

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse N° [-----]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

Achref YAHIAOUI

Le 16 Juillet 2014

**Etude de Composants MEMS RF à Nanogaps pour les Systèmes
de Communications sans Fil Reconfigurables**

Thèse dirigée par Arnaud Pothier et Pierre Blondy

JURY :

Denis BARATAUD	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
Fabio COCCETTI	Ingénieur LAAS-CNRS/Fialab, Toulouse	Rapporteur
Gérard TANNE	Professeur, Lab-STICC – UBO, Brest	Rapporteur
Etienne GIRARD	Ingénieur Thalès Alenia Space, Toulouse	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Dominique CROS	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Damien DUCATTEAU	Ingénieur de Recherches IEMN, Lille	Examineur
Jacques SOMBRIN	Ingenieur Tesa / Labex Sigmalim, Limoges	Examineur
Arnaud POTHIER	Chargé de Recherche CNRS, XLIM Université de Limoges	Invité

Remerciement

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département Minacom (MICro et NANotechnologies pour Composants Opto-électroniques et Microondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS n°7252 à l'Université de Limoges. Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur Dominique BAILLARGEAT, directeur actuel, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

Je remercie Monsieur Denis BARATAUD Professeur, XLIM, Université de Limoges, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Je remercie également Monsieur Fabio COCCETTI et Monsieur Gérard TANNE qui ont accepté de rapporter ces travaux. Je remercie Monsieur Etienne GIRARD, Monsieur Dominique CROS, Monsieur Damien DUCATTEAU et Monsieur Jacques SOMBRIN d'avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse.

Aussi, j'aimerais plus particulièrement remercier Monsieur Arnaud Pothier, chargé de recherche CNRS à l'institut de recherche XLIM, pour avoir dirigé ma thèse, pour son aide, son soutien quotidien, ses bons conseils et ses remarques pertinentes aussi bien en recherche qu'en enseignement. J'aimerais aussi sincèrement remercier Monsieur Gabriel Rebeiz, professeur à l'université de Californie San Diego (UCSD) pour m'avoir accueilli 6 mois dans son laboratoire et m'avoir intégré très rapidement au sein du groupe, pour sa grande générosité aussi bien sur le plan professionnel que personnel, et pour son incroyable disponibilité. Enfin, j'aimerais attribuer mes plus vifs remerciements à Monsieur Pierre Blondy, professeur à l'institut de recherche XLIM, pour m'avoir encadré durant cette thèse, pour m'avoir très généreusement permis d'effectuer une partie de ma thèse à UCSD, pour ses analyses et commentaires toujours pertinents, son partage des connaissances et pour son soutien aussi bien sur le plan professionnel que personnel.

Je voudrais également remercier Mademoiselle Valérie Madrangeas, responsable du département MINACOM pour avoir permis ces stages à UCSD mais également Messieurs

Frédéric Sidor, Cyril Guines, Damien Passerieux de l'Université de Limoges et Messieurs Larry Grissom et Sean Park du staff Nano3 (UCSD) pour leur contribution scientifique et leurs conseils qui ont permis l'avancée de cette thèse.

J'aimerais remercier Marie-Laure Guillet, secrétaire du département MINACOM pour avoir facilité mes déplacements souvent dans les plus brefs délais. Je souhaiterais également remercier tous les doctorants et amis que j'ai eu la chance rencontrer durant ces trois années.

A mon ami, à mon très cher Grand-père

Mohammed Ben Maamer

Autant de phrases et d'expressions aussi éloquentes soit-elles ne sauraient exprimer ma gratitude et ma reconnaissance.

A l'homme qui a su m'inculquer l'optimisme, de la confiance en soi face aux difficultés de la vie, et l'ambition sans fin.

A l'homme qui m'a appris que si mes rêves ne me font pas peur, ils ne sont pas assez grands. En me répétant sans cesse :

إفرا كانت الشفون كبارا تعبت في مرادها الأجماسو
المثنبي

Quand les esprits sont grands les corps en souffrent

Al Moutanabii

Ses conseils ont toujours guidé mes pas vers la réussite.

Je lui dois ce que je suis aujourd'hui et ce que je serai demain.

*A ma mère **Bouchra Ben Maamer** je dis : c'est parce que tu es ma reine, je mérite de vivre.*

*A ma grand-mère **Khadouja Ben Maamer**, la femme qui m'a comblé avec sa tendresse et son affection tout au long de mon parcours.*

A ma famille...

Table des matières

Remerciement	2
Introduction Générale	9
Chapitre 1 : Les technologies MEMS et MEMS-RF	12
1.1. Introduction	13
1.2. Avantages des commutateurs MEMS-RF	14
1.3. Les types des MEMS-RF	15
1.3.1. Les micro-commutateurs ohmiques	15
1.3.2. Les micro-commutateurs capacitifs.....	16
1.4. Considérations relatives à la fiabilité des MEMS-RF	17
1.4.1. Le contact métal-métal.....	17
1.4.2. Piégeage de charges dans le diélectrique de l'actionneur	19
1.4.3. Le fluage mécanique.....	20
1.4.4. Stabilité en température	21
1.4.5. Effet des contraintes induites dans les matériaux structurels lors de la fabrication.....	21
1.4.6. Encapsulation	23
1.5. Etat de l'art des MEMS-RF	24
1.5.1. Etat de l'art des commutateurs ohmiques	24
1.5.2. Etat de l'art des commutateurs à contact capacitif.....	26
1.6. Applications des MEMS-RF	27
1.7. Conclusion	30
Chapitre 2 : Commutateur MEMS-RF miniatures à nano-gaps pour l'électronique embarquée	31
2.1. Introduction	32
2.2. Etat de l'art des MEMS-RF à nano-gaps	33
2.3. Rappel sur l'actionneur électrostatique à plaques parallèles	35
2.4. Force de rappel d'un actionneur électrostatique versus fiabilité	38
2.5. La miniaturisation	39
2.5.1. Influence de la miniaturisation sur les constantes de raideur.....	39
2.5.2. Influence de la miniaturisation sur le temps de commutation et la fréquence de résonance mécanique	40
2.6. Force électrostatique et force de contact	41

2.7. Conception d'un commutateur miniature : Etude mécanique	43
2.7.1. Simulation de la tension d'actionnement, de la raideur et de la fréquence de résonance	43
2.7.2. Etude mécanique approfondie et simulations des forces de contact	46
2.7.3. Sensibilité aux contraintes de fabrication	48
2.8. Analyse électromagnétique	49
2.9. Procédé de fabrication	49
2.10. Performances mesurées du composant	52
2.10.1. Tension d'actionnement et tension de relâchement	52
2.10.2. Caractérisations RF	53
2.10.3. Mesure du temps de commutation	55
2.11. Fiabilité du composant	57
2.12. Conclusions	58
Chapitre 3 : Réseaux de commutation SP7T et SP11T très compacts	61
3.1. Introduction	62
3.2. Conception et analyse	63
3.3. Modèle analytique	64
3.4. Conception de commutateurs SP7T et SP11T très compacts.....	67
3.5. Procédé de fabrication des réseaux de commutation	73
3.6. Caractérisations et tests des réseaux de commutation.....	76
3.6.1. Mesure en température	76
3.6.2. Mesures RF	77
3.6.3. Temps de commutation.....	79
3.6.4. Linéarité IIP3 et IIP2.....	80
3.6.5. Caractérisation DC et Fiabilité	81
3.7. Conclusion	83
Chapitre 4 : Nouvelles architectures mécaniques basées sur l'utilisation d'un point de pivot.....	85
4.1. Introduction	86
4.2. Nouvelles topologies de capacités commutées MEMS-RF bistables	86
4.2.1. Propriétés d'un contact métal-métal	87
4.2.2. Principe de fonctionnement de la capacité commutée bistable	88
4.2.3. Conception de la structure mécanique de la capacité Bistable.....	90
4.2.4. Procédé de fabrication	94
4.2.5. Performances RF et tests de fiabilité.....	98
4.3. Conception de commutateurs ohmiques MEMS-RF à grand gap et à fluage mécanique réduit	101

4.3.1. Principe de fonctionnement de l'architecture proposée	102
4.3.2. Conception et analyse mécanique.....	104
4.3.3. Procédé de fabrication	106
4.3.4. Performances RF et tests de fiabilité.....	108
4.4. Conclusion	112
Conclusion Générale.....	114
Bibliographies	118
PUBLICATIONS PERSONNELLES	124

Table des figures

Figure 1-1 (a) Image de microscopie électronique d'un acétomètre conçue par Analog Devices, (b) Microphotographie d'un micro-miroir conçu par Alcatel.	14
Figure 1-2-Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur ohmique en configuration série et son schéma équivalent.....	15
Figure 1-3-Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif en configuration parallèle et son schéma équivalent.	16
Figure 1-4 – Schéma de principe d'un contact établi.....	17
Figure 1-5-Chargement de la couche diélectrique lors de l'actionnement électrostatique.	19
Figure 1-6-Effort ε illustrant le fluage en fonction du temps [15].....	20
Figure 1-7 – Illustration de l'effet du fluage sur le composant MEMS-RF.....	20
Figure 1-8 – Effet du gradient de contrainte sur la déflexion de la poutre : (a) pour un gradient de contrainte en compression et (b) pour un gradient de contrainte en tension [1].....	22
Figure 1-9-Vue de dessus et zoom du MEMS RF de [43].	23
Figure 1-10- MEMS-RF encapsulés par report de substrats et dépôts de films minces, RADANT à gauche [23], MEMtronics à droite [24].	24
Figure 1-11-Photographie et vue en coupe du commutateur ohmique Radant MEMS.	25
Figure 1-12-Commutateur MEMS RF d'Omron et son procédé de report de substrat.....	25
Figure 1-13- Micro-commutateur capacitif de Raytheon.....	26
Figure 1-14- Photographie au microscope à balayage électronique de la capacité commutée MEMS développée par XLIM (a) avant et (b) après encapsulation.....	27
Figure 1-15 – Macro-relais à actionnement électromagnétique (à gauche) comparé par un MEMS de Radant packagé (à droite) [40].	29
Figure 1-16 – (a) matrice de commutation ; (b) récepteur large bande avec des réseaux de commutation SPNT ; (c) antenne de station de base avec des déphaseurs à faible perte[40].	29
Figure 1-17- (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [40].	30
Figure 2.2-1- Relai latéral par D.Lee (a) vue de dessus, (b) vue tiltée à 45 degrés	33
Figure 2-2-Vue de dessus et vue de coupe transversale du commutateur MEMS RF miniature à contact ohmique [43].	34
Figure 2-3-Commutateur SG-MOSFET avec une grille suspendue de 20 μ m de long et de 10 μ m de large [45].	35
Figure 2-4-Principe de fonctionnement d'un SG-MOSFET	35
Figure 2-5-Modèle plaque-ressort d'un actionneur à plaques parallèles	36
Figure 2-6-Activation électrostatique d'un micro-commutateur MEMS-RF.....	37
Figure 2-7 – Actionneur sans diélectrique (à droite) et son équivalent avec diélectrique (à gauche)	42
Figure 2-8 – Structure du commutateur MEMS-RF miniature optimisée avec dans ANSYS.....	43
Figure 2-9 – Déflexion de la structure sous l'effet d'une pression appliquée uniformément sur sa surface supérieure.....	44
Figure 2-10-Image du MEB et vue en coupe du commutateur MEMS RF miniature à contact métallique.	46

Figure 2-11-Les différentes phases de l'actionnement électrostatique du commutateur MEMS-RF miniature.....	47
Figure 2-12-Force de contact en fonction de la force électrostatique du MEMS miniature	47
Figure 2-13 – Déflexion maximale de la poutre en fonction du gradient de contrainte pour une contrainte σ de 100 MPa	48
Figure 2-14 – Schéma électrique équivalent du commutateur MEMS-RF miniature simplifié	49
Figure 2-15-Procédé de fabrication du commutateur ohmique MEMS miniature.....	50
Figure 2-16 – (a) Image du MEB ; (b) Photographie optique du micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire XLIM	51
Figure 2-17-Profil du MEMS-RF miniature pour deux sections différentes	51
Figure 2-18-Tension d'actionnement et de relâchement du MEMS	52
Figure 2-19-Paramètres-S mesurés et simulés à l'état Off (a) et à l'état On (b).....	53
Figure 2-20 –Circuit équivalent modélisant les propriétés électriques du commutateur MEMS-RF miniature.....	54
Figure 2-21-Banc de mesure du temps de commutation et de relâchement.....	55
Figure 2-22-Mesure de temps de commutation en fonction de la tension appliquée.....	56
Figure 2-23 – Temps de relâchement du MEMS-RF miniature.....	56
Figure 2-24 – (a) signal de test appliqué, (b) évolution de la tension V_p au cours du temps	58
Figure 3-1 – formes géométriques adoptées pour concevoir un SPNT : (a) matrice rectangulaire, (b) forme radial.....	62
Figure 3-2-(a) Vue de dessus et (b) coupe transversale du réseau de commutation circulaire symétrique avec un plot central et des ancrages communs.....	63
Figure 3-3 – Diagramme schématique d'un seul commutateur radial avec ses deux plans de symétrie.	64
Figure 3-4- Calcul et simulation de la tension d'actionnement d'un seul commutateur radial en fonction (a) du nombre de commutateurs radiaux (n), (b) de l'angle de l'arc, (c) du ratio entre r_1 et r_2 et (d) le rayon du plot central (r_1). Avec $l_1=20 \mu\text{m}$, $l_3=17 \mu\text{m}$, $w=6 \mu\text{m}$, $t=4 \mu\text{m}$, and $sp=10 \mu\text{m}$	66
Figure 3-5 – Vue de dessus du (a) des commutateurs SP7T et (b) SP11T MEMS-RF basés sur un commutateur circulaire symétrique implémentés sur des guides d'onde CPW. Toutes les dimensions sont en μm	67
Figure 3-6 – Force de contact du SP7T en fonction de la tension appliquée pour différentes hauteurs de bossage.	69
Figure 3-7 – Simulation pour le SP7T de la sensibilité de tension de relâchement et d'actionnement, la force de rappel et la force de contact au (à droite) gradient de stress et (à gauche) eu stress bi-axial.	70
Figure 3-8-Force de contact du SP11T en fonction de la tension appliquée pour différentes hauteurs de bossage.	71
Figure 3-9-Simulation pour le SP7T de la sensibilité de tension de relâchement et d'actionnement, la force de rappel et la force de contact au (à droite) gradient de stress et (à gauche) au stress bi-axial.	72
Figure 3-10 – (a) SP7T et (b) SP11T déflexion de la structure quand un commutateur radial est actionné à 90V. Stress bi-axial +100 MPa et gradient de stress de + 4 MPa/ μm	72
Figure 3-11 – Procédé de fabrication du SP7T et du SP11T	73
Figure 3-12 – Image au MEB (SEM) du (a) SP7T et (b) SP11T fabriqués	74
Figure 3-13 – Photographie du SP7T fabriqué.....	75
Figure 3-14 – Photographie du SP11T fabriqué.....	75

Figure 3-15 – Mesures du profil 3D du (a) SP7T et (b) SP11T à 25° et 105°	76
Figure 3-16 – Mesure de l'évolution de la tension d'actionnement et de relâchement pour le SP7T et le SP11T en fonction de la température	77
Figure 3-17 – Mesures des paramètres S du SP7T.....	77
Figure 3-18 – Circuit du modèle équivalent du SP7T.....	78
Figure 3-19-Mesures des paramètres S du SP11T	78
Figure 3-20-Circuit du modèle équivalent du SP11T	79
Figure 3-21 – Mesure de temps de commutation du SP7T et du SP11T	79
Figure 3-22 – Banc de test pour les mesures de linéarité.....	80
Figure 3-23- Mesure de linéarité IIP2 et IIP3 (a) pour le SP7T et (b) pour le SP11T	81
Figure 3-24 – Set up pour la mesure de la résistance de contact du SP7T et du SP11T.....	81
Figure 3-25 – Mesure de la résistance de contact (Ron) en fonction de la tension appliquée pour différents commutateurs radiaux pour le SP7T et le SP11T	82
Figure 3-26 – Test de fiabilité du SP7T et du SP11T pour des puissances de 100 mW, 300 mW et 1 W à 2 GHz (commutation froide)	83
Figure 4-1-Diagramme de la résistance de contact en fonction de la force appliquée au niveau de contact	88
Figure 4-2-Coupe transversale des différentes étapes de fonctionnement du dispositif.....	89
Figure 4-3-Microphotographie et coupe transversale du composant bistable.....	91
Figure 4-4-Influence de l'épaisseur de la plaque sur la force de rappel et la raideur	92
Figure 4-5 – Raideur aux extrémités de la plaque.....	92
Figure 4-6-Influence de l'épaisseur de la plaque sur la raideur aux extrémités.....	93
Figure 4-7 – Quantification de la force d'adhérence.....	93
Figure 4-8-Procédé de fabrication du commutateur Bistable.....	95
Figure 4-9-Profil de la plaque pour les deux procédés de fabrication dans le plan ZZ'	96
Figure 4-10 – Profil de la plaque lorsqu'elle est actionnée.....	97
Figure 4-11 – Image profilométrique du composant bistable basculé dans sa position ON.....	97
Figure 4-12-Paramètres S mesurés dans le plan des pointes RF d'un dispositif à l'état ON et OFF (correspondant aux figures 2 (d) et (f)),	98
Figure 4-13 – Photographie et vu de coupe de commutateur bistable	99
Figure 4-14-Circuit équivalent du commutateur bistable	99
Figure 4-15 – Set up pour les mesures de fiabilité	100
Figure 4-16-Test de stabilité périodique (a) et évolution de Con sur 4 jours de maintien (b). ...	101
Figure 4-17-Coupe transversale des différentes étapes de fonctionnement du dispositif.....	103
Figure 4-18- Microphotographie et coupe transversale du composant opérant sur un mode de fonctionnement à bascule, tous les dimensions sont en µm.....	104
Figure 4-19- Déformation de la structure sous l'effet une pression appliquée sur son côté gauche	105
Figure 4-26-Procédé de fabrication du commutateur MEMS-RF à point de pivot.....	107
Figure 4-27 – Profil du MEMS-RF à point de pivot	107
Figure 4.4-28- Paramètres-S à l'état On (a) et à l'état Off (b) du MEMS-RF à point de pivot ...	108
Figure 4-29- Microphotographie et vue en coupe du MEMS-RF à point de pivot.....	109
Figure 4-30- Circuit équivalent du commutateur à point de pivot.....	109
Figure 4-31- Test de maintien à l'état bas : Etape 1 : maintien à l'état bas pendant 2 x 15 min; étape 2 : maintien à l'état bas pendant 2,5 heures	111
Figure 4-32- Evolution de la capacité Coff du composant au cours du test.....	111

Liste des tableaux

Table 1.1-Comparaison des performances entre commutateurs MEMS RF, diodes PIN et Transistors à effet de champ [1].....	14
Table 1.2 – Dureté mécanique et température de fusion des matériaux couramment utilisés dans les MEMS-RF	18
Table 2.1 – Résultats les plus significatifs des simulations du MEMS-RF à faible tension d’actionnement	45
Table 2.2 – Valeurs des éléments du schéma équivalent de la figure 2.15.	54
Table 3.1 – Dimensions détaillées du SP7T et du SP11T	68
Table 4.1-Valeurs des éléments localisé du schéma équivalent de MEMS-RF bistable	99
Table 4.2- Paramètres simulés du commutateur MEMS-RF	105
Table4.3- Valeurs des éléments localisés du schéma équivalent de la Figure 4.30	110
TABLE 4.4-Comparaison de ces travaux avec d’autres technologies.....	113

Introduction Générale

Au cours de ces dernières années, l'apparition de nouvelles normes de communication sans fil a introduit de nouveaux défis au niveau de la conception matérielle des émetteurs et des récepteurs. A l'échelle du composant, une faible consommation d'énergie, une grande linéarité et une large bande passante, sont parmi les exigences les plus importantes que chaque composant doit remplir afin de parvenir à des systèmes sans fil de hautes performances. A l'échelle du système, la tendance adoptée dans le domaine des télécommunications sans fil est la conception d'appareils multi-bandes, multi-modes, avec un nombre de fonctionnalités toujours plus importants. Et ce, tout en évoluant vers des architectures toujours plus performantes, plus petites, plus légères et moins coûteuses. La technologie MEMS RF (Micro-Electro-Mechanical-System) permet la création de dispositifs et de circuits qui peuvent répondre aux exigences mentionnées ci-dessus.

L'idée de base des MEMS-RF est d'utiliser des structures mécaniques mobiles miniaturisées afin de concevoir des résonateurs de hautes performances, des capacités variables ou varactors, des inductances, et des commutateurs. Les champs d'application englobent les terminaux de téléphonie mobile, les stations de base, les antennes à balayage électronique, les radars multi-usage, les instruments de test de haute précision et les charges utiles de satellites. Pour toutes ces applications, les commutateurs MEMS-RF à actionnement électrostatique ont fait l'objet d'une attention particulière.

Les commutateurs MEMS RF présentent des performances supérieures en termes de pertes, de linéarité, de consommation de puissance et de fréquence de coupure par rapport des homologues semi-conducteurs, comme les diodes PIN ou bien les interrupteurs FET (Field-Effect-Transistor). Cependant, ces dispositifs souffrent toutefois d'un certain nombre de problèmes liés à la tension d'actionnement qui reste élevée et doit être appliquée d'une façon permanente, aux mécanismes de défaillance notamment le fluage et à l'intégration, dans le cas des réseaux de commutation.

C'est sur ces aspects que porte le travail de thèse présenté dans ce manuscrit, dans la perspective de développer de tels composants et d'améliorer leurs performances. Ce mémoire est composé de quatre parties principales.

La première partie présente un bref historique des composants MEMS, suivi de l'état de l'art de ces composants micro-mécaniques dans le domaine des hyperfréquences, appuyés par divers exemples. Quelques grandeurs influant sur la fiabilité des MEMS-RF sont aussi exposées.

La seconde partie de ce mémoire est dédiée à l'étude à la conception et la réalisation d'un commutateur MEMS-RF miniatures à nano-gaps pour l'électronique embarquée. Le dispositif proposé permet de réduire considérablement la tension d'actionnement tout en garantissant de bonnes performances électriques et mécaniques.

La troisième partie aura pour sujet l'étude et la conception des réseaux de commutations à une entrée et N sorties. Ces dispositifs ont un grand potentiel dans les systèmes de communication modernes avec plusieurs normes de téléphonie mobile 2G/3G/4G et qui sont dominés par les commutateurs en technologie SOI (Silicon on insulator : Silicium sur Isolant). Un premier réseau à une entrée et 7 sorties a été réalisé puis étendu à un réseau à une entrée et 11 sorties.

