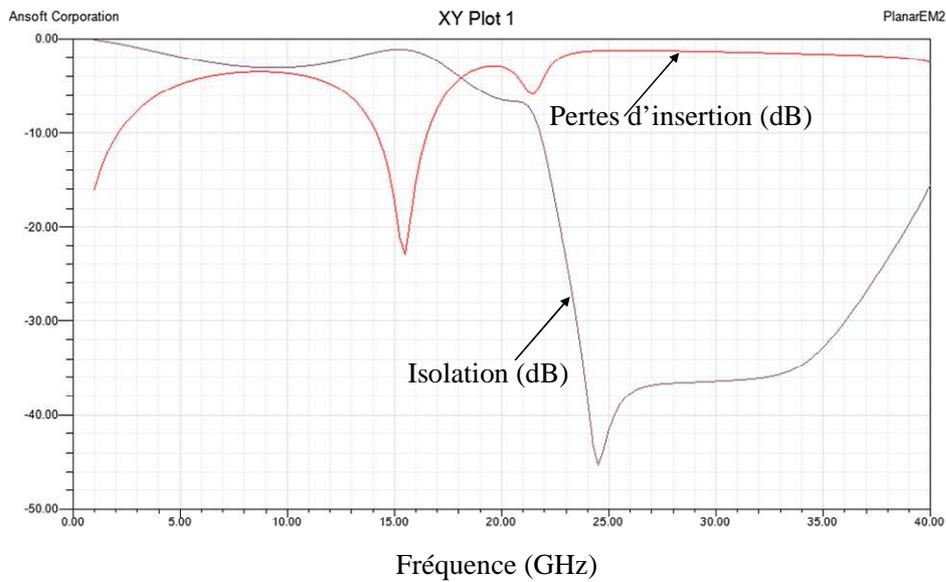


Figure III.22 Résultat de simulation préliminaire de la structure SPST simulée

Bibliographie chapitre III

- [III-1]** C. GOLDSMITH, T.-H. LIN, W.-R. POWERS, B. NORVELL "Micromechanical membrane switches for microwave applications" IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Orlando, pp. 91-94, May 1995
- [III-2]** T. A. MIDFORD, J. J. WOOLDRIDGE, J. H. ROEHNELT, AND R. L. STURDIVANT, "The evolution of packages for microwave and millimeter-wave circuits," IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 43, pp. 983-991, September 1995.
- [III-3]** S. MAJUMDER, J. LAMPEN, R. MORRISON, J. MACIEL "MEMS switches" IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, p.12-15, Mars 2003.
- [III-4]** <http://www.esiee.fr/~vasseurc/boitiers.pdf>
- [III-5]** <http://www.amkor.com/enablingtechnologies/MEMS/index.cfm>
- [III-6]** H. GRANIER, Techniques et Equipements Appliqués à la Microélectronique (TEAM), LAAS CNRS, Toulouse (France)
- [III-7]** B. C. JOHNSON, "Overview of chip-level packaging", in ASM International Handbook Committee: Electronic materials handbook™, volume 1 Packaging. ASM International, Materials Park, pp. 398-407, Ohio, USA, 1989.
- [III-8]** D. PEYROU, « Etude théorique et expérimentale des techniques d'assemblage et de mise en boîtier pour l'intégration de microsystèmes radiofréquences » thèse pour l'obtention du Doctorat de l'Université Paul Sabatier de TOULOUSE, décembre 2006.
- [III-9]** M. REBEIZ, "RF MEMS, Theory, Design and Technology", Edition Willey 2003.
- [III-10]** L. LIN, R. T. HOWE, AND A. P. PISANO, "Micro-electromechanical filters for signal processing", IEEE J. Micro-electromechanical Systems, Vol. 7, pp. 286-294, September 1998.

- [III-11]** J-C SOURIAU, OLIVIER LIGNIER, MICHEL CHARRIER, GILLES POUPON, « Wafer level processing of 3D system in package for RF and data applications », IEEE Electronic components and technology conference, Orlando, Florida 2005.
- [III-12]** B-W MIN, G. M. REBEIZ, “A Low-Loss Silicon-on-Silicon DC–110-GHz Resonance-Free Package” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 54, NO. 2, FEBRUARY 2006.
- [III-13]** K. ENTESARI, G. M. REBEIZ “A Low-Loss Microstrip Surface-Mount K-Band Package”, Proceedings of the 36th European Microwave Conference, pp.1763-1766, Manchester UK, September 2006.
- [III-14]** http://www.wispry.com/pdf_folder/WSS0114H.pdf
- [III-15]** D.C. Keezer, D. Minier, P. Ducharme, D. Viens, G. Flynn, J. McKillop “MEMS Switches and SiGe Logic for Multi-GHz Loopback Testing” Test Conference, 2007. ITC. IEEE International, pp. 1-10, October 2007
- [III-16]** J. MULDAVIN, C. O. BOZLER, S. RABE, P. W. WYATT, C. L. KEAST “Wafer-Scale Packaged RF Micro-electromechanical Switches” IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, VOL. 56, NO. 2, pp.522-529, February 2008
- [III-17]** H. J. DE LOS SANTOS, G. FISHER, H.C TILMANS AND J. T.M.VAN BEEK “RF MEMS for Ubiquitous Wireless connectivity: Part1: Fabrication” Digital Object Identifier, pp. 36-49, 2004.
- [III-18]** A.P. DE SILVA, H.G. HUGHES, “the package integration of RF-MEMS Switch and Control IC for Wireless Applications” IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, VOL.26, NO.3, pp. 255 – 260, August 2003.
- [III-19]** S. HITIER, A. POTHIER, P. BLONDY, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT2, O. VENDIER, J. L CAZAUX “Réseaux de commutation MEMS large bande, réalisées sur substrats céramiques”, JNM 2005, NANTES.