Ensuite, la quatrième partie présente un nouveau concept de commutateurs MEMS-RF basé sur des systèmes à bascule. L'idée principale est d'avoir une poutre mobile qui bascule de part et d'autre d'un pivot. Dans un premier temps, ce type de système a été utilisé pour réaliser des capacités commutées MEMS-RF bistables, et dans un deuxième temps, la même idée a été appliquée pour des commutateurs ohmique à grand gap afin de réduire l'effet du fluage de la structure métallique.

Enfin, une conclusion générale terminera ce manuscrit et proposera des perspectives d'évolution de ces travaux de doctorat.

Chapitre 1 : Les technologies MEMS et MEMS-RF

1.1. Introduction

Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical-Systems) sont des systèmes électromécaniques miniatures qui peuvent être actionnés de façon électrostatique, thermique, magnétique, piézoélectrique, optique ou encore fluïdique. En général, la taille des dispositifs MEMS peut varier de la dizaine de micromètres jusqu'au millimètre.

La technologie MEMS a été conceptualisée dans les années 1950 et a connu un développement fort depuis les années 1970 [1]-[2]. En plus, la fabrication des MEMS met en jeu les techniques de micro-usinage de surface qui permet ainsi une meilleure intégration de ces composants et le développement de capteurs et d'actionneurs de très petite taille, à faible coût, et avec souvent de meilleures performances par rapport aux technologies traditionnelles. Actuellement, les applications les plus courantes des dispositifs MEMS sont les accéléromètres et les gyroscopes, des capteurs de pression, les microphones, des afficheurs optiques et des commutateurs électroniques. Quelques exemples de dispositifs MEMS sont présentés dans la figure. 1.1 [3]. Les dispositifs MEMS appliqués au contrôle de signaux électromagnétiques, implantés dans des circuits radio fréquence (RF) ou microondes, sont globalement appelés MEMS-RF. Dans ce domaine, on trouve des résonateurs micromécaniques, des filtres, des filtres acoustiques, des structures électromagnétiques micro-usinées et des commutateurs ou capacités variables MEMS-RF [1].

Les commutateurs et les varactors MEMS-RF utilisent un mouvement mécanique pour créer un circuit ouvert ou un court-circuit électrique dans le cas des commutateurs, ou bien pour moduler la valeur d'une capacité dans le cas des varactors. Ce mouvement mécanique peut être obtenu grâce à une excitation électrostatique, magnétostatique, piézoélectrique ou encore thermique. De plus, ce mouvement mécanique peut être vertical (orthogonal au plan du substrat) ou bien latéral (dans le plan du substrat). Bien que les commutateurs et les varactors à MEMS-RF puissent être implémentés dans les deux configurations, les dispositifs à actionnement électrostatique et à déplacement vertical sont les plus communs.

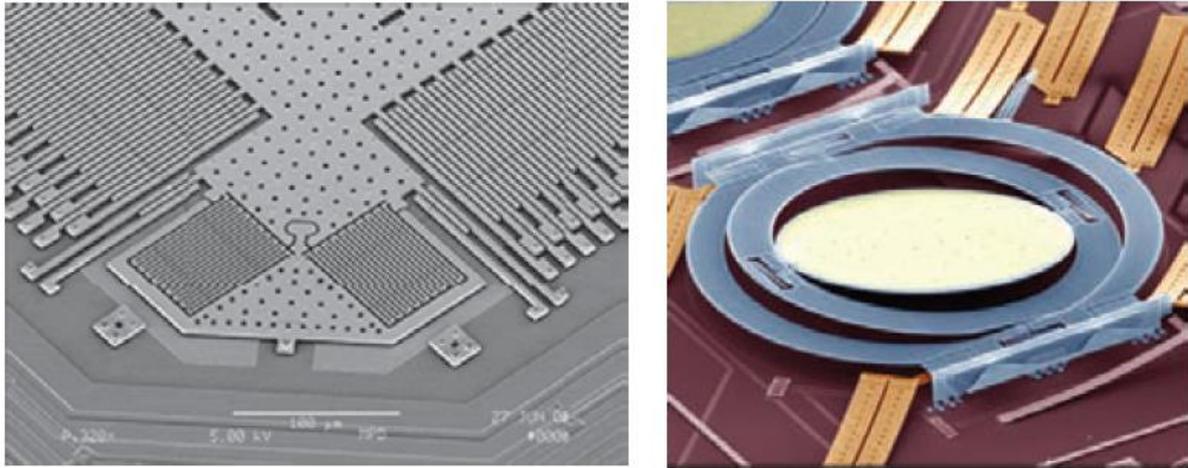


Figure 1-1 (a) Image de microscopie électronique d'un acétomètre conçu par Analog Devices, (b) Microphotographie d'un micro-miroir conçu par Alcatel.

1.2. Avantages des commutateurs MEMS-RF

Comparés à leurs homologues semi-conducteurs (FET et diode PIN), les commutateurs MEMS-RF présentent plusieurs avantages, notamment en termes d'isolation, de pertes en transmission et de consommation en puissance qui est très faible. Un autre grand avantage de l'actionnement électrostatique, est d'utiliser un mouvement mécanique pour assurer une fonction électrique de sorte que le signal ne subit que très peu de détérioration/déformation en traversant le composant, ce qui rend les MEMS-RF très linéaires. Cependant, le temps de commutation reste élevé (entre 100 ns et 10 μs), le coût de l'encapsulation et la fiabilité (nombre de cycles) font l'objet de nombreuses recherches et développements. Le tableau suivant récapitule l'ensemble des caractérisations des MEMS-RF de l'état de l'art comparé à leurs principaux concurrents : les composants semi-conducteurs.

Table 1.1-Comparaison des performances entre commutateurs MEMS RF, diodes PIN et Transistors à effet de champ [1]

Paramètres	FET	Diode PIN	Macro-relais	Relais MEMS RF
Tension (V)	3 – 5	3 – 5	3-50	20-80
Consommation (mA)	0	2- 20	50-1000	0
Puissance consommée (mW)	0,05 – 0,1	5-100	>100-1000	0,05 – 0,1
Temps de commutations	1-10 us	1-100 ns	>1 ms	100 ns – 10μs

C_{off} (série) (fF)	70-140	40-80	20-20000	1-20
R_s (série) (Ω)	4-6	2-4	0.1-0.5	0,5-2
Contraste haut/bas	-	10	-	-
Fréquence de coupure (THz)	0,5-2	1-4		20-80
Tenue en puissance (W)	<10	<10	>10	≈ 10
Point d'interception d'ordre 3 (dBm)	27 à 70	27 à 45	66 à 80	66 à 90

1.3. Les types des MEMS-RF

Les commutateurs MEMS-RF peuvent se répartir en deux catégories : les micro-commutateurs ohmiques et les micro-commutateurs capacitifs.

1.3.1. Les micro-commutateurs ohmiques

Ce type de micro-commutateur à contact métallique correspond à la définition d'un interrupteur. En effet, son fonctionnement consiste à laisser passer le signal électromagnétique avec une faible atténuation sur une large bande de fréquence ou bien le bloquer avec une isolation élevée, selon l'état du commutateur : actionné ou pas.

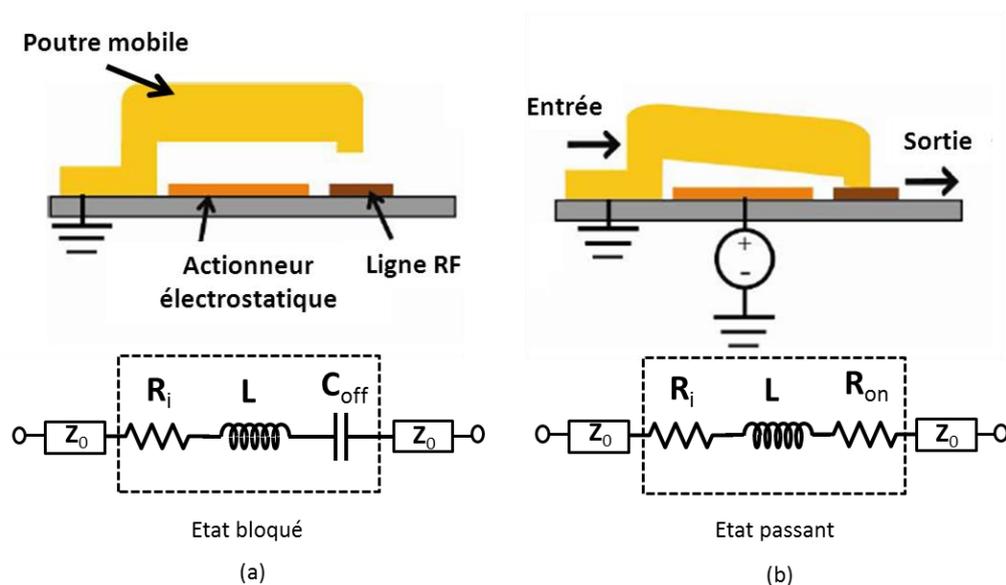


Figure 1-2 - Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur ohmique en configuration série et son schéma équivalent.

Lorsque le micro-commutateur n'est pas actionné (interrupteur ouvert), l'isolation du signal est assurée par la capacité formée entre deux électrodes métalliques du composant en

regard et séparées d'un gap d'air. Lorsque le commutateur est actionné (interrupteur fermé), le signal hyperfréquence passe de l'entrée vers la sortie au travers de la résistance série présentée par contact métal-métal formé entre la poutre et la ligne RF.

1.3.2. Les micro-commutateurs capacitifs

On parle d'un micro-commutateur à contact capacitif lorsque le contact entre la partie mobile du composant et la ligne de transmission se fait par l'intermédiaire d'une couche diélectrique. Ainsi le composant présente une faible capacité C_{off} lorsqu'il n'est pas actionné (état haut), et une forte capacité C_{on} lorsqu'il est actionné (état bas), d'où le rapport ou contraste capacitif $C_r = C_{on} / C_{off}$ qui est le paramètre caractérisant ce type de composant.

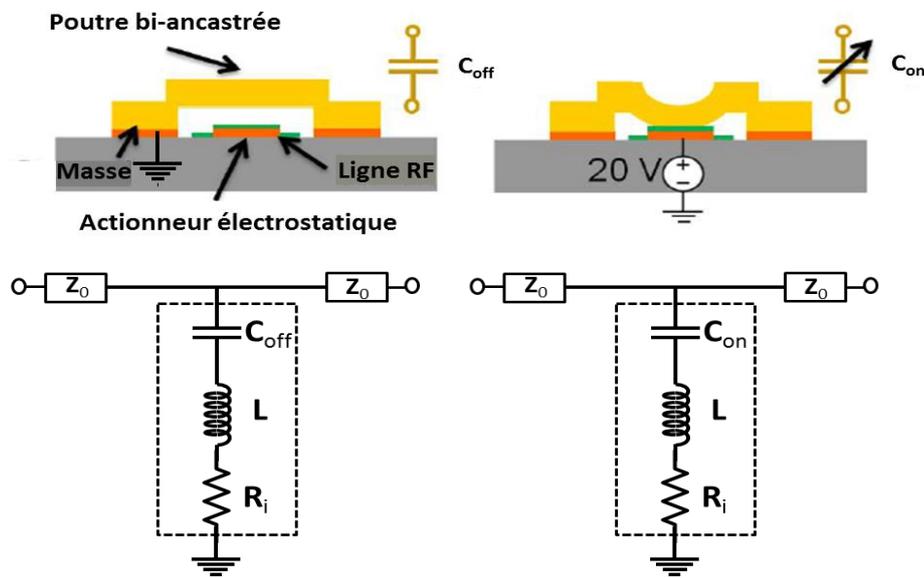


Figure 1-3-Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif en configuration parallèle et son schéma équivalent.

Ces MEMS-RF peuvent être déclinés en trois grandes familles :

- Commutateur capacitif [3]: Présente un contraste C_r élevé (généralement supérieur à 20), et présente un fonctionnement semblable au commutateur ohmique.
- Capacité commutée [4] : c'est une capacité variable ne prenant que des valeurs discrètes (deux en général correspondant à l'état haut et à l'état bas), et présentant un contraste C_r plus faible (généralement inférieur à 8).

- Varactor [5] : c'est une capacité variable de type analogique, qui reste difficilement réalisable avec un actionnement électrostatique.

Un autre paramètre caractéristique de ce type de composants est le facteur de qualité Q , qui est le rapport entre la partie imaginaire de l'impédance du composant et la partie réelle, qui reflète les pertes du MEMS-RF.

1.4. Considérations relatives à la fiabilité des MEMS-RF

1.4.1. Le contact métal-métal

Cet aspect ne concerne que les MEMS-RF à contact ohmique (résistif). Leurs performances sont principalement déterminées par les phénomènes physiques au niveau de la zone de contact [6]. En effet, lorsque la poutre mobile est en contact avec la ligne RF via le ou les bossages, la surface en commun entre le bossage et la ligne RF s'élargit au fur et à mesure que la force appliquée augmente. Le nombre de ces aspérités, leur taille, les propriétés des matériaux mis en contact et leur propreté conditionnent les performances du composant comme la résistance de contact, les pertes, la tenue en puissance et la fiabilité.

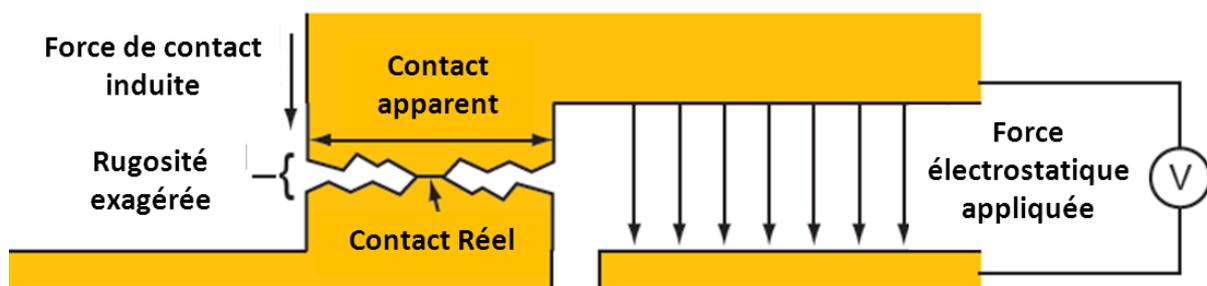


Figure 1.4 – Schéma de principe d'un contact établi

Dans la figure 1.4 on constate bien que la taille réelle de la surface de contact est bien plus petite que la taille apparente définie par la taille du bossage. On peut considérer que la taille de cette surface se situe généralement entre 50 et 100 nm².

Accroître la force de contact va améliorer les performances du commutateur MEMS-RF ohmique, mais en contrepartie, cela va faire apparaître d'autres problèmes tels que des phénomènes de rebonds, la détérioration de la zone de contact et même provoquer le collage de ce dernier sur la ligne RF [7]-[8]. Afin de réduire ces effets néfastes, le gap initial séparant l'électrode supérieure de la poutre et l'épaisseur du bossage doivent être optimisés.

Sous l'effet d'une forte puissance RF, la température du contact peut augmenter significativement à cause de l'effet Joule ce qui va favoriser un phénomène ramollissement des matériaux et conduire au collage du contact. Une alternative pour pallier ce genre de problème est d'utiliser des matériaux durs comme le Ruthénium, ayant une température de fusion élevée. En plus, ces matériaux sont plus robustes et peuvent résister aux chocs métalliques répétitifs. En outre, les matériaux plus mous forment généralement une zone de contact plus large pour la même force de contact appliquée, il en résulte une résistance plus faible. Ainsi, un compromis entre la résistance de contact et la robustesse du contact doit être trouvé. Le tableau 1.2 présente la dureté mécanique et la température de fusion des matériaux les plus couramment utilisés dans les MEMS-RF.

Une technique pour renforcer le contact consiste à déposer une fine couche de matériau dur (quelques dizaines de nanomètre) sur un matériau de forte conductivité afin de ne pas affecter de manière trop importante les performances électriques du composant. Une étude récente a montré qu'un contact en Or couvert avec une fine couche de Ruthénium est capable d'atteindre d'excellentes résistances de contact avec très faible adhérence pour des forces de contact de l'ordre du milliNewton et semble présenter un très bon compromis [9].

Table 1.2 – Dureté mécanique et température de fusion des matériaux couramment utilisés dans les MEMS-RF

Matériaux	Dureté mécanique (MPa)	Température de fusion (°C)	Conductivité électrique (S·m ⁻¹)
Or	250	1060	45,2×10 ⁶
Or-Nickel	1600	1040	–

Tungstène	>3000	3420	$8,9 \times 10^6$
Molybdène	2000	2620	$18,7 \times 10^6$
Ruthénium	2700	2330	$13,7 \times 10^6$

1.4.2. Piégeage de charges dans le diélectrique de l'actionneur

Ce phénomène prend lieu lorsqu'une couche de diélectrique sépare deux métaux portés à un potentiel électrique différent. Notamment, dans un actionneur électrostatique d'un composant MEMS-RF, la couche diélectrique peut se trouver soumise à un champ électrique voisinant les 10MV/m ce qui entraîne l'apparition de mécanismes de conduction électronique qui conduisent à l'injection d'électrons dans cette couche isolante. A la différence de capacités MIM classiques, la rupture du contact entre l'électrode supérieure de l'actionneur et la couche diélectrique complique l'évacuation de ces charges lorsque la tension appliquée sur les électrodes est supprimée. Au final, à chaque actionnement, ces charges s'accumulent ce qui engendre une dérive des tensions de commande du composant ce qui provoque soit un auto-actionnement du système ou une augmentation croissante au cours du temps des tensions à appliquer pour pouvoir continuer à actionner le composant.

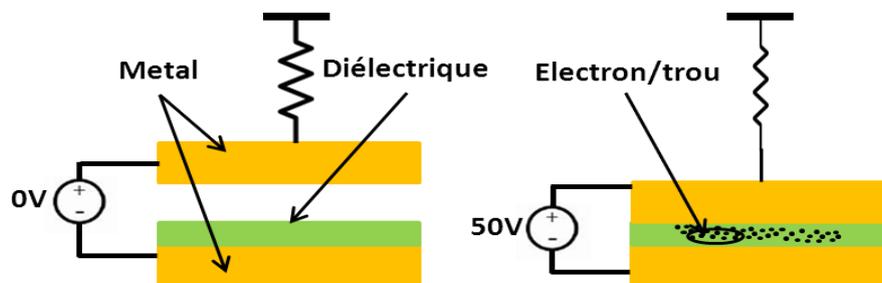


Figure 1-4-Chargement de la couche diélectrique lors de l'actionnement électrostatique.

Ce mode de défaillance des MEMS-RF fait l'objet de nombreuses recherches depuis une douzaine d'années [10]- [11].

On peut citer quelques exemples de couches diélectriques utilisées dans les commutateurs MEMS-RF : SiO_2 , Si_3N_4 , Al_2O_3 , Ta_2O_5 et HfO_2 . Cependant, les mécanismes de chargement ont été principalement décrits et étudiés largement pour le SiO_2 et Si_3N_4 (matériaux communément utilisés dans les procédés

semiconducteurs) et également dans le cas du nitrure d'aluminium AlN [12], qui est présent dans certains composants MEMS-RF développés au laboratoire XLIM [13]-[14].

1.4.3. Le fluage mécanique

Le fluage mécanique est la capacité d'un solide à conserver sa déformation lorsqu'il est soumis à une contrainte mécanique permanente. Ce phénomène est accentué par la température, la durée de la contrainte et sa répétitivité. En effet, il excite trois phases de déformation : élastique lorsque le matériau se déforme sous l'action des contraintes mais regagne son état initial ; plastique lorsque le matériau se déforme mais ne retourne pas parfaitement à son état initial, la dernière phase pour laquelle il y a rupture et destruction du matériau. Les deux dernières phases sont irréversibles et considérées comme un mode de défaillance des MEMS-RF.

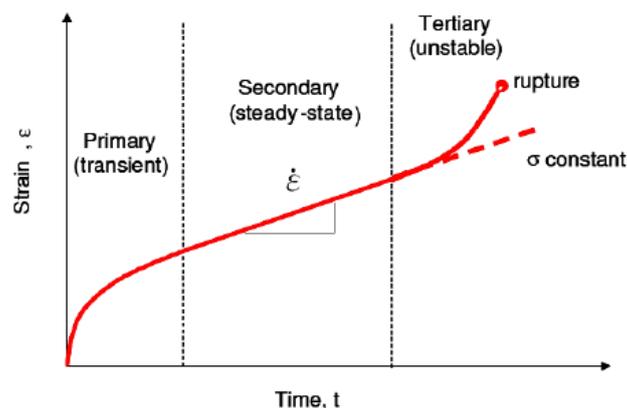


Figure 1-5-Effort ϵ illustrant le fluage en fonction du temps [15]

Au final, une poutre soumise à des efforts prolongés dans le temps subit une légère déformation affectant les propriétés électriques du composant et notamment son isolation.



Figure 1-6 – Illustration de l'effet du fluage sur le composant MEMS-RF

Afin de minimiser l'effet du fluage, la poutre doit être conçue de façon à ce que les ancrages subissent le moins de contraintes possibles, en jouant sur leur formes géométriques et sur la distance initiale séparant l'électrode d'actionnement de la poutre, ce qui va réduire le déplacement de cette dernière. Aussi, l'utilisation d'un matériau structurel « dur » réduit remarquablement ces effets [7]. Le Nickel semble être un matériau intéressant [16] mais dans le même temps la conductivité de la structure électrique du composant s'en trouve affectée, ce qui motive l'utilisation d'alliages de type Or-Nickel ou Or-Cobalt.

1.4.4. Stabilité en température

Un commutateur MEMS-RF peut voir sa température augmenter significativement lors de son fonctionnement sous forte puissance RF ou simplement l'augmentation de la température de son environnement. Ceci peut modifier les caractéristiques mécaniques du composant sous l'effet de la dilatation de son matériau structurel. Dans certains cas, ce comportement est recherché lorsqu'on veut actionner le MEMS-RF thermiquement. Dans la majorité des cas, ce comportement est néfaste et se traduit par une dérive des tensions de commandes d'un actionneur électrostatique [17].

Plusieurs solutions peuvent être envisagées pour réduire l'effet thermique: optimiser la forme géométrique de la structure mécanique, choisir des matériaux structurels ayant un coefficient de dilatation thermique proche de celui du substrat [18] ou encore fabriquer des poutres avec des un matériau monocristallin identique au substrat (contraintes intrinsèques) [19]. Cette dernière technique a en effet montré que la poutre peut opérer à de fortes températures (autour de 200°C) et subir des cyclages en température sans observer de dégradations importantes des performances du composant.

1.4.5. Effet des contraintes induites dans les matériaux structurels lors de la fabrication

Lors de la fabrication des MEMS-RF, les couches minces structurelles subissent deux types de contraintes mécaniques, la première est appelée gradient de contrainte mécanique et la deuxième est appelée contrainte résiduelle.

Le gradient de contrainte est présent dans la direction normale d'un film mince déposé sur un substrat. Il est dû à la différence des conditions de dépôt entre le haut et le bas de la même couche ou bien entre plusieurs couches différentes. Le gradient de contrainte peut être en compression ou en tension. En effet, la partie supérieure d'une couche à gradient de contrainte compressif a tendance à s'étendre légèrement pour relâcher ces contraintes lors de la libération du composant (étape qui consiste à enlever les couches qui ont servi pour suspendre la structure métallique). Tandis qu'elle a tendance à se rétrécir dans le cas d'un gradient en tension. Ces effets provoquent une courbure vers le haut ou vers le bas de la partie mobile selon le type de gradient.

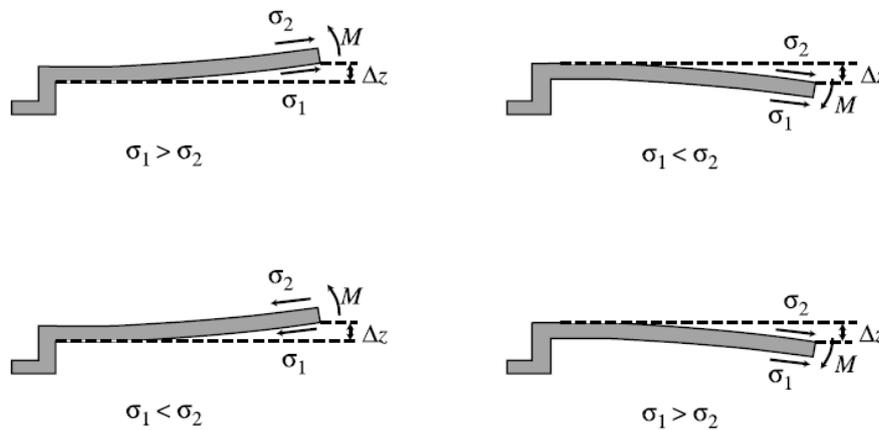


Figure 1-7 – Effet du gradient de contrainte sur la déflexion de la poutre : (a) pour un gradient de contrainte en compression et (b) pour un gradient de contrainte en tension [1]

Les contraintes résiduelles sont liées principalement au gradient de température que subit le film de la structure mécanique du composant lors du dépôt et aux contraintes mécaniques sur les ancrages de la poutre ou de la membrane du composant.

Ces contraintes étant concentrées fortement aux ancrages, dans [20] est suggéré de réaliser une électrolyse partielle uniquement des zones où la structure MEMS et ne comprend pas les ancrages. Cette technique permet de réduire les contraintes de fabrication pour des structures épaisses ayant des tensions de commande raisonnables.

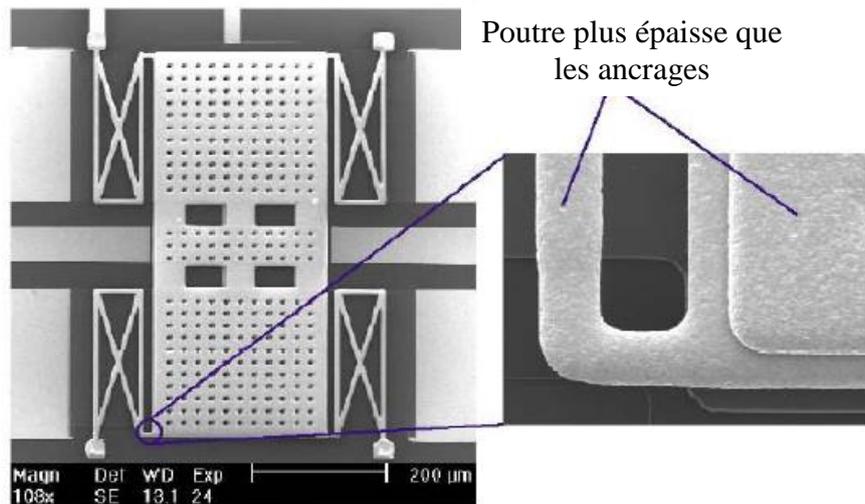


Figure 1-8-Vue de dessus et zoom du MEMS RF de [43].

1.4.6. Encapsulation

Pour viser une production à grand échelle de MEMS-RF, il est nécessaire que ces derniers soient encapsulés pour les protéger des contaminations de l'environnement extérieur (humidité, polluants...) [21]-[22]. Les exigences de l'encapsulation des MEMS-RF sont de mettre un composant de petite taille dans un boîtier de très petit volume hermétique et cela dans une atmosphère de préférence neutre et contrôlée en pression pour limiter les effets de déplacements non amortis de sa structure mécanique. De plus, l'étape du packaging se fait à des températures assez élevées (supérieures à 300°C) ce qui oblige à concevoir des structures appropriées et peu sensibles à la température. Actuellement, les techniques d'encapsulation par report de substrats ou « Wafer-Level -Packaging » ou encore « Chip-Scale-Packaging » et d'encapsulation par films minces « Wafer-Level-Thin-Film-Package » semblent les plus abouties, même si leur herméticité n'est pas parfaitement démontrée. La figure suivante montre deux exemples de composants packagés de deux façons différentes.

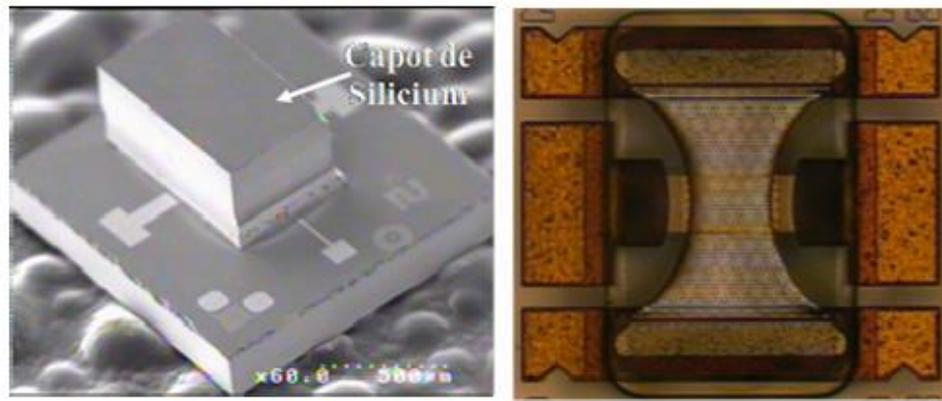


Figure 1-9- MEMS-RF encapsulés par report de substrats et dépôts de films minces, RADANT à gauche [23], MEMtronics à droite [24].

1.5. Etat de l'art des MEMS-RF

1.5.1. Etat de l'art des commutateurs ohmiques

Il existe de nombreux micro-commutateurs performants à contact ohmique. On peut citer en effet les composants développées et commercialisés par Omron [25]-[19], Radant MEMS [26]-[27], Teravicta [28], RFMD [29], Hitachi/Michigan [30]-[31], Rockwell Scientific [32], Motorola [33], NEC[34], ainsi que d'autres composants [35]-[36]...Cependant, jusqu'à aujourd'hui, on ne peut considérer qu'il existe que quelques composants MEMS-RF arrivés à maturité industrielle de référence avec des performances et une fiabilité de fonctionnement acceptable comme le micro-commutateur Omron ou celui de Radant. Ceci s'explique en partie par le manque d'actionneurs suffisamment robustes capables de générer à la fois une force de contact et de rappel importantes, tout en assurant une insensibilité aux contraintes résiduelles et aux effets sur la structure mécanique, à la température, et du fluage des matériaux après une déformation répétée. Toutefois, à quelques exceptions près, les commutateurs MEMS RF ohmiques sont limités à des applications de moyenne puissance (<5 W). D'autre part, l'encapsulation hermétique dans une atmosphère propre et maîtrisée semble être un prérequis pour améliorer la durée de vie d'un interrupteur MEMS- RF de contact métallique par un facteur de 10 ou plus [37]-[27].

Le commutateur Radant présente une capacité d'isolation C_{off} de 12-15 fF correspondant à une isolation de 20 dB à 4 GHz, et une résistance R_{on} (à l'état bas) de 1-1.5 Ω résultant à des pertes d'insertion inférieures à 0.15 dB à 20 GHz.

Certains composants ont fonctionné plus de 1000 milliards de cycles et Radant MEMS présente un MCTF (Mean Cycle To Failure = nombre de cycles moyen avant défaillance) de 450 milliards de cycles.

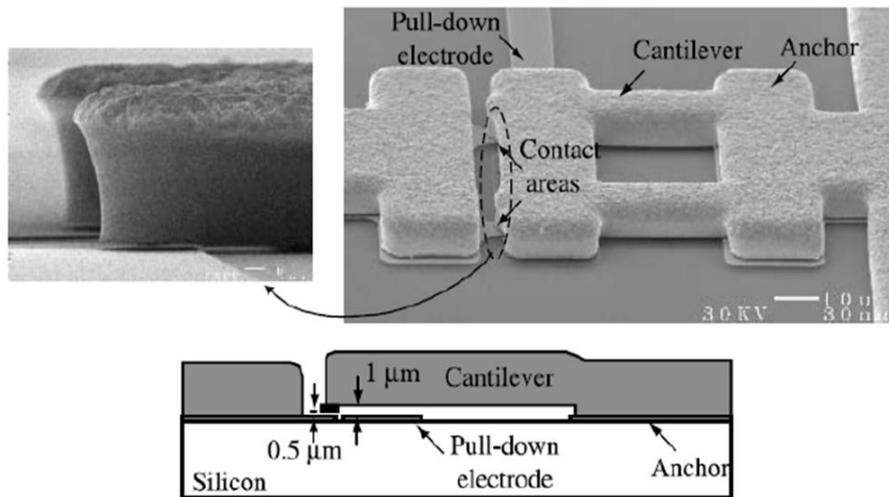


Figure 1-10-Photographie et vue en coupe du commutateur ohmique Radant MEMS.

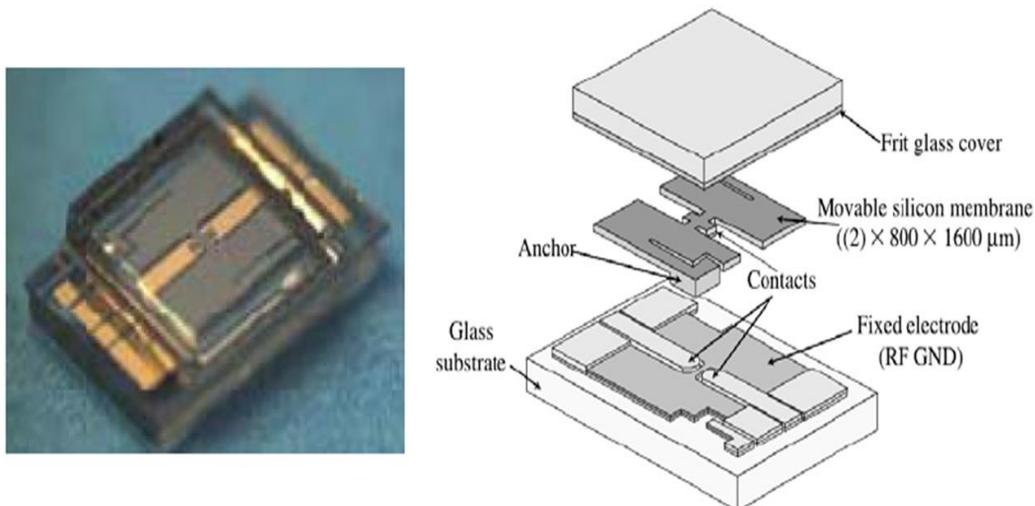


Figure 1-11-Commutateur MEMS RF d'Omron et son procédé de report de substrat

Le procédé de fabrication du commutateur Omron est plus complexe. Ce composant comporte une poutre mobile, réalisée sur des tranches de type SOI (Silicon On Insulator), suspendue au-dessus des lignes de transmission grâce à des techniques de report de substrat. Le fait d'avoir une poutre en silicium monocristallin immunise ce composant contre le gradient de stress et la rend très peu sensible à la température et aux contraintes de fluages mécaniques. L'autre avantage de ce procédé, est la propreté de contact qui a un impact direct sur la

résistance de contact et la fiabilité en puissance RF. Ce composant présente une isolation de 50-40 dB à 1-2 GHz soit une capacité à l'état haut C_{off} 5 fF. A l'état bas, la résistance de contact est de $R_{on} = 0.5 \Omega$ et les pertes d'insertion sont de 0.5 dB sur la bande 0.1-2 GHz.

1.5.2. Etat de l'art des commutateurs à contact capacitif

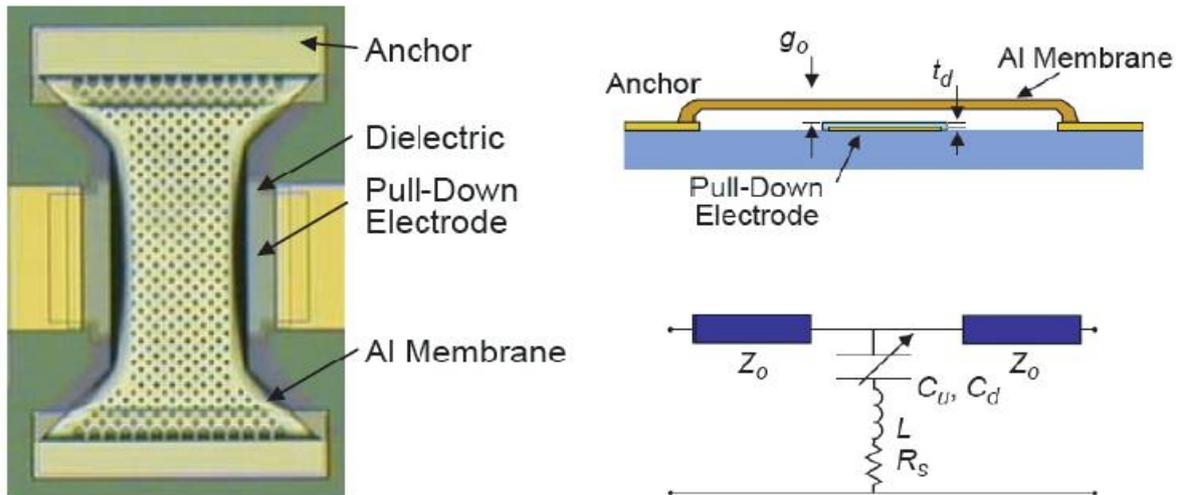


Figure 1-12- Micro-commutateur capacitif de Raytheon

La figure 1.13 présente un MEMS-RF capacitif en configuration parallèle développé par la compagnie Raytheon. La membrane est bi-encastrée permettant au signal RF de passer à travers la ligne RF, placée en-dessous, ou bien d'être court-circuité vers la masse, lorsque le composant est actionné. L'isolation mesurée est de 20 dB à 10 GHz et de 35 dB à 30 GHz. Ses pertes sont de 0,07 dB sur une plage fréquentielle s'étendant de 10 à 40 GHz. Le temps de commutation (temps nécessaire pour passer de l'état haut à l'état bas) est entre 3 et 5 μ s. Le composant présente un ratio capacitif entre 80 et 120. Développé en 1995 par C. Goldsmith [38], ce commutateur reste encore une référence en matière de performances et de fiabilité.

Un deuxième exemple de MEMS-RF capacitif est présenté sur la Figure 1.14. Il s'agit d'une capacité commutée MEMS de type cantilever, développée par le laboratoire XLIM. La partie mobile a été renforcée à l'avant afin de la rendre peu sensible aux contraintes de fabrication. La tension d'actionnement

(tension capable de défléchir la poutre et établir le contact métal diélectrique) est de 20 Volts. Afin de contourner le problème d'injection de charges dans le diélectrique, des plots d'arrêt ont été intégrés pour maintenir un mince gap d'air entre l'électrode d'actionnement et la poutre. Enfin, la structure est encapsulée avec des techniques de dépôt de couches minces, ce qui limite les phénomènes d'adhérence et aux contaminations dues à l'environnement extérieur, et qui améliore les performances et la fiabilité du composant.



Figure 1-13- Photographie au microscope à balayage électronique de la capacité commutée MEMS développée par XLIM (a) avant et (b) après encapsulation.

1.6. Applications des MEMS-RF

Les MEMS RF peuvent avoir un impact significatif sur les systèmes de télécommunication. En particulier, ils pourraient intégrer les systèmes électroniques dans les domaines d'applications suivants :

Instrumentation : les équipements de test automatisés (ATE Automatic Test Equipment) et l'électronique à large bande sont des applications potentielles des commutateurs MEMS-RF très prometteuses. Les systèmes ATE requièrent le passage simultané de signaux continus DC et de signaux alternatifs RF à travers un réseau de commutation avec de faibles pertes et de bonne isolation. Aussi, l'électronique d'instrumentation comme dans des analyseurs de spectre et dans les analyseurs de réseaux scalaires ou vectoriels, requiert l'intégration de commutateurs très large bande (DC jusqu'à 67 GHz) et qui garantissent une grande isolation entre ports et une excellente linéarité du système. Dans ce type d'instrument, les MEMS-RF sont des candidats idéaux pour remplacer les macro-relais de faible fiabilité et les diodes PIN aux pertes importantes.

Les équipements de télécommunications : Les stations de base et les liaisons de communication microonde peuvent aussi bénéficier de la technologie MEMS-RF. Cette technologie peut être utilisée pour implémenter de nouvelles architectures d'antennes agiles qui verraient leur direction de pointage changer en fonction d'une commande spécifique. Les MEMS-RF peuvent aussi remplacer les relais mécaniques conventionnels à une entrée et N sorties (SPNT : Single Pole N Throw) souvent utilisés dans les matrices de commutation des chaînes émission-réception afin de sélectionner un canal de fréquence (canal dédié pour les communications wifi, l'autre pour le Bluetooth par exemple). Enfin, avec les MEMS-RF on peut envisager de concevoir et réaliser des filtres accordables et reconfigurables, en fonction d'une commande extérieure avec de fortes performances en linéarité.

Les systèmes satellitaires : dans les systèmes satellitaires, les MEMS-RF sont très attractifs parce qu'ils offrent potentiellement une économie de poids et de taille et une réduction du budget énergétique. Actuellement, envoyer une charge utile dans l'espace coûte 20,000\$/kg [39], et embarquer des réseaux de commutation pour le routage de signal augmente considérablement le poids des systèmes. Les systèmes actuels pour des fonctions de commutation dans les satellites sont les macro-relais. Ces commutateurs sont des composants de dimensions millimétriques ou plus, qui souvent utilisent un actionnement magnétique qui nécessitent un courant traversant une bobine, ce qui génère une consommation en puissance non négligeable. Les composants MEMS-RF offriraient une réduction de poids et potentiellement un meilleur rendement énergétique.

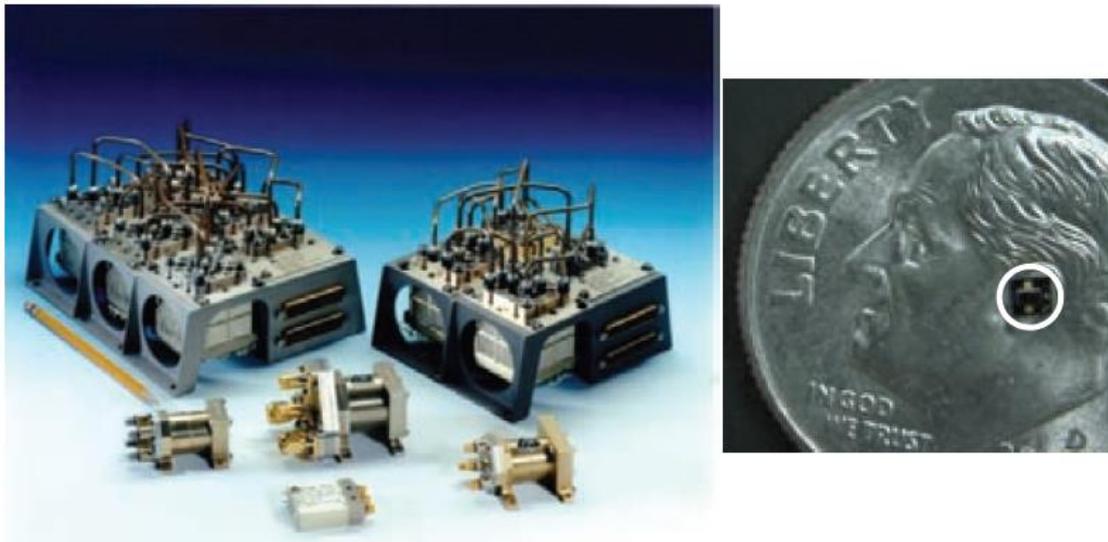


Figure 1-14 – Macro-relais à actionnement électromagnétique (à gauche) comparé par un MEMS de Radant packagé (à droite) [40].

Systèmes militaires : les systèmes militaires privilégient performance et fiabilité avant tout. Les MEMS-RF peuvent trouver des applications dans les émetteurs à large bande, les déphaseurs et les adaptateurs d'impédance reconfigurables souvent placés entre un amplificateur de puissance et une antenne émettrice. Il est à noter que la défense a fortement contribué au développement de la technologie des MEMS-RF dans les années 1990.