[III-20] B.W MIN, K ENTESARI, G. REBEIZ « DC–50GHz Low-Loss Wafer-Scale Package for RF MEMS», Microwave Conference, 2004. 34th European, Volume 3, Issue, pp. 1289 – 1291, October 2004.

[III-21] <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>

[III-22] K.ENTESARI “Development of High Performance 6-18 GHz Tunable/Switchable RF MEMS Filters and Their System Implications” thèse pour l’obtention de titre de “Doctor of Philosophy” in Electrical Engineering in The University of Michigan 2006.

Conclusion générale et perspectives

La montée en fréquence est inévitable avec la saturation des canaux et le rétrécissement du spectre fréquentiel. Devant l'intérêt économique et scientifique lié à la réduction du coût de la production et de la miniaturisation, la dernière décennie s'est distinguée par le développement de nouveaux circuits micro-ondes capables de fonctionner à des fréquences jusqu'à une centaine de gigahertz. Ce développement s'est traduit par l'émergence de Micro Systèmes Electro Mécaniques dont les MEMS RF qui laissent entrevoir des possibilités vertigineuses comme leurs très bonnes performances hyperfréquences, leur forte linéarité et leurs faibles pertes d'insertion

Cependant la mise sur le marché de composants à base de MEMS RF est limitée par leurs manques de maturités au niveau de la conception, du packaging et de la fiabilité. Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet européen SMARTIS, il consiste à la conception de structures de commutation radiofréquences et hyperfréquences fiables à partir de commutateurs MEMS RF à contact ohmique.

Nous avons présenté dans le premier chapitre d'introduction de ce manuscrit un tour d'horizon des domaines d'applications potentielles de cette technologie ensuite nous avons détaillé leurs types de contact, leurs modes d'actionnements, tout en donnant à chaque fois les avantages et les inconvénients dans chaque cas. Dans une deuxième partie de ce chapitre nous avons présenté le projet SMARTIS dans lequel, nos travaux de recherches sont inscrits, en expliquant ses intérêts, ses objectifs et en fixant à la fin le cahier des charges que nous avons respecté dans le cadre de nos conceptions.

Dans le second chapitre de ce manuscrit, nous avons décrit d'une manière détaillée les étapes de conception d'une fonction de commutation basée sur un commutateur MEMS RF à contact ohmique développé au laboratoire XLIM.

Le concept retenu tient compte des besoins de fiabilité de ces applications, qui est toujours un point de faiblesse des commutateurs MEMS RF, compte tenu de leurs aspects micromécaniques. En effet, une étude des principaux phénomènes de défaillance a été menée dans ce chapitre et ensuite pour répondre à cette problématique une conception appropriée a été suivie, en jouant sur l'architecture du composant, l'implantation du réseau de polarisation et le design des commutateurs MEMS. Ensuite, plusieurs fonctions de commutation ont été présentées dans la suite de ce chapitre tout en respectant le cahier des charges fixées au début de ce travail. Cette étude est basée sur l'optimisation de la géométrie des structures, afin

d'atteindre les performances souhaitées. Des résultats de mesure des fonctions réalisées sur des démonstrateurs fabriqués aux cours de ces travaux ont été également présentés, ces derniers ont présenté un bon accord avec les résultats des simulations électromagnétiques effectuées en optimisant ces structures.

Ainsi, nous avons démontré, par le développement de nouveaux systèmes de commutation hyperfréquences à base de composants MEMS RF, le fort potentiel de ces composants. Finalement, notre objectif de contribuer au développement de nouvelles topologies de circuits de commutation reconfigurables tout en mettant à profit le potentiel de la technologie MEMS a été atteint tout en respectant les spécifications fixées dans notre cahier des charges au début. Les structures abouties sont relativement performantes et plus attractives que celles réalisées à base de semi-conducteurs. Ainsi, pour un DPDT conçu, nous avons mesuré, sur des structures préliminaires, une isolation meilleure que 42 dB et des pertes d'insertion meilleures que 0.7 dB sur les différentes voies de transmission de la structure.