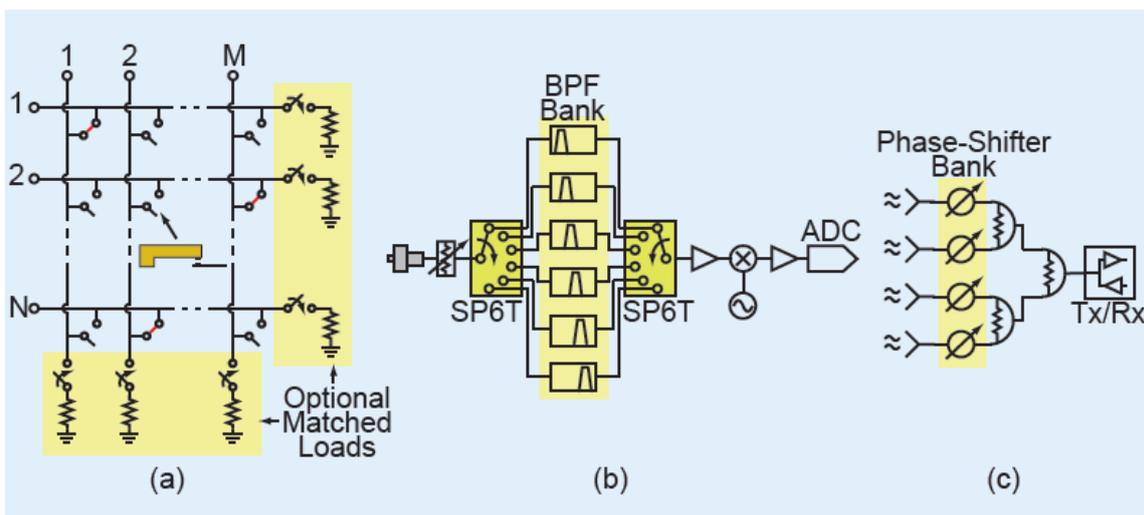


Figure 1-15 – (a) matrice de commutation ; (b) récepteur large bande avec des réseaux de commutation SPNT ; (c) antenne de station de base avec des déphaseurs à faible perte[40].

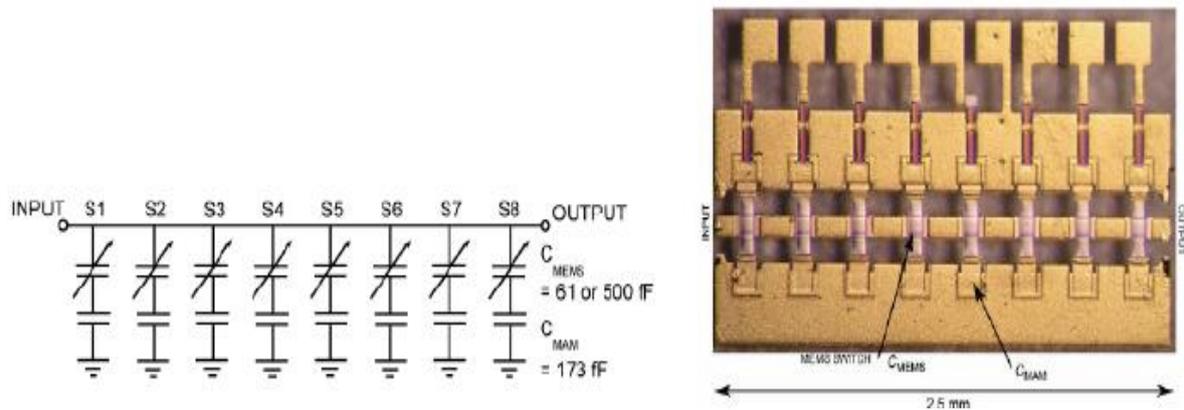


Figure 1-16- (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [40].

1.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté le potentiel des composants MEMS-RF, en montrant les nombreux avantages de cette technologie. Les MEMS-RF ont gagné énormément en maturité ces dernières années et se voient sur le point de concurrencer leurs homologues semi-conducteurs et diodes pour certaines applications. Même si plusieurs aspects restent à améliorer, il existe aujourd'hui plusieurs entreprises qui se sont lancées dans la commercialisation de ces composants tel que Omron, Radant MEMS, Cavendish Kinetics ou encore Wispry.

D'un autre côté, les systèmes de télécommunication sont de plus en plus complexes et coûteux ce qui incite le développement des systèmes reconfigurables. Grâce à leurs performances, les MEMS-RF peuvent simplifier et améliorer significativement les systèmes électroniques ou encore, accroître leur rendement.

**Chapitre 2 : Commutateur MEMS-RF
miniatures à nano-gaps pour
l'électronique embarquée**

2.1. Introduction

La croissance du nombre d'utilisateurs de différents réseaux de communication comme l'internet à large bande, les systèmes sans fil et la téléphonie mobile, a provoqué un bouleversement dans l'utilisation de composants de télécommunication. Pour répondre à cette demande, l'intégration de fonctions électroniques n'a cessé de progresser.

Le développement de la technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) a répondu à cette demande en permettant l'intégration de plusieurs fonctions sur un même substrat. Plus récemment, les circuits intégrés CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) ont permis une augmentation de la vitesse de calcul très importante, et aussi l'intégration de fonctions RF et de fonctions logiques sur une même puce [1].

Ces améliorations ont été réalisées en réduisant les dimensions des transistors, permettant une réduction de tension de seuil, du temps de commutation et la diminution de la consommation d'énergie lors des opérations binaires.

Ce qui limite la réduction continue de la taille du transistor est le compromis entre la tension de seuil et le courant de fuite sous-seuil c'est-à-dire la consommation d'énergie.

En effet, comme les dimensions des transistors à effet de champ (FET) baissent, des fuites inévitables de courant à travers le transistor (entre le drain et la source) à l'état "off" augmentent, ce qui rend la dissipation de puissance en régime statique proche de celle-ci en régime dynamique. En plus, la puissance dissipée génère de la chaleur, ce qui limite la densité d'intégration des transistors.

Une solution proposée pour réduire la consommation d'énergie est d'utiliser des interrupteurs mécaniques, qui peuvent offrir zéro dissipation de puissance à l'état "off" en supprimant le courant de fuite.

De plus, pour une meilleure intégration, les commutateurs mécaniques ont besoin d'avoir des temps de commutation proches de ceux des transistors FET et la possibilité de fonctionner à des tensions proches 5 volts. Cependant, la tension d'actionnement élevée des MEMS apparaît comme une limitation potentielle.

C'est dans ce cadre que s'inscrivent les travaux de ce chapitre et qui auront pour but de réaliser un commutateur MEMS à contact ohmique s'actionnant à une tension inférieure à 10V.

Comme une première piste, nous avons cherché à faire évoluer des systèmes micro-électro-mécaniques (MEMS) vers les systèmes Nano-électro-mécaniques (NEMS) intégrant des actionneurs à nano-gaps.

2.2. Etat de l'art des MEMS-RF à nano-gaps

Plusieurs laboratoires sont impliqués dans le développement des systèmes Nano électromécaniques et des progrès remarquables dans ce domaine ont été effectués à l'exemple de l'université de Stanford CA, USA. En 2007, D. Lee [51] de l'université de Stanford et en collaboration J.-O. Lee [52] de l'Institut Supérieur des Sciences et Technologies, Daejeon, en Corée, a réussie de concevoir, fabriquer et mesurer un micro-relai latéral à nano gap.

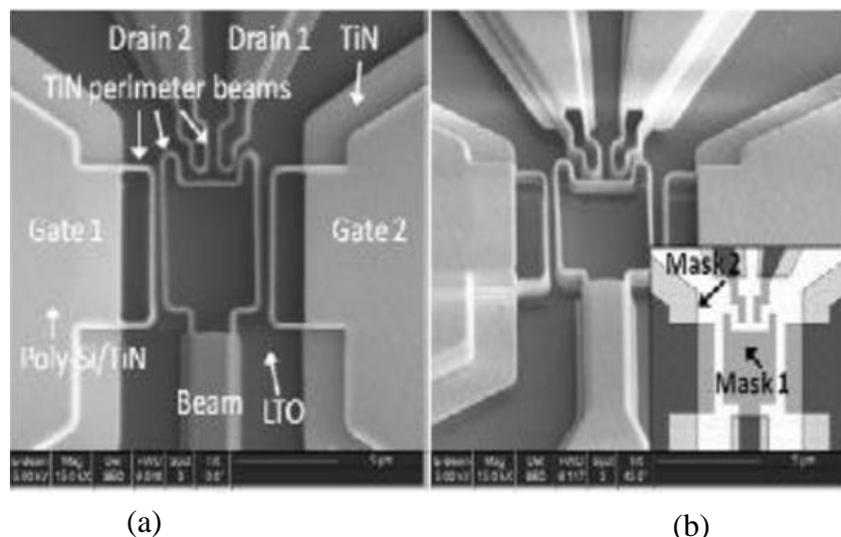


Figure 2.2-1- Relai latéral par D.Lee (a) vue de dessus, (b) vue tiltée à 45 degrés

Les espacements poutre-grille et poutre-drain font 350 nm et 250 nm respectivement, et le fonctionnement du relai se fait dans les deux directions. En effet, quand une tension de 34 volts (appelée tension d'actionnement) est appliquée entre l'électrode Gate1 et la poutre, cette dernière est attirée vers la gauche faisant le contact avec le Drain1. Ainsi le signal est acheminé de la poutre vers le Drain1. La poutre revient à sa position originale, en diminuant la tension à 29 V (appelée tension de relâchement). Le même principe est appliqué pour Drain 2 et Gate 2: la seule différence est la tension de relâchement qui est de 27V.

Un deuxième exemple, comme le montre la figure ci-dessous, est un commutateur miniature MEMS RF [51], conçu, fabriqué et mesuré par Romain Stefanini du laboratoire XLIM à l'Université de Californie à San Diego. A partir d'une architecture de commutateur à contact ohmique, il a cherché à diminuer les dimensions du switch, en jouant sur la dimension et la forme de la poutre et de l'électrode d'actionnement. Sur ce composant, il a obtenu une force de contact de 12 à 52 μN à 60 V de tension d'actionnement, ce qui peut être considéré comme une très bonne performance compte tenu des dimensions du composant.

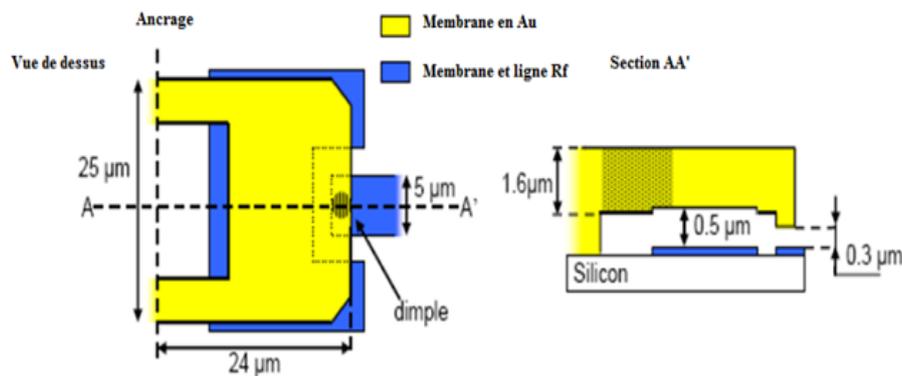


Figure 2-2-Vue de dessus et vue de coupe transversale du commutateur MEMS RF miniature à contact ohmique [43].

Pour mieux visualiser le concept d'intégration des commutateurs MEMS avec de l'électronique semiconducteur, nous allons illustrer cette technologie par un exemple. En fait, cette idée est née en 2002 par [52], puis en 2005, N.Albert [53] réussit à fabriquer un SG-MOSFET (Suspended Gate MOSFET) illustré sur la figure 2.3. Dans ce dispositif, la grille est physiquement suspendue sur quatre poutres au-dessus du canal.

En présence d'une polarisation de grille appropriée, la poutre s'abaisse sur la couche d'oxyde, attirant ainsi les porteurs de charges opposées et formant un canal de conduction entre la source et le drain à travers le substrat de silicium. Sans aucune polarisation de grille, cette dernière retrouve sa position originale et créant un gap depuis la couche d'oxyde. Par conséquent, le transistor CMOS présente un circuit ouvert idéal ce qui élimine les courants de fuite.

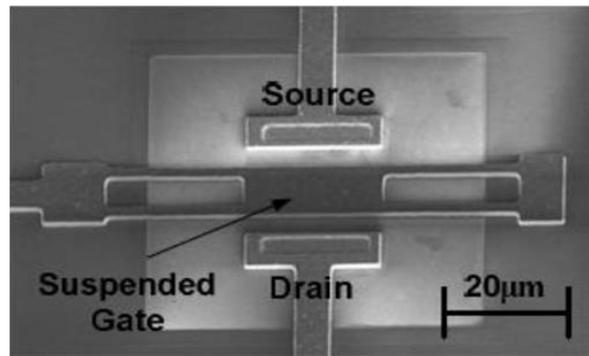


Figure 2-3-Commutateur SG-MOSFET avec une grille suspendue de 20µm de long et de 10µm de large [45].

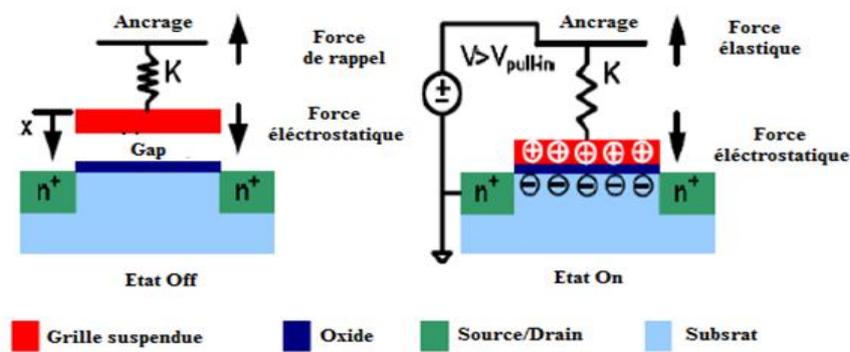


Figure 2-4-Principe de fonctionnement d'un SG-MOSFET

2.3. Rappel sur l'actionneur électrostatique à plaques parallèles

Les commutateurs MEMS ou NEMS utilisent un actionnement électrostatique car celui-ci présente de nombreux avantages en termes de coût, de facilité de conception et de consommation.

On peut assimiler l'actionneur électrostatique d'un MEMS-RF à un système masse ressort de premier ordre. La plaque supérieure est suspendue à un ressort permettant son mouvement vertical tandis que la plaque inférieure est fixe.

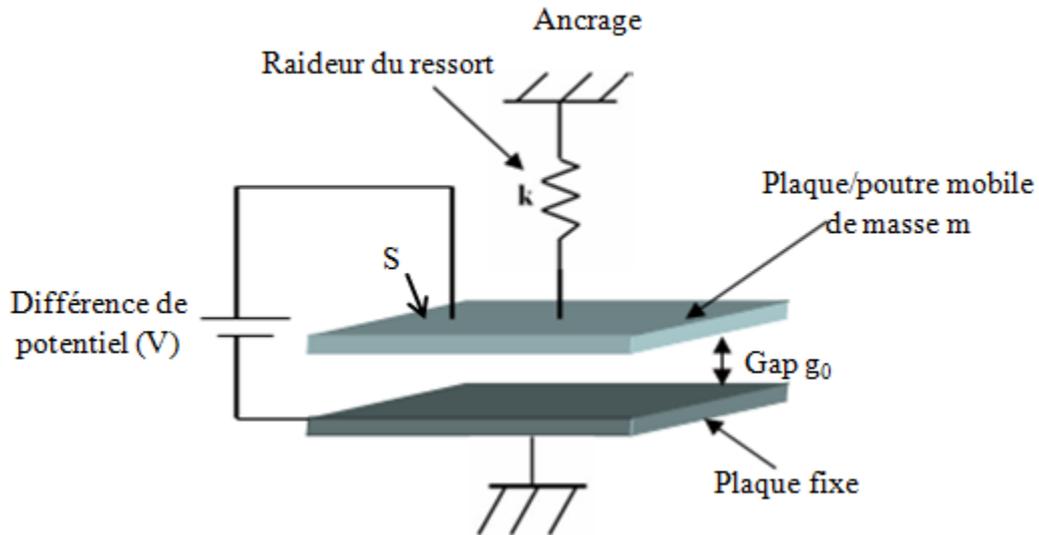


Figure 2-5-Modèle plaque-ressort d'un actionneur à plaques parallèles

Lorsque l'on applique une différence de potentiel entre les deux membranes, une force électrostatique est ainsi générée, ce qui va provoquer le rapprochement des deux plaques. La tension appliquée est V et la force électrostatique résultante est donnée par la formule suivante :

$$F_{\text{elec}} = \frac{S \times V^2 \times \epsilon_0}{2 \times g^2} \quad (1)$$

Avec S surface des plaques en regard, g le gap qui les sépare, $\epsilon_0 = 8,82 \times 10^{-12}$ la permittivité du vide.

La force de rappel est donnée par l'élongation du ressort, dû au déplacement de la membrane supérieure à partir de sa position initiale g_0 à une position g .

L'expression de cette force est donnée par :

$$F_{\text{rappel}} = K \times (g_0 - g) \quad (2)$$

K : la raideur de la structure

A l'équilibre, la force électrostatique est égale à la force de rappel :

$$F_{\text{rappel}} = F_{\text{elec}} \quad (3)$$

$$K \times (g_0 - g) = \frac{S \times V^2 \times \epsilon_0}{g^2} \quad (4)$$

La tension à appliquer à l'actionneur peut alors s'écrire sous la forme :

$$V = \sqrt{\frac{2K}{\epsilon_0 \times S} \times g^2 \times (g_0 - g)} \quad (5)$$

Le tracé de (5) est donné sur la figure 2.6. On remarque qu'il y existe deux hauteurs g données pour une valeur de tension. En pratique, le comportement du dispositif peut être décrit comme suit. La hauteur initiale g_0 diminue au fur et à mesure que la tension augmente. Lorsque la tension atteint une valeur pour laquelle la position de la poutre mobile se situe au $2/3$ du gap initial, l'actionneur atteint un point d'instabilité, qui conduit à l'abaissement brusque de la poutre. Cette dernière va alors au contact de l'électrode inférieure.

La tension pour laquelle la distance entre les deux électrodes de l'actionneur est réduite au $2/3$ du gap initial est appelé tension d'actionnement. Une fois actionné, il suffit de réduire cette tension à une valeur appelée tension de relâchement V_r pour que la poutre retrouve sa position initiale. Au final l'actionnement de la structure MEMS décrit un cycle d'hystérésis.

La tension d'actionnement peut se calculer de manière analytique grâce à la formule ci-dessous :

$$V_p = \sqrt{\frac{8K}{27 \times \epsilon_0 \times S} \times g_0^3} \quad (6)$$

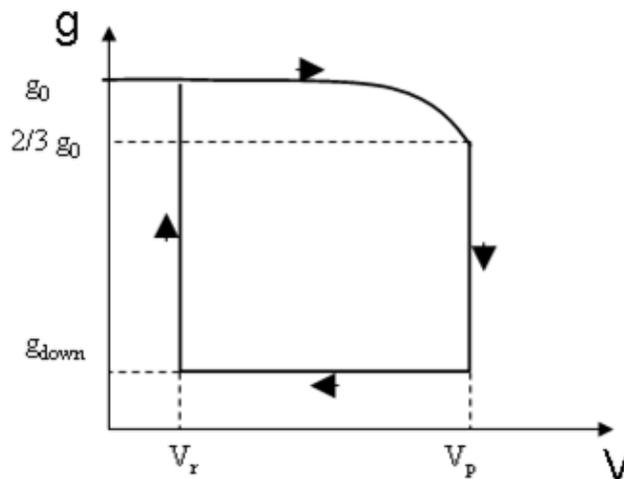


Figure 2-6-Activation électrostatique d'un micro-commutateur MEMS-RF

2.4. Force de rappel d'un actionneur électrostatique versus fiabilité

La recherche de fiabilité du dispositif oblige à avoir une force de rappel, lorsque le dispositif est à l'état bas, relativement importante. C'est la raison pour laquelle les dispositifs présentés dans la littérature ont des raideurs mécaniques importantes et en conséquence des tensions d'actionnement relativement élevées. Pour travailler à des tensions plus faibles il est nécessaire d'utiliser des gaps petits comme cela est illustré ci-dessus.

En effet, si on considère l'équation (6), on peut écrire la constante de raideur sous la forme ci-dessous :

$$K = \frac{27 \times \epsilon_0 \times S \times V_p^2}{8 \times g_0^3} \quad (7)$$

Lorsque la poutre est à l'état bas, sa force de rappel est égale à la raideur k multipliée par le déplacement qu'elle a subi, soit le gap initial :

$$F_{\text{rappel}} = k \times g_0 \quad (8)$$

Ainsi la force de rappel peut s'exprimer de la façon suivante :

$$F_{\text{rappel}} = \frac{27 \times \epsilon_0 \times S \times V_p^2}{8 \times g_0^2} \quad (9)$$

On peut constater que la force de rappel est inversement proportionnelle au carré du gap initial pour une tension d'actionnement donnée. Autrement dit, le fait de travailler avec des gaps nanométriques permet de diminuer la tension d'actionnement en conservant la même force de rappel.

A titre d'exemple, si l'on considère le système à deux plaques parallèles de la figure 2.5. Un gap initial g_0 est de $2\mu\text{m}$ et la tension d'actionnement V_p est égale à 20 Volts. La surface des plaques fait $100 \times 100 \mu\text{m}^2$.

$$K = \frac{27 \times \epsilon_0 \times S \times V_p^2}{8 \times g_0^3} = 17 \text{Nm}^{-1}$$

Après avoir parcouru tout le gap, la force de rappel est :

$$F_{\text{rappel}} = k \times g_0 = 34 \mu\text{N}$$

Maintenant, si on réduit le gap initial à 1 μm et en gardant la même tension d'actionnement, on recalcule la raideur du système :

$$K = \frac{27 \times \epsilon_0 \times S \times V_p^2}{8 \times g_0^3} = 136 \text{Nm}^{-1}$$

Cette raideur est fixée par la géométrie du composant. En fait, c'est la raideur qu'on va chercher à avoir pour grader le même V_p .

La nouvelle force de rappel est alors :

$$F_{\text{rappel}} = k \times g_0 = 136 \mu\text{N}$$

On peut constater donc, qu'en diminuant le gap par 2, la force de rappel est multipliée par quatre.

2.5. La miniaturisation

2.5.1. Influence de la miniaturisation sur les constantes de raideur

Dans l'optique d'une meilleure intégration avec des composants CMOS, la taille du commutateur MEMS-RF doit être réduite le plus possible, c'est pour ça que nous allons nous orienter vers une nouvelle classe de MEMS-RF appelée MEMS miniature. Cette nouvelle classe a fait objet de nombreuses études [56]-[58]. Les principaux avantages de cette gamme sont l'intégration facile, la bonne isolation, la rapidité, et la sensibilité réduite aux contraintes de fabrication, des aspects qui seront évoqués avec plus de détails plus tard dans ce chapitre. Dans notre cas, la miniaturisation va accroître la raideur du composant et donc sa force de rappel.

La raideur de la poutre est exprimée comme la somme d'une composante K' (dépend essentiellement des dimensions de la poutre) et d'une seconde composante K'' (traduit l'influence des contraintes du procédé de fabrication).

$$K_{\text{total}} = K' + K'' \quad (10)$$

$$K' \propto E w \left(\frac{t}{l}\right)^3 \quad (11)$$

$$K'' \propto \sigma(1 - \nu) \left(\frac{t}{l}\right) \quad (12)$$

avec E est le module de Young du matériau de structure, t est l'épaisseur de la poutre, l est la longueur de la poutre, σ est la contrainte résiduelle biaxiale qui dépend du matériau et du procédé de fabrication et ν est le coefficient de poisson du matériau structurel.

D'après (11), on peut constater que diminuer la longueur de la poutre va augmenter davantage sa raideur. De plus, il a été démontré dans [59] que la miniaturisation du MEMS-RF diminue considérablement l'influence de la contrainte résiduelle et la raideur totale de la poutre va dépendre essentiellement de sa géométrie.

Dans un même temps, la force de rappel n'a pas de signification intéressante si on ne connaît pas la surface sur laquelle est appliquée, c'est pourquoi on s'intéresse en général davantage à la pression de rappel qui est donnée par :

$$P_r = \frac{F_r}{S} \quad (13)$$

avec S la surface en regard entre la poutre et son électrode d'actionnement.

Encore une fois, réduire les dimensions de la poutre va améliorer la pression de rappel ce qui est un gage de fiabilité.

2.5.2. Influence de la miniaturisation sur le temps de commutation et la fréquence de résonance mécanique

La fréquence de résonance de la structure mécanique dépend directement de la raideur de la structure mécanique du composant k et m_e sa masse effective:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{K}{m_e}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

Cette fréquence de résonance mécanique va conditionner le laps de temps nécessaire pour faire commuter le composant. En effet, pour parvenir à un temps de commutation faible,

la fréquence de résonance mécanique doit être la plus élevée possible [57]. Il est donc important de ne pas pénaliser la raideur mécanique de telles structures.

La relation reliant la fréquence de résonance mécanique et le temps de commutation peut être approximée analytiquement selon [1] avec l'expression 15 :

$$t_c \approx 3.67 \frac{V_p}{V_{\text{bias}} \times 2\pi \times f_{\text{méca}}} \quad (15)$$

V_{bias} est la tension appliquée et V_p la tension d'abaissement.

Généralement le temps de commutation est défini pour $V_{\text{bias}} = 1.5 V_p$ correspondant à un actionnement optimal de la poutre mobile.

2.6. Force électrostatique et force de contact

Notre objectif est de concevoir un MEMS-RF à contact ohmique capable de fonctionner avec une faible tension d'actionnement (autour de 5 V). Pour ceci nous avons vu précédemment que diminuer le gap permet à la fois de réduire la tension d'actionnement tout en maintenant une bonne force de rappel. Nous allons également nous orienter vers une architecture de commutateurs miniatures qui devrait permettre d'améliorer davantage la fiabilité du composant.

Pour être fiable, un commutateur MEMS-RF doit pouvoir générer une bonne force de contact qui va déterminer la résistance à l'état actionné du composant et par voie de conséquence ses pertes.

La force de contact est directement liée à la force électrostatique générée par l'actionneur électrostatique, elle est en effet donnée par :

$$F_c = a.F_e - F_r \quad (16)$$

avec a un coefficient compris entre 0 et 1 traduisant le transfert d'énergie entre F_e et F_c .

Actuellement, les actionneurs électrostatiques utilisent des grandes surfaces pour générer une force électrostatique importante. Dans le cas d'un commutateur miniature, la

surface en regard entre la poutre et l'électrode d'actionnement va être petite, il en résultera une force électrostatique relativement faible.

Une solution proposée dans ce manuscrit pour atteindre une force électrostatique élevée avec une faible tension d'actionnement consiste à utiliser un actionneur électrostatique conventionnel (muni d'un film mince diélectrique protégeant l'électrode d'actionnement) mais présentant un entrefer de quelques centaines de nanomètres

En effet, si on reprend l'équation (1), il est bien connu que la permittivité de ce film diélectrique permet d'amplifier l'intensité de la force électrostatique lorsque le commutateur est maintenu actionné :

$$F_{\text{elec}} = \frac{S \times V^2 \times \epsilon_0 \times \epsilon_r}{2 \times g^2}$$

ϵ_r est la permittivité relative du milieu et g le gap séparant les deux électrodes.

La force électrostatique est proportionnelle à la permittivité du matériau formant l'entrefer, donc, pour une tension donnée appliquée, plus la permittivité est grande plus la force électrostatique résultante est importante.

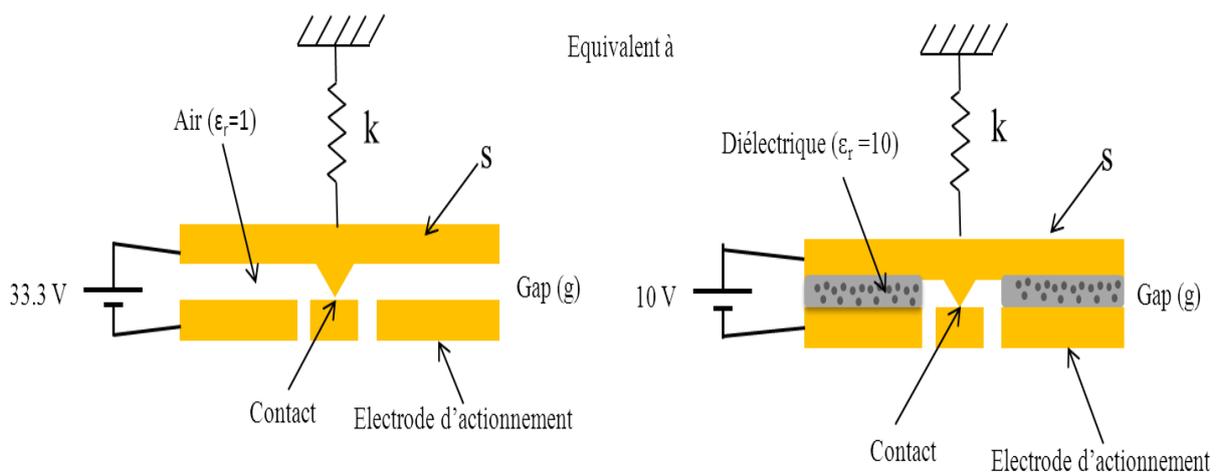


Figure 2-7 – Actionneur sans diélectrique (à droite) et son équivalent avec diélectrique (à gauche)

La Figure 2.7 présente l'équivalence entre un actionneur sans couche diélectrique et avec couche diélectrique intercalée entre la poutre et l'électrode d'actionnement. En effet, en appliquant une tension de 10V à un actionneur avec un diélectrique, on génère la même force électrostatique pour le même actionneur sans présence de diélectrique à 33.3V.

2.7. Conception d'un commutateur miniature : Etude mécanique

2.7.1. Simulation de la tension d'actionnement, de la raideur et de la fréquence de résonance

Nous avons utilisé le logiciel Ansoft ANSYS pour analyser le comportement mécanique d'une structure sous contrainte électrostatique. Ce logiciel est un simulateur basé sur la méthode des éléments finis qui permet également de résoudre les problèmes thermiques, d'électrostatique et de magnétisme. Il offre différents types d'analyse : statique, harmonique ou encore transitoire.

Dans notre cas, nous avons utilisé ce logiciel pour déterminer la raideur de la structure suspendue de notre composant, sa fréquence de résonance mécanique, la tension nécessaire à son actionnement ainsi que la force de contact générée pour une tension donnée.

Comme pour la majorité des composants MEMS-RF, le matériau utilisé pour la poutre mobile est l'or, pour ses excellents propriétés électriques.

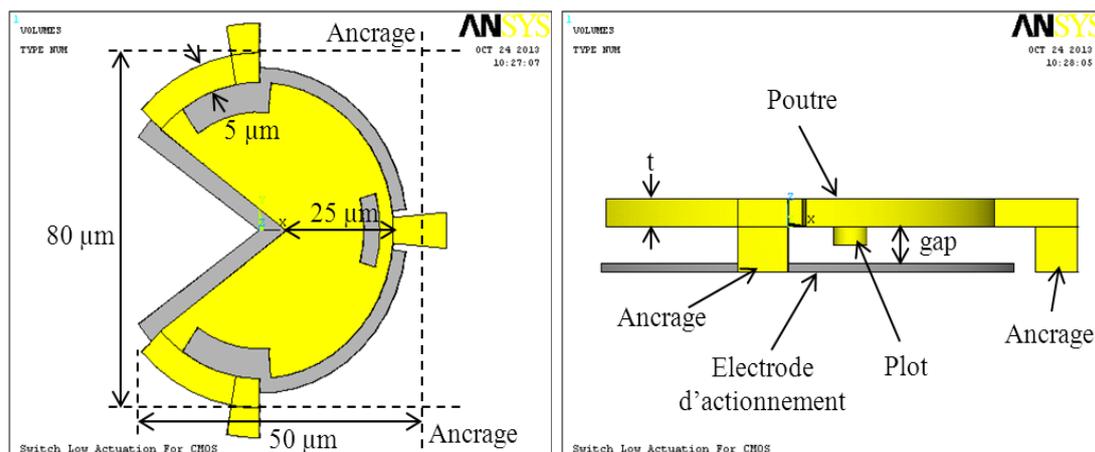


Figure 2-8 – Structure du commutateur MEMS-RF miniature optimisée avec dans ANSYS

Dans la structure proposée, nous avons privilégié une forme arrondie pour la structure déformable avec le plot de contact (bossage) situé au centre de la structure. Cette géométrie permet en effet d'être peu sensible aux contraintes générées dans le matériau structural lors de la fabrication. De plus, la localisation du bossage contribue à générer une force de contact importante.

En optimisant la forme des ancrages, nous avons cherché à localiser le maximum de déformation de la poutre au centre de la structure où est localisé le bossage. La figure 2.9 illustre la déformation de cette structure soumise à une pression uniforme exercée sur la membrane, on peut y voir que la géométrie que nous avons privilégiée nous permet bien d'atteindre cet objectif.

La taille de l'électrode d'actionnement a été volontairement dessinée plus large que la membrane suspendue dans le but de favoriser un actionnement plus efficace et contribuer à réduire la tension nécessaire à l'actionnement du composant.

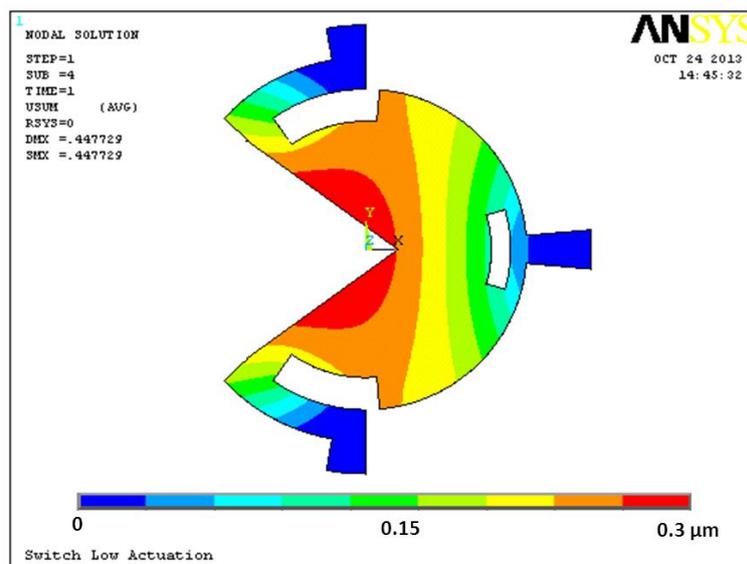


Figure 2-9 – Déflexion de la structure sous l'effet d'une pression appliquée uniformément sur sa surface supérieure

Pour dimensionner cette structure et déterminer les couples épaisseur de la membrane mobile/ valeur du gap de l'actionneur, nous avons développé des algorithmes spécifiques utilisant le solveur éléments finis d'ANSYS. Ces derniers nous ont permis en particulier de pouvoir estimer la tension d'actionnement nécessaire pour amener le bossage en contact avec

l'électrode RF, ou encore de déterminer la raideur de la poutre et sa fréquence de résonance, les paramètres nous permettent de pouvoir prévoir le temps de commutation de la structure en fonction de la tension d'actionnement appliquée.

Le tableau 2.1 présente quelques résultats de ces simulations avec plusieurs valeurs du gap et d'épaisseur de la membrane. On peut noter que pour ces deux simulations, la présence d'une fine couche de diélectrique recouvrant l'électrode d'actionnement n'a aucun effet sur les résultats, vu que la répartition du champ électrostatique dans l'actionneur sera dominée par le gap d'air qui sépare la poutre de l'électrode d'actionnement.

Ceci est expliqué par:

$$g_{\text{total}} = g_{\text{air}} + \frac{g_{\text{diel}}}{\epsilon_r} \approx g_{\text{air}} \quad (17)$$

Dans notre cas (diélectrique : AlN) $\epsilon_r = 10$ donc pour $g_{\text{air}} = 0,35 \mu\text{m}$, $g_{\text{diel}} = 0,2$ donne un gap total de $0,37 \mu\text{m}$.

Table 2.1 – Résultats les plus significatifs des simulations du MEMS-RF à faible tension d'actionnement

Gap en μm	Epaisseur de la poutre en μm	Raideur en N/m	Fréquence résonance en KHz	V_p en Volt
0.45	0.7	31	267	9.8
	0.5	16	196	6.3
0.35	1	60	369	10
	0.7	31	267	6.3
	0.5	16	196	5.5

Après ces simulations, notre choix s'est fixé sur le Gap de $0,35 \mu\text{m}$ et l'épaisseur de $1 \mu\text{m}$ car cette configuration permet d'avoir une raideur raisonnable.

2.7.2. Etude mécanique approfondie et simulations des forces de contact

Une fois que les principales dimensions de la structure ont été fixées, nous avons cherché à étudier et estimer les forces de contact générées par l'actionneur pour chaque étape de fonctionnement du composant en prenant compte cette fois la présence d'un film diélectrique dans l'actionneur.

En effet, nous allons considérer que la poutre du commutateur miniature sera séparée de l'électrode de commande par un espace d'air de $0,35 \mu\text{m}$ et d'une couche mince de diélectrique (AlN) d'épaisseur $0,2 \mu\text{m}$. En actionnant la structure, la force électrostatique attire la poutre vers le bas et amène son bossage de $0,15 \mu\text{m}$ d'épaisseur en contact direct avec la ligne RF placée en dessous.

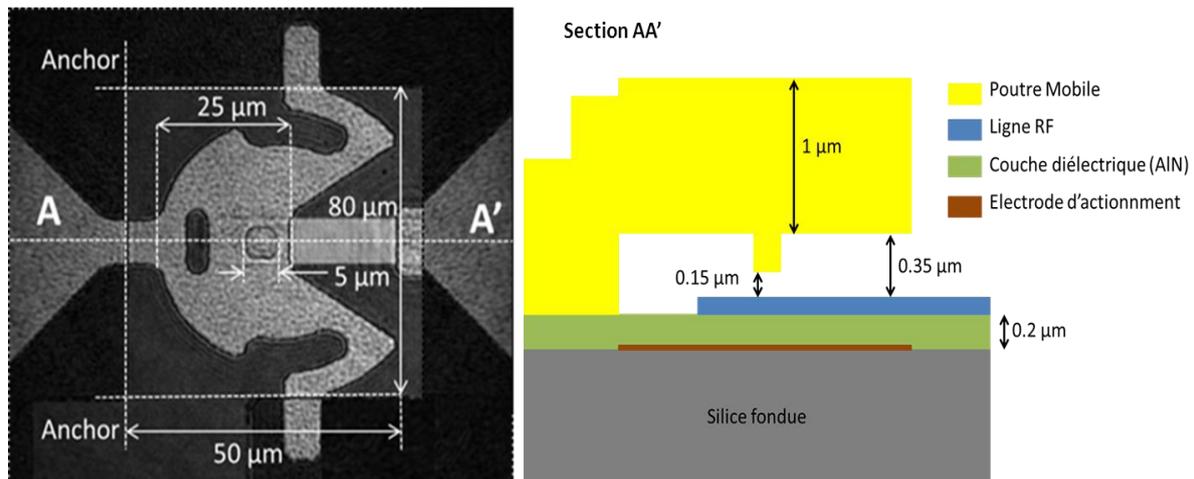


Figure 2-10-Image du MEB et vue en coupe du commutateur MEMS RF miniature à contact métallique.

La poutre est initialement suspendue grâce à ces trois ancrages, elle présente alors une raideur K_1 . Puis, lorsque la tension appliquée à l'actionneur est égale à la tension d'effondrement, le bossage vient en contact avec la ligne RF placée en-dessous. Dans cette configuration, le système voit sa raideur augmenter jusqu'à une valeur K_2 et présente une force de contact F_C donnée.

Si l'on augmente la tension de polarisation au-delà de la tension d'effondrement, la poutre s'écrase tout autour de son bossage et notamment sur la couche de diélectrique recouvrant l'électrode d'actionnement. La structure présente alors une force de contact beaucoup plus importante comme la force électrostatique générée a fortement augmenté car

amplifiée par l'effet de la permittivité de la couche diélectrique de l'actionneur. Ainsi la force exercée sur le de contact en est nettement améliorée favorisant le transfert d'énergie entre F_e et F_c .

La figure suivante retrace ces différentes phases d'actionnement pour ce commutateur MEMS-RF miniature.

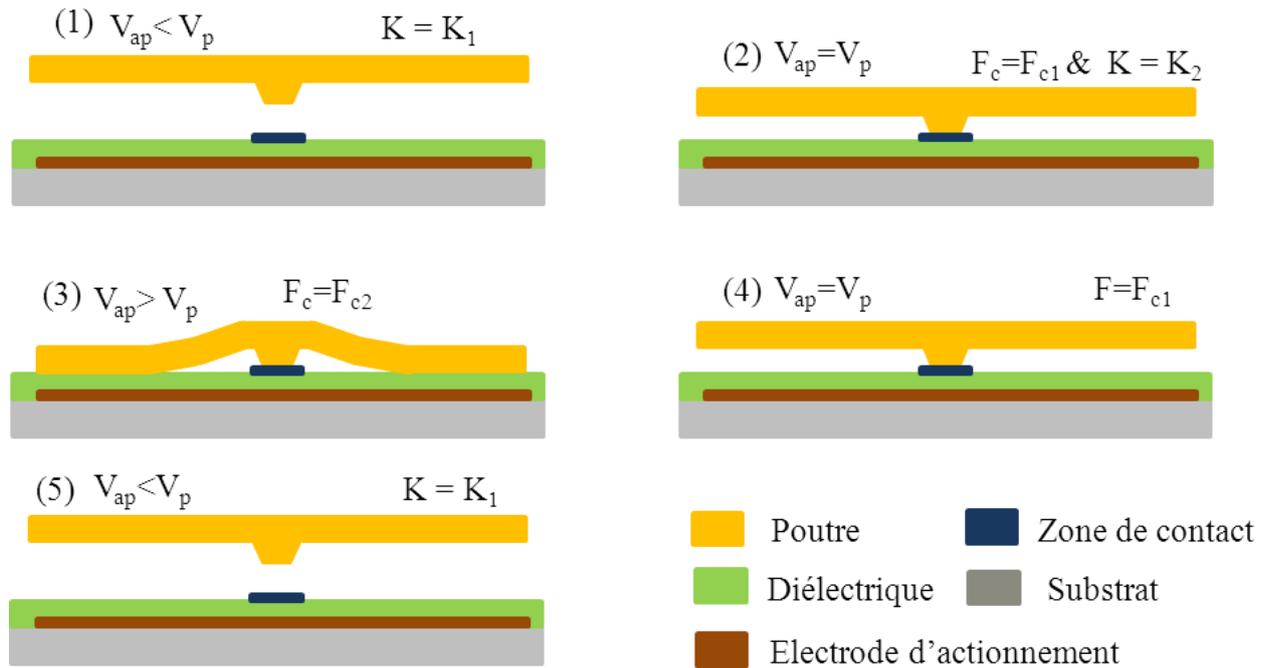


Figure 2-11-Les différentes phases de l'actionnement électrostatique du commutateur MEMS-RF miniature

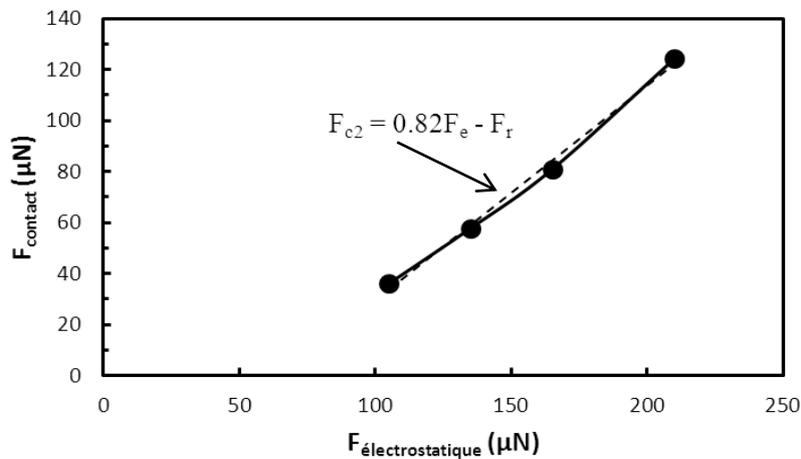


Figure 2-12-Force de contact en fonction de la force électrostatique du MEMS miniature

La figure 2.12 montre l'évolution de F_{c2} en fonction de la force électrostatique F_e générée par l'actionneur. Le facteur de transfert des forces est de 82% ce qui montre bien l'efficacité de la géométrie de la structure que nous avons choisi.

2.7.3. Sensibilité aux contraintes de fabrication

La déflexion Δz d'une structure cantilever subissant un gradient de contrainte $\Delta\sigma z$ est donnée par :

$$\Delta Z = \frac{\Delta\sigma_z L^2}{2E_b} \quad (18)$$

$$\Delta Z = \frac{3(\sigma_1 - \sigma_2)L^2}{4t \cdot E_b} \left[1 - \frac{(t_1 - t_2)^2}{t^2} \right] \quad (19)$$

L'équation (18) est valable pour une poutre uniforme ayant un gradient de contrainte $\Delta\sigma z$ exprimé en MPa/ μm , alors que (19) s'applique dans le cas d'une poutre bi-couches d'épaisseur t_1 et t_2 et de contrainte résiduelle σ_1 et σ_2 , L est la longueur de la poutre, $E_b = E/(1-\nu)$ est le module d'Young biaxial de l'or électrolysé ($E=40$ et $\nu=0.44$) et t est l'épaisseur totale.