Une perspective du travail de ce deuxième chapitre, sera la finalisation des structures de commutation de type-R (R-type switches), et l'intégration de ces fonctions de commutation dans des matrices plus complexes, ensuite la mise en boîtier de la globalité de ces fonctions pour un fonctionnement optimal des commutateurs MEMS RF.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes plus particulièrement intéressés au développement d'un micro-boîtier pour l'encapsulation de micro-commutateur MEMS RF ou des fonctions de commutation à base des MEMS RF. En effet, le packaging apparaît comme une étape cruciale du procédé de fabrication des microsystèmes. En effet la non standardisation des procédés d'assemblage et d'encapsulation ainsi que la diversité des spécifications des microsystèmes font qu'il n'existe pas de packaging universel et de ce fait que celui-ci devra faire partie intégrante du flot de conception du microsystème.

Dans une première partie de ce chapitre, nous avons donné la définition et l'importance d'un micro-boîtier pour un composant micro-électronique notamment pour un MEMS RF. Ensuite, une présentation des niveaux d'assemblage existant aujourd'hui dans la littérature.

Dans une deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté le principe d'encapsulation proposé dans le cadre de cette thèse, avec les résultats des simulations

effectuées dans l'objectif de démontrer la faisabilité de l'encapsulation de plusieurs structures multiports sur le même concept.

La technique de packaging proposée est basée sur un report de capot avec une couche intermédiaire métallique de scellement est une méthode simple à mettre en œuvre, et qui peut être réalisable de manière collective. Le micro-boîtier consiste en un capot de verre ou de céramique qui pourra être soudé sur un substrat d'alumine ou de saphir sur lequel sera réalisé le circuit à encapsuler, en utilisant un anneau de scellement pour assurer l'herméticité du boîtier. Des vias sont utilisées pour acheminer le signal au travers du substrat entre les accès coplanaire d'entrée, et la ligne micro-ruban au milieu de laquelle le composant MEMS RF sera placé. Cette approche est compatible avec les technologies qui existent aujourd'hui sur substrat d'alumine. Les résultats des simulations RF menés sur la solution du packaging proposé, montrent que l'atténuation générée par le packaging est très faible sur une bande de fréquence allant du DC jusqu'à 40 GHz.

Pour des raisons technologiques, nous n'avons pas eu l'occasion jusqu'à présent, de réaliser ces structures et de valider expérimentalement notre travail. Cela constitue une perspective de notre travail. Une autre perspective, sera l'application de ce concept d'encapsulation sur des structures plus complexes comme celles décrites précédemment dans le chapitre II de ce manuscrit, cette étape est déjà en cours de conception. La structure dont nous avons commencé à mettre en boîtier est le SPST la structure la plus simple réalisée dans le chapitre II de ce manuscrit. Les résultats préliminaires semblent être prometteurs et encourageants pour aller plus loin dans ce travail.

Mes Publications

Publications dans les revues avec comité de lecture:

1. **M. EL KHATIB**, A POTHIER, A CRUNTEANU, P BLONDY, *A novel packaging approach for RF MEMS switching functions on alumina substrate*, Microsystem Technologies, January 2007.

Publications dans des actes de congrès avec comité de lecture:

Congrès internationaux:

2. **M. EL KHATIB**, A.POTHIER, A. CRUNTEANU, O. VENDIER, J.L. CAZAUX, P. BLONDY, *An improved reliability switching network design based on DC contact MEMS switches dedicated to swithing matrix applications*, 8th Conference on MEMS for millimeter wave communications « MEMSWAVE », Barcelona - Espagne Juin 2007.
3. **M. ELKHATIB**, A. POTHIER, P. BLONDY, *Design of packaged RF MEMS switching functions on alumina substrate*, Conference internationale CANEUS 2006, Toulouse Septembre 2006.
4. **M EL KHATIB**, A POTHIER and P BLONDY, *Packaging of RF MEMS switching functions on alumina substrate*, 7nd Symp on Design Test Integration and Packaging of MEMS and MOEMS (DTIP) - Stresa, Italy. Avril 2006.
5. A. POTHIER, S. HITIER, **M. EL KHATIB**, P. BLONDY, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, O. VENDIER, J. L CAZAUX, *MEMS DC contact micro relays on ceramic substrate for space communication switching network*, 35nd European Microwave Conference (EuMC), Paris, Octobre 2005.
6. A. POTHIER, S. HITIER, **M. EL KHATIB**, P. BLONDY, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, O. VENDIER, J. L CAZAUX, *MEMS switching networks for space applications using MEMS dc contact switches*, Antenna Technology and Apply Electromagnetics 2005, Saint Malo, juin 2005.
7. D. MARDIVIRIN, A. POTHIER, **M. EL KHATIB**, A. CRUNTEANU, O. VENDIER AND P. BLONDY, *reliability of dielectric less electrostatic actuators in RF-MEMS ohmic switches*, 38nd European Microwave Conference (EuMC), Amsterdam, Octobre 2008.

Congrès nationaux:

8. **M. EL KHATIB**, A. POTHIER, P. BLONDY, *Conception d'une solution de packaging hermétique collective appliquée aux MEMS RF*, Journées Nationales des Microondes, Nantes, mai 2005.