Ainsi, on peut constater que la réduction des dimensions de la poutre réduit la sensibilité aux contraintes de fabrication.

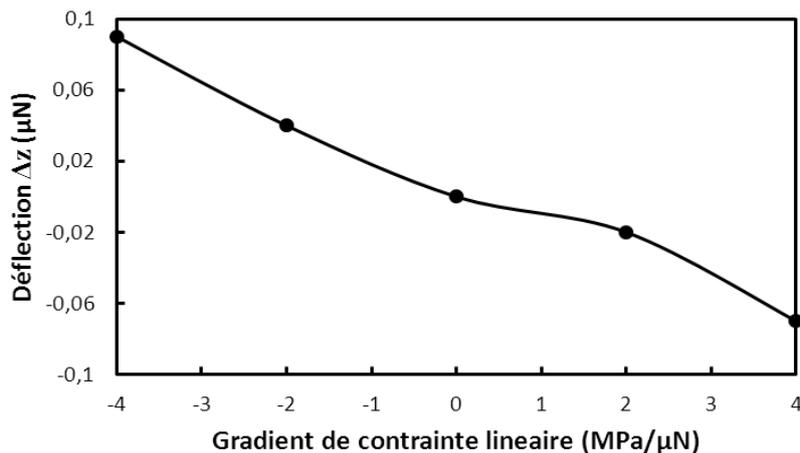


Figure 2-13 – Déflexion maximale de la poutre en fonction du gradient de contrainte pour une contrainte σ de 100 MPa

Les simulations prévoient une déformation maximale de 100 nm de la poutre pour un gradient de contrainte de -4 MPa/ μm , ce qui va limiter les dérives de tension d'actionnement.

2.8. Analyse électromagnétique

L'implémentation de ses composants va se faire sur une ligne coplanaire adaptée à 50 Ω afin de faciliter les mesures sous pointes des performances RF.

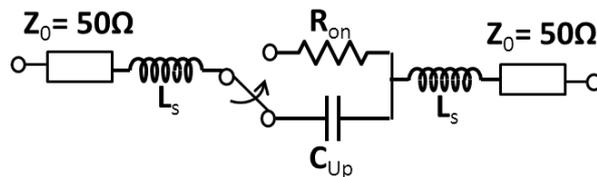


Figure 2-14 – Schéma électrique équivalent du commutateur MEMS-RF miniature simplifié

En se basant sur le schéma présenté dans la figure 2.14, les simulations électromagnétiques avec le logiciel de Agilent Momentum ont permis d'extraire la capacité à l'état haut du composant traduisant son isolation. Il en résulte une faible capacité totale de 25 fF, ce qui est attendu vu les petites dimensions du composant. Cependant, on ne peut extraire la résistance de contact qu'après les mesures car elle dépendra de la force de contact et des matériaux mis en jeu. Bien évidemment ces simulations donnent une première idée du comportement du composant et une étude plus poussée sera présentée dans la suite de ce chapitre.

2.9. Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication spécifique a été mis en place dans notre laboratoire pour réaliser ces composants. La figure 5 décrit les différentes étapes de la fabrication du relai à contact métallique.

Le substrat utilisé est en silice fondue pour de ses faibles pertes (tangente de perte = 0,0004) et sa faible permittivité. Le procédé commence par une première évaporation d'une couche résistive de SiCr (50 \AA) pour définir l'électrode inférieure (a). La résistivité élevée ($> 2\text{k}\Omega/\text{sq}$) présentée par ce film métallique mince permet de minimiser les fuites de signal RF dans le réseau de polarisation du composant.

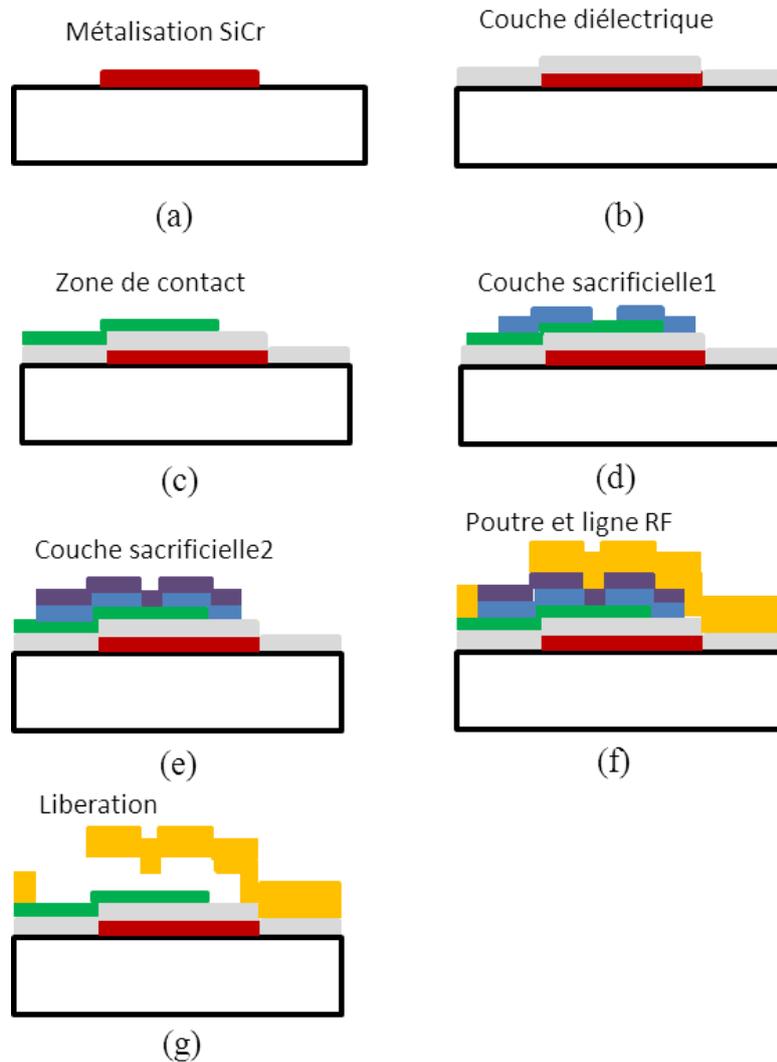


Figure 2-15-Procédé de fabrication du commutateur ohmique MEMS miniature

Ensuite, une couche de diélectrique d'AlN d'épaisseur 200 nm ($\epsilon_r = 10$) est déposée par PCVD, cette couche permettra d'accroître la force électrostatique appliquée à l'état bas (b). Puis, une bi-couche de Ti-Au (100 nm) est évaporée définissant l'électrode RF inférieure et la zone de contact (c). Le bossage d'épaisseur 150 nm formé 200 nm au-dessus de la zone de contact est obtenu par le dépôt et la structuration de deux couches successives de molybdène (D et E). Une couche d'or est déposée par évaporation puis par électrolyse permettant la définition de la poutre d'épaisseur (0,95 μm) et de la ligne CPW (f). Finalement, le dispositif est libéré en utilisant une technique de gravure humide de la couche sacrificielle et séché au moyen d'un sécheur à point critique dans une atmosphère de CO_2 (g).

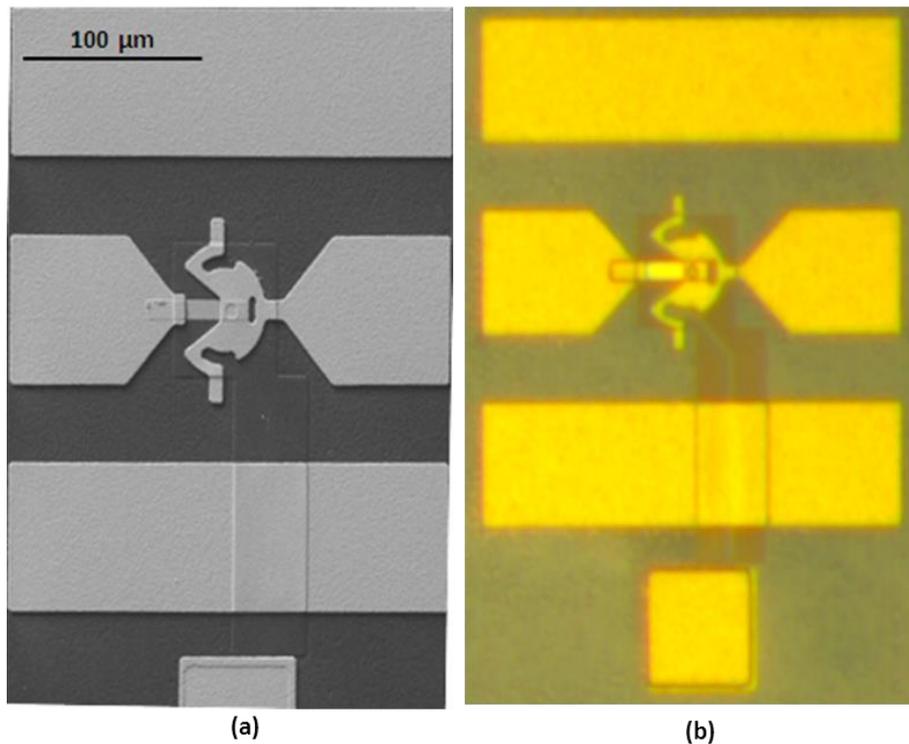


Figure 2-16 – (a) Image du MEB ; (b) Photographie optique du micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire XLIM

Le profil du commutateur MEMS miniature a été mesuré par interférométrie laser après libération. On peut voir sur la figure 2.18 que sa structure mécanique est quasiment plate et elle présente une déflexion maximale qui reste inférieure à 100 nm comme nos simulations l'avaient prévu.

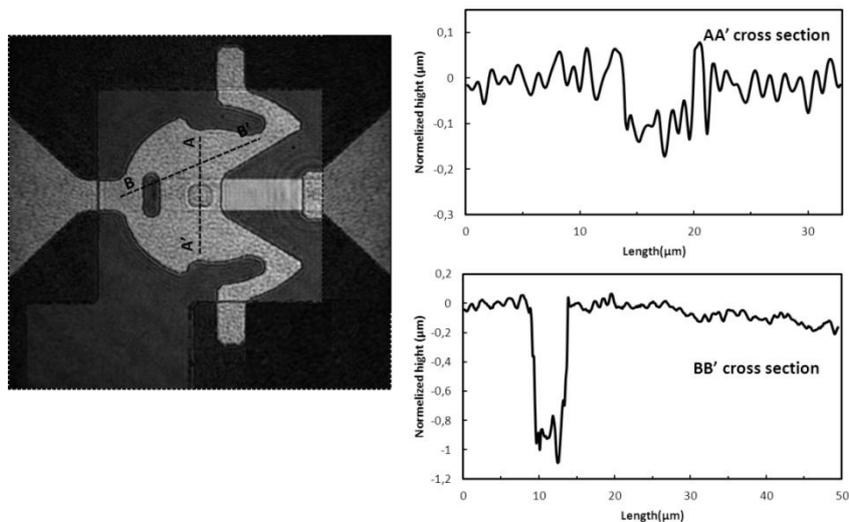


Figure 2-17-Profil du MEMS-RF miniature pour deux sections différentes

2.10. Performances mesurées du composant

2.10.1. Tension d'actionnement et tension de relâchement

Un banc de test automatisé avec logiciel Labview a été utilisé pour mesurer le comportement dynamique du commutateur électromécanique.

En effet, le banc détermine l'état du composant en mesurant la modulation d'un signal RF appliqué en entrée du commutateur, liée au changement de la position de la poutre (modulation d'amplitude) [48].

La tension d'actionnement et la tension de relâchement sont détectées en appliquant un signal de polarisation de forme triangulaire sur l'électrode d'actionnement. Ainsi, on peut connaître l'évolution de la position de la poutre en différenciant le niveau de puissance en sortie du composant détecté par une diode lorsque le MEMS est polarisé ou non.

Comme présenté dans la Figure 2.18 le composant présente une tension d'actionnement de 6 Volts et une tension de relâchement de 3 Volts.

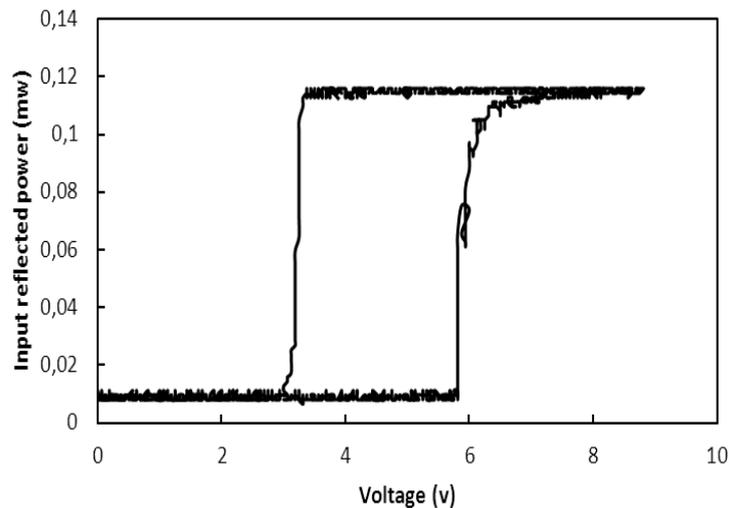


Figure 2-18-Tension d'actionnement et de relâchement du MEMS

2.10.2. Caractérisations RF

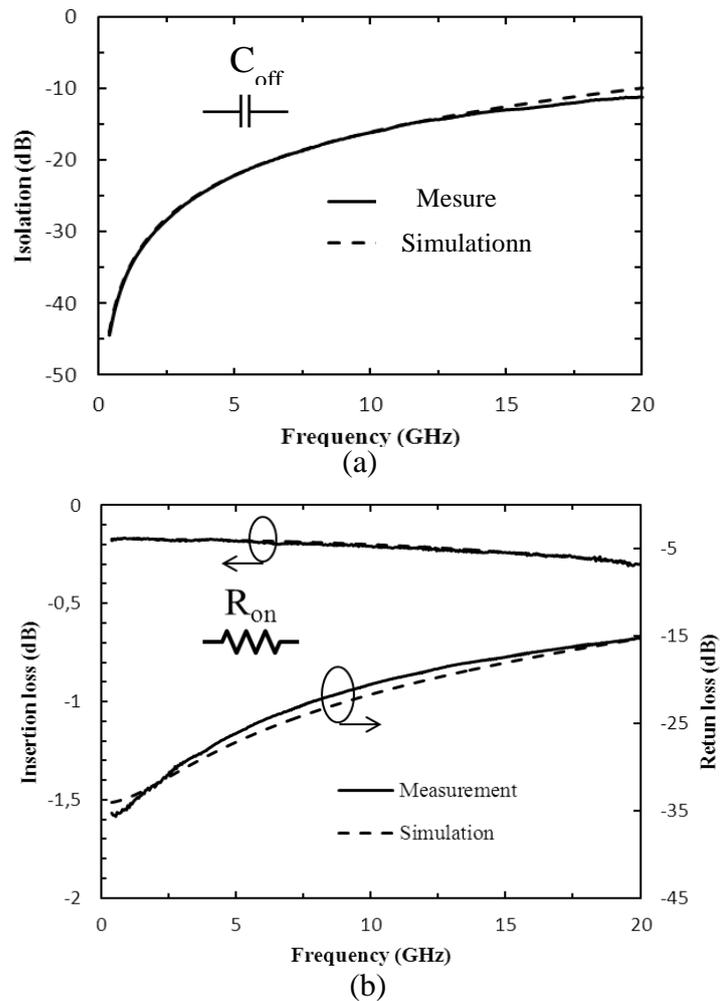


Figure 2-19-Paramètres-S mesurés et simulés à l'état Off (a) et à l'état On (b)

Toutes les mesures ont été effectuées sous pointes avec une calibration de type SOLT (Short Open Load Thru) dans les conditions normales du laboratoire (salle climatisée mais dont humidité de l'atmosphère est non contrôlée). Aucune encapsulation n'est placée au-dessus des commutateurs.

La Figure 2.19 présente les mesures et les simulations des paramètres S à la fois à l'état OFF et ON. La capacité C_{off} de 22 fF a été extraite de ces mesures en bon accord avec les simulations EM. L'isolation du commutateur atteint ainsi 33-35 dB à 2 GHz. Lorsqu'une tension de 10 volts de polarisation est appliquée, les pertes d'insertion se situent ainsi autour de 0.17 à 0.19 dB à 2 GHz. La résistance de contact R_{on} extraite est inférieure à 2 Ω (contact Or-Or). Il est à noter que les pertes d'insertion de 0.17 à 0.19 dB comprennent à la fois la résistance de contact R_{on} et les pertes de l'ensemble du circuit (calibration dans le plan des

pointes). Ainsi à partir de la mesure des paramètres S d'un commutateur fabriqué à l'état bas, nous pouvons estimer la résistance de contact réelle R_{on} qui est en effet très probablement inférieure à 1Ω .

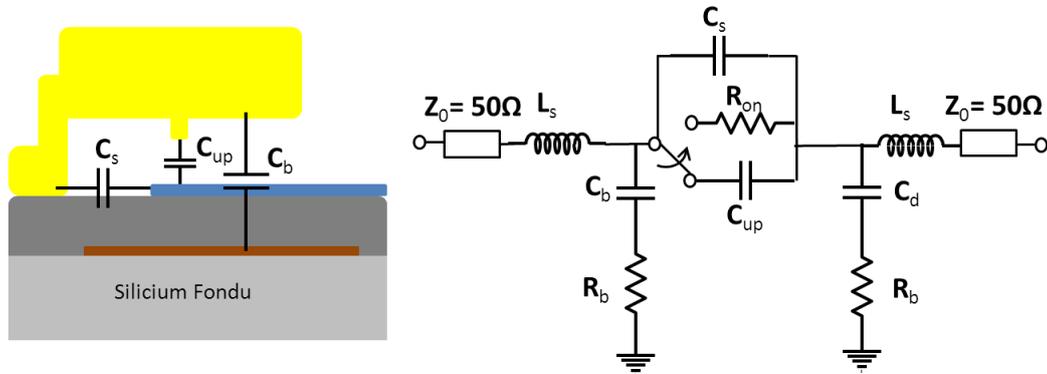


Figure 2-20 –Circuit équivalent modélisant les propriétés électriques du commutateur MEMS-RF miniature

A partir de ces mesures, le composant a été modélisé par un schéma électrique équivalent plus rigoureux. La figure 2.20 présente une vue en coupe de la structure du composant et son schéma équivalent. En effet, la capacité totale en série entre la poutre et la ligne RF est composée d'une capacité parasite C_s et d'une capacité C_{up} traduisant l'isolation du composant. C_d est la capacité se formant entre l'électrode d'actionnement et la ligne RF au travers de la fine couche de diélectrique. C_b est la capacité parasite formée entre l'électrode d'actionnement et la poutre du MEMS-RF. Etant donné que la résistance R_b est très grande, le réseau de polarisation a un effet négligeable sur les performances RF du MEMS-RF. L'inductance L_s résulte de la longueur de la ligne RF de type CPW. Le tableau 2.2 regroupe les valeurs de ces différents éléments pour la géométrie fixée lors de l'étude mécanique.

Table 2.2 – Valeurs des éléments du schéma équivalent de la figure 2.15.

C_{up} (fF)	20	R_b (K Ω)	2000
C_s (fF)	2	L_s (pH)	170
C_d (fF)	43	C_b (fF)	10

Le facteur de mérite du commutateur peut être défini de deux façons:

$$F_c = \frac{1}{2\pi \times R_{on} \times C_{up}} \approx 3.6 \text{ THz} \quad (20)$$

$$R_{on} \times C_{up} \approx 44 \text{ fS} \quad (21)$$

Les deux valeurs du facteur de mérite reflètent les bonnes performances du composant.

2.10.3. Mesure du temps de commutation

L'un des principaux avantages de la miniaturisation du relais est la réduction significative de sa masse effective qui se traduit par une augmentation de la fréquence de résonance et par conséquent par une réduction du temps de commutation, même si la tension de commande est faible.

La figure 2.22 montre les mesures de la vitesse de commutation en fonction de la tension appliquée. Pour une tension de 8 Volts (de polarisation), le temps de commutation est de 9 μs , puis au fur et au mesure que la tension de polarisation augmente le temps de commutation diminue remarquablement pour atteindre 4,5 μs à 11V.

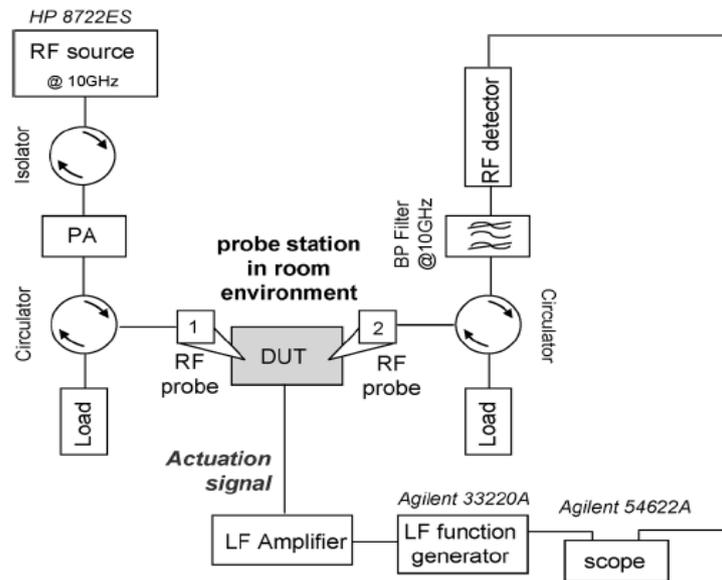


Figure 2-21-Banc de mesure du temps de commutation et de relâchement.

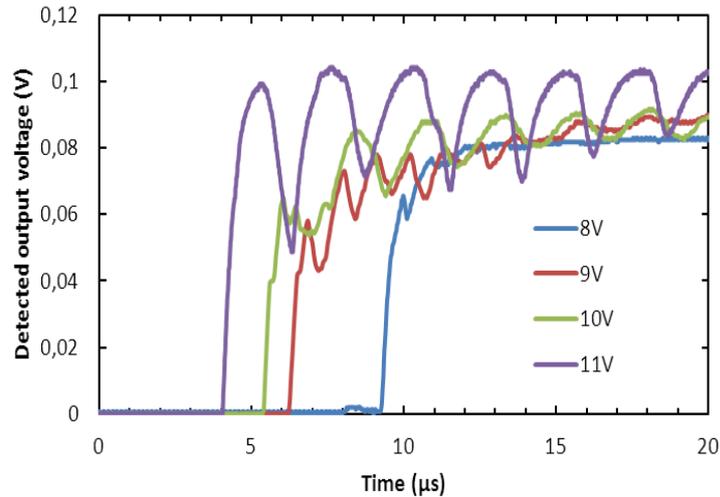


Figure 2-22-Mesure de temps de commutation en fonction de la tension appliquée

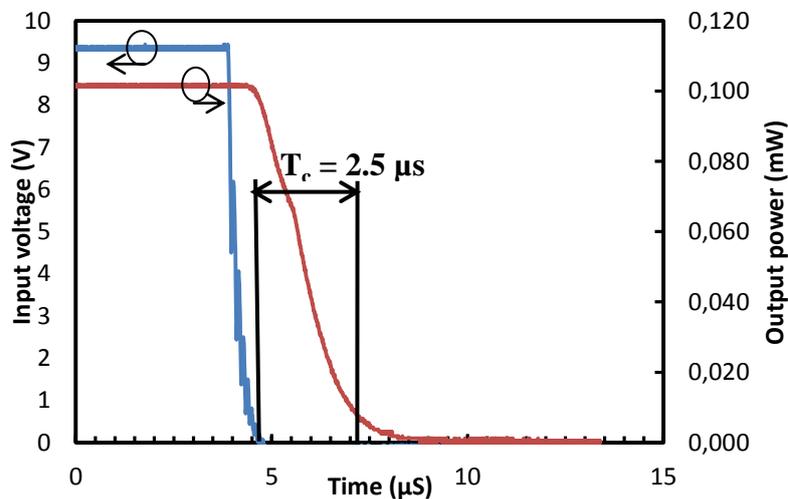


Figure 2-23 – Temps de relâchement du MEMS-RF miniature

Le temps de relâchement dépend fortement de la constante d'amortissement b qui traduit le ralentissement du déplacement lié notamment à l'atmosphère dans laquelle opère le composant de la poutre mobile et qui est approximée par la formule suivante:

$$b = \frac{3\mu S^2}{2\pi g_0^3} \quad (22)$$

Avec S est la surface de la poutre mobile. μ représente la viscosité dynamique du milieu, exprimée en Pa.s.

(22) montre l'intérêt d'avoir des structures relativement petites, qui résultent en un bon facteur d'amortissement (le plus petit possible) et donc un temps de relâchement faible.

2.11. Fiabilité du composant

Le commutateur MEMS-RF miniature à faible tension d'actionnement, proposé dans ce travail, utilise une couche diélectrique pour atteindre de bonne force de contact. Cependant, cette méthode ne doit pas engendrer des problèmes de chargement de diélectriques précédemment évoqués dans ce manuscrit.

Le phénomène de chargement engendre une dérive de la tension de commande.

Un banc de test automatisé et développé par D. Mardivirin dans le cadre de sa thèse [48] a été utilisé pour tester la sensibilité du composant vis-à-vis d'un éventuel chargement du diélectrique intégré dans l'actionneur de MEMS RF. Ce banc de mesure permet de mesurer avec une bonne précision la tension minimale nécessaire à l'actionnement (tension V_p) et au relâchement du composant (tension V_r) et cela durant un cycle de stress électrique appliqué au composant. Dans notre cas, les commutateurs MEMS-RF miniatures ont été cyclés au moyen d'une tension de commande unipolaire de type TTL d'amplitude 10 Volts. Toutes les 3 secondes, le banc de mesure a relevé automatiquement les tensions V_p . Les tests sont faits au moyen d'une station sous pointe mise sous vide. L'évolution de V_p au cours du temps ainsi que le signal de test appliqué sont présentés sur la figure 2.24.

Comme on peut le constater sur la figure 2.24, la dérive de la tension d'actionnement est très faible, partant d'une valeur initiale de 8,5 Volts à 9 Volts après 90 minutes de cyclage. Ces résultats valident la démarche entreprise, en particulier l'amélioration de la fiabilité grâce à la diminution du champ électrique dans la couche de diélectrique.

La défaillance du composant se manifeste par le collage du plot sur la ligne RF et le composant ne regagne pas sa position initiale après les 90 minutes. Pour pallier ce problème, l'utilisation d'un contact Or-Ruthénium peut être envisagée.

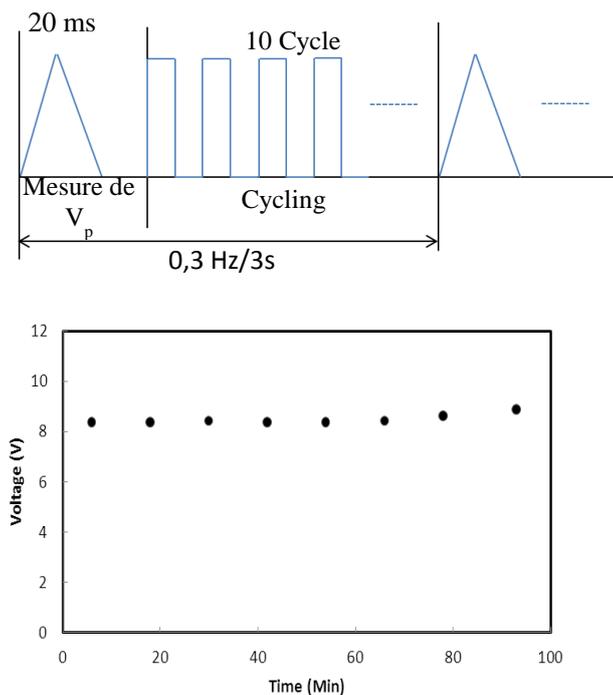


Figure 2-24 – (a) signal de test appliqué, (b) évolution de la tension V_p au cours du temps

2.12. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté un nouveau concept de micro-commutateur MEMS-RF ohmique utilisant un actionneur électrostatique muni de gaps nanométriques. Le dépôt d'une couche diélectrique permet d'atteindre une force de contact relativement importante lorsque le composant est à l'état bas. La tension d'actionnement peut être réduite considérablement en diminuant le gap tout en garantissant de bonne force de contact.

Le concept a été validé par les mesures des pertes d'insertion à l'état bas très faibles et inférieures à 0,2 dB à 2 GHz. La résistance effective du contact est ainsi inférieure à 2 Ω résultant en un facteur de mérite de 44 fsec.

Par ailleurs, le fait de diminuer le gap permet de réduire la tension d'actionnement tout en conservant une raideur de poutre importante.

En s'appuyant sur des tests de fiabilité, nous avons montré qu'en limitant tensions de commande à un faible niveau, le problème de chargement de diélectrique est minimisé.

Les résultats obtenus ouvrent plusieurs perspectives, notamment l'intégration du composant proposé avec des capteurs et des circuits logiques à très basse consommation.

Chapitre 3 : Réseaux de commutation SP7T et SP11T très compacts

3.1. Introduction

Les commutateurs à une entrée et N sorties (SPNT pour « Single Pole N Throw») sont généralement utilisés dans les systèmes de communications modernes avec plusieurs normes de téléphonie mobile 2G/3G/4G. Ce domaine a été dominé par les relais en technologie SOI et SOS pour leur coût, très faible, la capacité à offrir un nombre assez important de ports ($N = 8-12$), et leur grande linéarité. Les commutateurs MEMS-RF, avec leurs faibles pertes, leur forte isolation et leur linéarité inhérente, ont du mal à rivaliser en terme de nombre de ports et de coût.

Il serait donc intéressant de développer un réseau de commutateurs MEMS-RF capable d'offrir un grand nombre de ports de sortie (exemple : 6 à 12) et sur une petite surface. De plus, même si les réseaux de commutation SP8T et SP12T en technologie SOI et SOS ont d'excellentes performances jusqu'à 2,7 GHz, ces dernières se dégradent pour des fréquences au-delà de 3 GHz. Cette dégradation s'explique par les fortes capacités à l'état bloqué (C_{Off}) des commutateurs réalisés dans cette technologie et les limitations du réseau d'adaptation de ces composants[59]- [60]. Alors que les commutateurs MEMS-RF peuvent opérer jusqu'à 20-40GHz pour les plus performants ce qui est très important pour les applications satellitaires et pour les besoins large bande [61] .

Généralement, pour concevoir des SPNT à base de commutateurs MEMS-RF, les formes géométriques adoptées par les concepteurs sont : soit sous forme radiale [62] où la surface centrale n'est pas utilisée, soit sous forme de matrice rectangulaire [63] et dans les deux cas la surface occupée est assez importante.

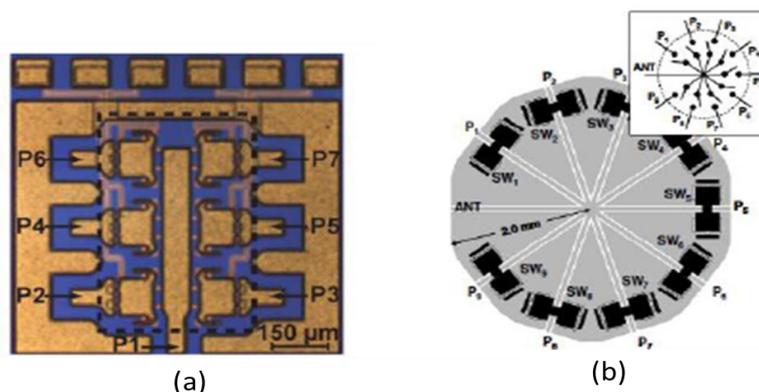


Figure 3-1 – formes géométriques adoptées pour concevoir un SPNT : (a) matrice rectangulaire, (b) forme radiale

Ce chapitre propose deux architectures de réseaux de commutation à MEMS-RF : SP7T et SP11T, basés sur une conception symétrique avec un accès central et des ancrages partagés aux extrémités offrant ainsi une intégration très poussée. Les SP7T et les SP11T miniatures sont fabriqués à partir d'un procédé MEMS de micro-usinage de surface standard et permettent d'obtenir des performances à l'état de l'art.

3.2. Conception et analyse

La Figure 3.1 présente (a) une vue de dessus et (b) une coupe transversale du réseau de commutation de géométrie circulaire et symétrique avec un plot central et des ancrages communs. Le commutateur circulaire est divisé en plusieurs commutateurs radiaux occupant la même portion d'un cercle dans le but d'avoir une structure symétrique. Pour les commutateurs radiaux, on définit trois principaux cercles : un cercle intérieur pour le plot central de rayon r_1 , un cercle du milieu de rayon r_2 pour la partie d'actionnement, et un cercle extérieur de rayon r_3 pour le cercle extérieur pour les ancrages.

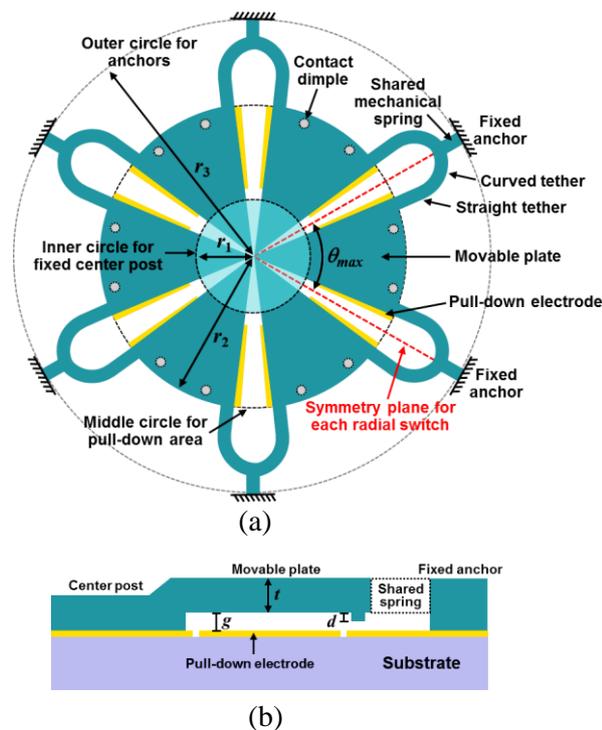


Figure 3-2-(a) Vue de dessus et (b) coupe transversale du réseau de commutation circulaire symétrique avec un plot central et des ancrages communs

Les commutateurs adjacents partagent une raideur mécanique située au milieu de deux commutateurs. Cette topologie circulaire et symétrique permet la conception de réseau de commutateur avec n'importe quel nombre de ports de sortie en déterminant θ_{max} , r_1 , r_2 , and r_3 .

3.3. Modèle analytique

Un modèle analytique a été développé pour un seul commutateur radial, en utilisant le modèle masse-ressort, afin de déterminer la relation entre la tension d'actionnement (pull-in voltage) et les différentes dimensions du commutateur.

L'angle maximal (θ_{max}) et l'angle d'un seul arc (θ_a) pour un seul commutateur radial peuvent être exprimés comme suit :

$$\theta_{max} = 360^\circ / n \quad (26)$$

$$\theta_a = \theta_{max} - 2\theta_s \quad (27)$$

n est le nombre des commutateurs radiaux, θ_s est l'angle entre deux commutateurs adjacents comme le montre la figure 3.2.

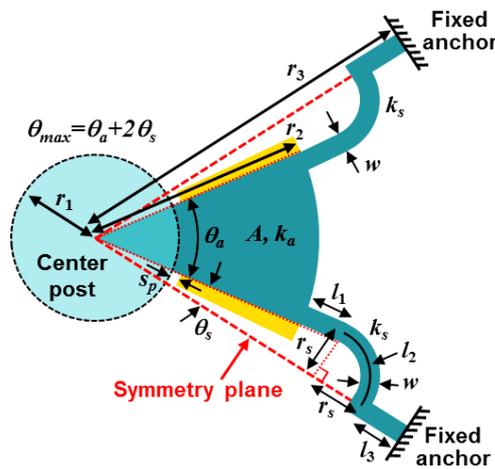


Figure 3-3 – Diagramme schématisé d'un seul commutateur radial avec ses deux plans de symétrie.

La raideur mécanique d'un arc (k_a) ainsi la raideur d'une courbure suspendue (k_s) sont données par :

$$k_a = Ew_e \left(\frac{t}{r_2 - r_1} \right)^3 = E\pi(r_1 + r_2) \frac{\theta_a}{360^\circ} \left(\frac{t}{r_2 - r_1} \right)^3 \quad (28)$$

$$k_s = Ew \left(\frac{t}{l_1 + l_2 + l_3} \right)^3 \quad (29)$$

w , l_1 , l_2 et l_3 sont la largeur et les longueurs des bras d'ancrage formés de deux bras droits et un bras incurvé. E est le module de Young, w_e est la largeur équivalente d'un commutateur rectangulaire ayant la même longueur ($r_2 - r_1$) et la même surface qu'un arc d'un commutateur radial.

En outre, la longueur de la courbure (l_2) peut être calculée à l'aide de (30)

$$l_2 = \frac{\pi}{2} r_s = \frac{\pi}{2} \left[(r_2 + l_1) \sin \theta_s + \frac{w}{2} \right] \quad (30)$$

r_s est le rayon du quart de cercle formé par le bras incurvé.

La constante de raideur totale (k_{total}) ainsi que la tension d'actionnement (V_p) du commutateur radial sont données par :

$$k_{total} = k_a + 2k_s \quad (31)$$

$$V_p = \sqrt{\frac{8k_{total}g^3}{27\varepsilon_0 A}} = \sqrt{\frac{8k_{total}g^3}{27\varepsilon_0 [\pi(r_2^2 - (r_1 + s_p)^2)\theta_a / 360^\circ]}} \quad (32)$$

Avec A la surface en regard entre la poutre et l'électrode d'actionnement, s_p la distance latérale séparant l'électrode du plot centrale et ε_0 la permittivité relative de l'air.

La figure 3.3 présente la variation de la tension d'actionnement en fonction du nombre de commutateurs radiaux et des différentes dimensions données précédemment. Pour des mêmes valeurs de r_1 et r_2 , au fur et à mesure que le nombre de commutateur augmente, la tension d'actionnement augmente linéairement, ceci s'explique par le fait que l'angle de l'arc devient plus petit résultant en une surface plus petite. Pour $\theta_{max}=45^\circ$ et $n=8$, la tension d'actionnement diminue graduellement lorsque θ_s augmente dû au fait que la raideur devient moins importante. En outre, la tension d'actionnement diminue rapidement quand le rayon du

cerle du plot central r_1 ou bien le ratio r_2/r_1 augmente vu que la surface en regard devient plus large (Figure 3.3(c) et 3.3 (d)).

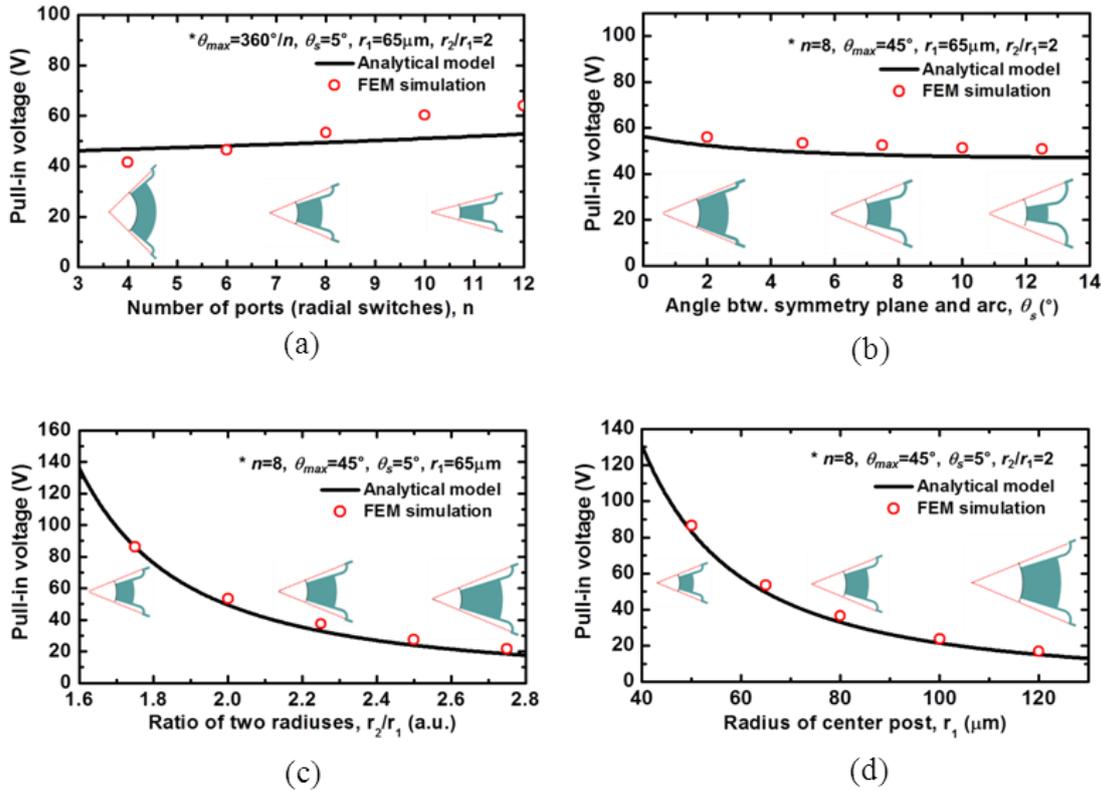


Figure 3-4- Calcul et simulation de la tension d'actionnement d'un seul commutateur radial en fonction (a) du nombre de commutateurs radiaux (n), (b) de l'angle de l'arc, (c) du ratio entre r_1 et r_2 et (d) le rayon du plot central (r_1). Avec $l_1=20\ \mu\text{m}$, $l_3=17\ \mu\text{m}$, $w=6\ \mu\text{m}$, $t=4\ \mu\text{m}$, and $s_p=10\ \mu\text{m}$

Le désaccord maximal entre le modèle analytique et les simulations FEM est inférieur à 20%, ce qui est correct si on considère la simplification du modèle analytique (poutre parallèle, largeur w_e effective...). Néanmoins, le modèle analytique est suffisamment précis pour mener une conception plus rapide et arriver à une géométrie optimale pour un composant à N sorties ayant une tension d'actionnement exigée par un cahier de charge donné.

3.4. Conception de commutateurs SP7T et SP11T très compacts

Deux réseaux de commutation SP7T et SP11T très compacts et symétriques ont été conçus en se basant sur le modèle analytique précédemment présenté avec comme objectif des tensions d'actionnement entre 60 et 70 V.

Grâce à leur configuration symétrique les commutateurs ont les mêmes performances RF lorsque le signal est acheminé du port commun (entrée) vers n'importe quelle sortie.

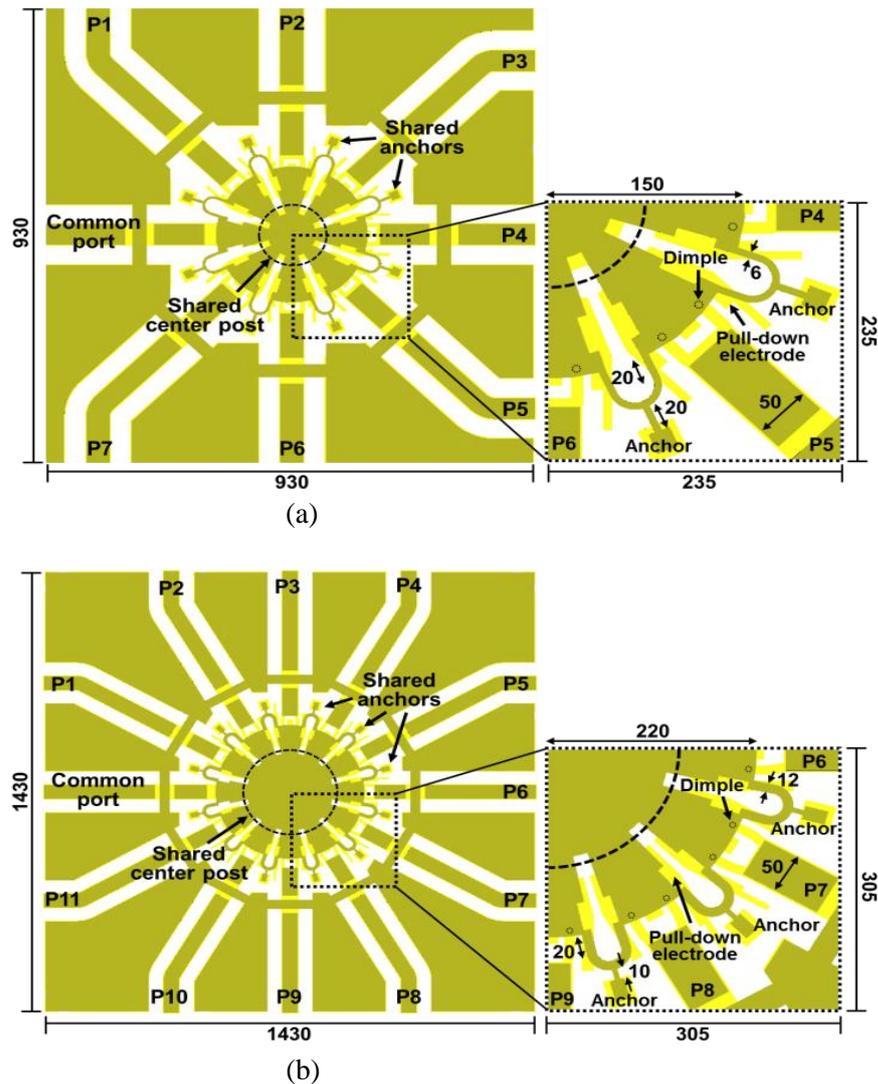


Figure 3-5 – Vue de dessus du (a) des commutateurs SP7T et (b) SP11T MEMS-RF basés sur un commutateur circulaire symétrique implémentés sur des guides d'onde CPW. Toutes les dimensions sont en μm

Le SP7T et le SP11T sont basés sur 8 et 12 commutateurs radiaux symétriques ayant un angle d'arc (θ_a) de 35° et 25° respectivement, et un rayon (r_2) de 150 et 220 μm . En outre, les conceptions utilisent des bras d'ancrage de longueur total ($l_1+l_2+l_3$) de 68 et 56 μm respectivement, ce qui correspond à une raideur de 653N/m pour le SP7T et de 898 N/m pour le SP11T. L'épaisseur de la poutre est 4 μm , le gap d'air est 0,75 μm et la hauteur du bossage est 0,35 μm .

Chaque commutateur radial (à l'exception du commutateur situé à l'entrée) est actionné séparément en utilisant une électrode d'actionnement indépendante. Lorsqu'il est actionné, le commutateur établit avec la ligne de transmission de sortie un contact métallique au travers une paire de bossages.

Table 3.1 – Dimensions détaillées du SP7T et du SP11T

Symbol	DESCRIPTION	SP7T	SP11T
n	Nombre de ports total	8	12
θ_{\max}	Angle maximal pour un seul commutateur	45°	30°
θ_a	Angle d'arc d'un seul commutateur	35°	25°
θ_s	Angle entre un commutateur et un plan de symétrie	5°	2.5°
r_1	Rayon du cercle central [μm]	85	150
r_2	Rayon du cercle intermédiaire [μm]	150	220
r_3	Rayon du cercle extérieur [μm]	207	266
l_1	Longueur de la partie droite de l'ancrage [μm]	20	20
l_2	Longueur de la partie courbée de l'ancrage [μm]	28	26
l_3	Longueur de la partie en commun de l'ancrage [μm]	20	10
w	Largeur de l'ancrage [μm]	6	12
s_p	Espacement entre le plot central et l'électrode d'actionnement [μm]	20	24
g	Gap d'air [μm]	0.75	0.75
d	Hauteur de bossage [μm]	0.35	0.35

t	Epaisseur de la structure [μm]	4	4
E	Module de Young de l'or [GPa]	35	35
V_p	Tension d'actionnement calculée [V]	52	55

Le SP7T et le SP11T occupe une surface de $0.47 \text{ mm} \times 0.47 \text{ mm}$ et $0.61 \text{ mm} \times 0.61 \text{ mm}$ sans les lignes de transmission, ce qui est 3 à 4 fois plus petit que les commutateurs en technologie SOI/SOS.

Afin d'étudier en détail les caractéristiques mécaniques des deux designs comme les forces de contact et de rappel, l'effet du stress bi-axial et le gradient du stress, des simulations FEM (Finite Element Method) ont été faites pour les deux circuits.

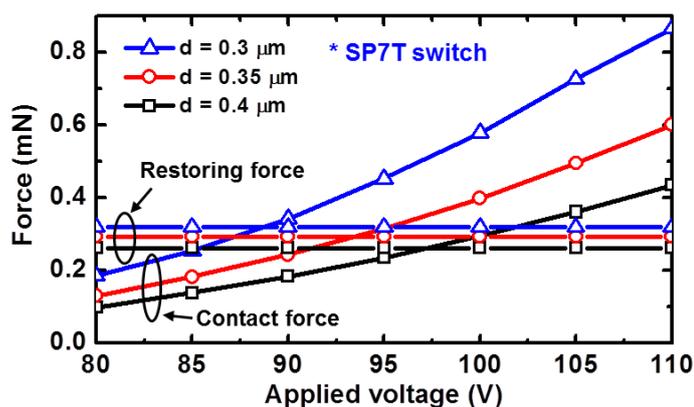


Figure 3-6 – Force de contact du SP7T en fonction de la tension appliquée pour différentes hauteurs de bossage.

Pour une hauteur de bossage d variant de $0,3$ à $0,4 \mu\text{m}$, et une tension de commande de 95 V , la force de contact varie de $0,24$ à $0,45 \text{ mN}$ et la force de rappel varie de $0,26$ à $0,32 \text{ mN}$ (Figure 3.5). La valeur choisie pour d est $0,35 \mu\text{m}$ afin d'avoir suffisamment de force de contact et garantir une bonne robustesse du commutateur.

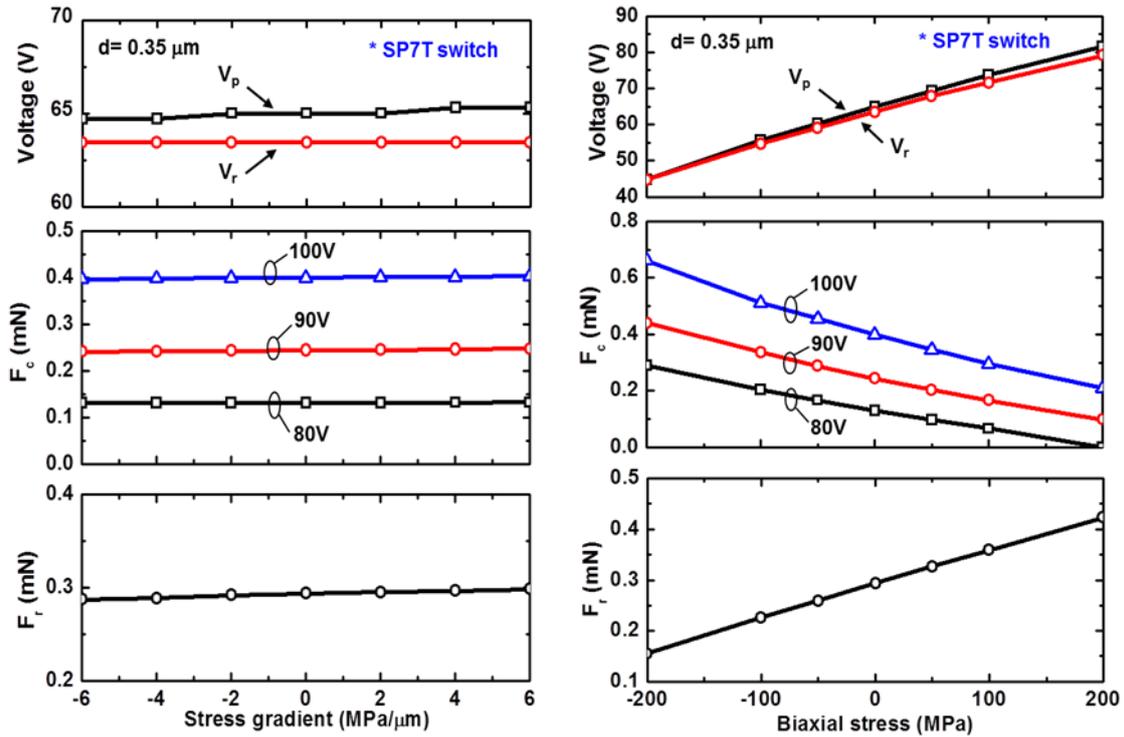


Figure 3-7 – Simulation pour le SP7T de la sensibilité de tension de relâchement et d’actionnement, la force de rappel et la force de contact au (à droite) gradient de stress et (à gauche) eu stress bi-axial.

La Figure 3.6 présente la variation de la tension d’actionnement, de la tension de relâchement, de la force de contact et de rappel en fonction de gradient de stress entre -6 et +6 MPa/μm et de stress bi-axial entre -200 et 200 MPa. Cette variation reste négligeable et résulte en une déflexion maximale de 20 nm. La variation de la tension d’actionnement et de relâchement est de ±9 V pour un stress bi-axial de ±100 MPa. Aussi la force de contact varie de 0.15 mN à 0,5 mN pour la même variation du stress bi-axial, mais reste supérieure à 0.1 mN. Ainsi, afin d’éviter une sensibilité significative vis à vis du stress durant la phase de fabrication, la poutre électrolysée doit présenter un faible stress bi-axial (< 100 MPa).

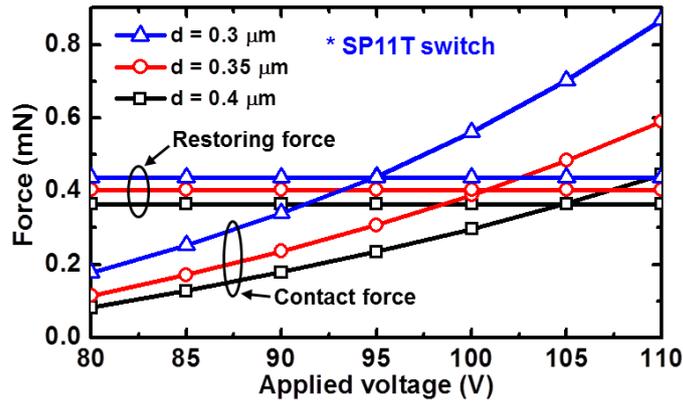


Figure 3-8-Force de contact du SP11T en fonction de la tension appliquée pour différentes hauteurs de bossage.

Concernant le SP11T : Pour une hauteur de bossage d variant de 0,3 à 0,4 μm , et une tension de commande de 95 V, la force de contact varie de 0,23 à 0,44 mN et la force de rappel varie de 0,36 à 0,44 mN (Figure 3.7). La valeur de 0,35 μm a été aussi choisie pour d .

Comme pour le SP7T, la figure 3.8 présente la variation de la tension d'actionnement, de la tension de relâchement, de la force de contact et de rappel en fonction de gradient de contrainte entre -6 et +6 MPa/ μm et de stress bi-axial entre -200 et 200 MPa. Cette variation est aussi négligeable et résulte en une déflexion maximale de 20 nm. La variation de la tension d'actionnement et de relâchement est de ± 9 V pour un stress bi-axial de ± 100 MPa. Aussi la force de contact varie de 0.14 mN à 0,35 mN pour la même variation de la contrainte bi-axiale, mais reste supérieure à 0,1 mN.

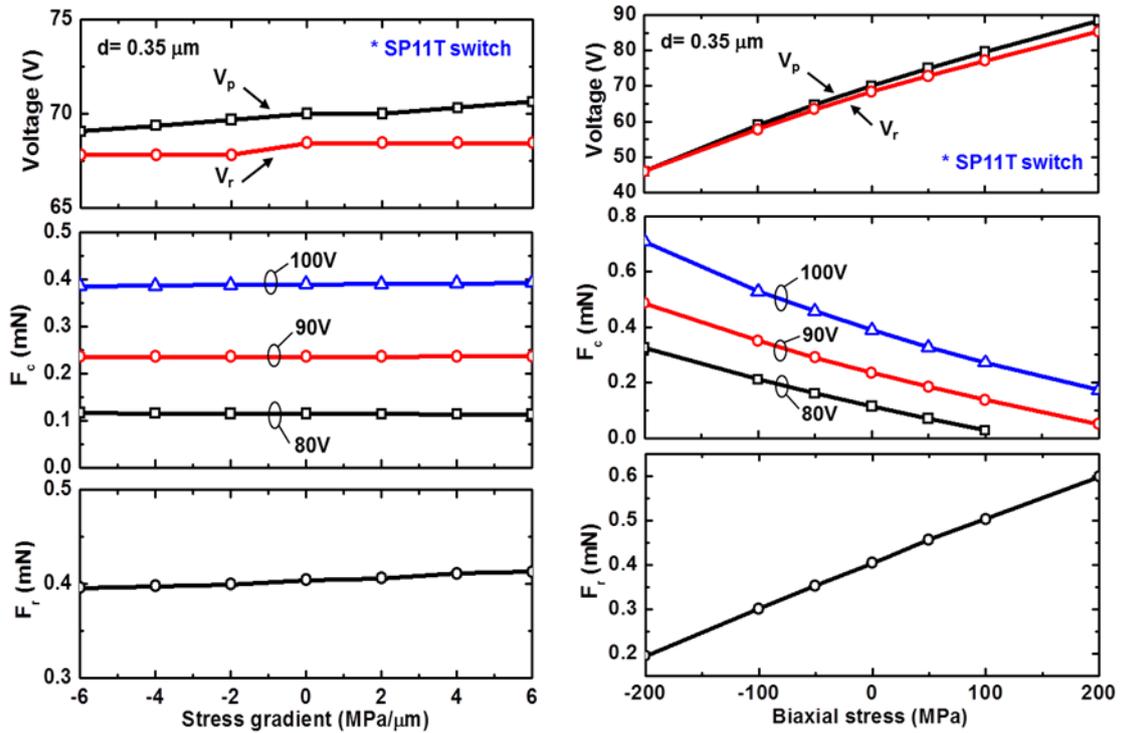


Figure 3-9-Simulation pour le SP7T de la sensibilité de tension de relâchement et d'actionnement, la force de rappel et la force de contact au (à droite) gradient de stress et (à gauche) au stress bi-axial.

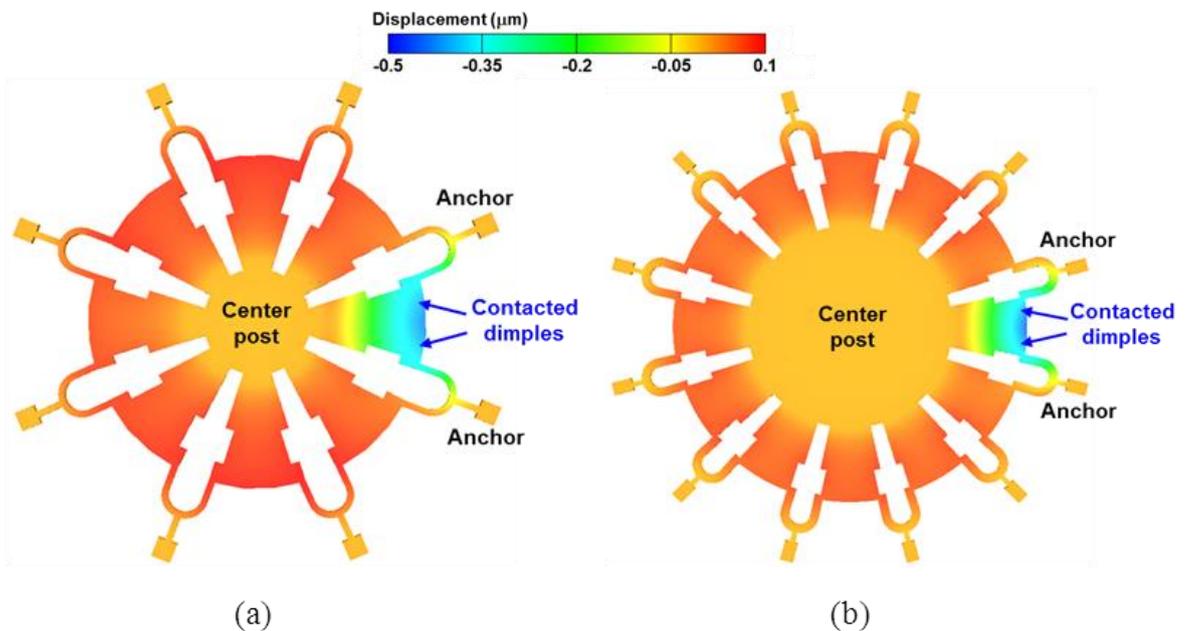


Figure 3-10 – (a) SP7T et (b) SP11T déflexion de la structure quand un commutateur radial est actionné à 90V. Stress bi-axial +100 MPa et gradient de stress de + 4 MPa/μm.

La Figure 3.9 présente la déflexion de la structure pour le SP7T et le SP11T quand un commutateur radial parmi les N est actionné avec une tension de polarisation de 90 V, et vient en contact avec la ligne de sortie. Une contrainte bi-axiale de +100 MPa et un gradient de contrainte de +4 MPa/μm ont été utilisés pour les simulations mécaniques FEM pour s’approcher au mieux aux conditions réelles de fabrication. Après avoir actionné un commutateur radial avec 90 V, les autres commutateurs se déplacent de moins de 20 nm, même si le commutateur actionné subit une déflexion de 0,45 μm. Ceci montre que malgré l’ancrage central partagé, les commutateurs radiaux sont bien isolés mécaniquement les uns des autres.

3.5. Procédé de fabrication des réseaux de commutation

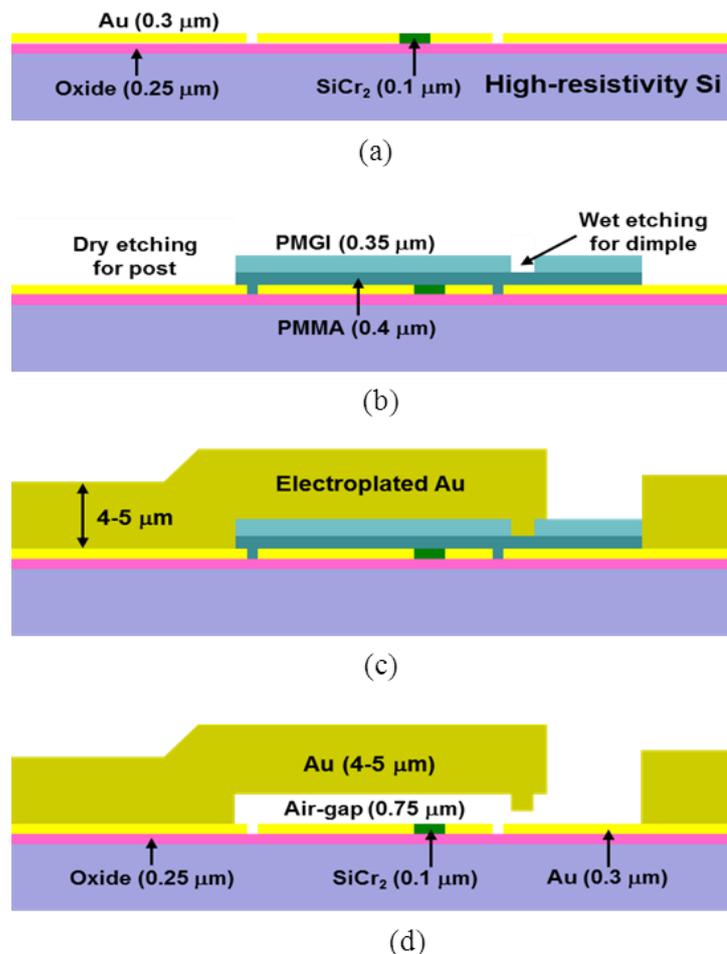


Figure 3-11 – Procédé de fabrication du SP7T et du SP11T

La Figure 3.10 retrace les étapes de fabrication du SP7T et du SP11T sur un substrat en Silicium de haute résistivité (550 μm) passivé par une fine couche de Silice (250 nm). Tout d'abord une couche d'Or (0,35 μm) et une couche de SiCr_2 (0,1 μm) ont été pulvérisées afin de définir les électrodes d'actionnement et les lignes de polarisation (Figure 3.10 (a)). Ensuite, 0.4 μm de PMMA et 0.35 μm de PMGI sont utilisés pour définir les couches sacrificielles. Le plot central et les bossages sont obtenus par une gravure humide du PMGI suivi par une gravure sèche du PMGI/PMMA (Figure 3.10 (b)). Ensuite, une bi-couche de Ti/Au de 10/150 nm est déposée par pulvérisation cathodique comme couche d'accroche à l'électrolyse qui va permettre d'avoir une poutre et des lignes de transmission d'épaisseur 4-5 μm (Figure 3.10 (c)). Enfin, le dispositif est libéré en utilisant une technique de gravure humide et séché dans une atmosphère de CO_2 (Sécheur à points critiques) (Figure 3.10 (d)).

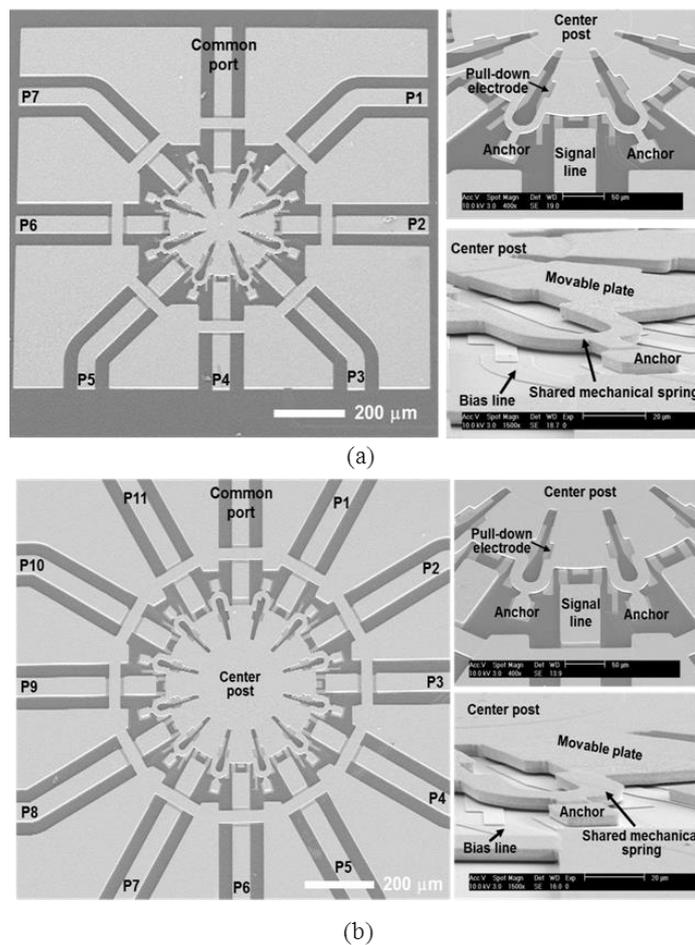


Figure 3-12 – Image au MEB (SEM) du (a) SP7T et (b) SP11T fabriqués

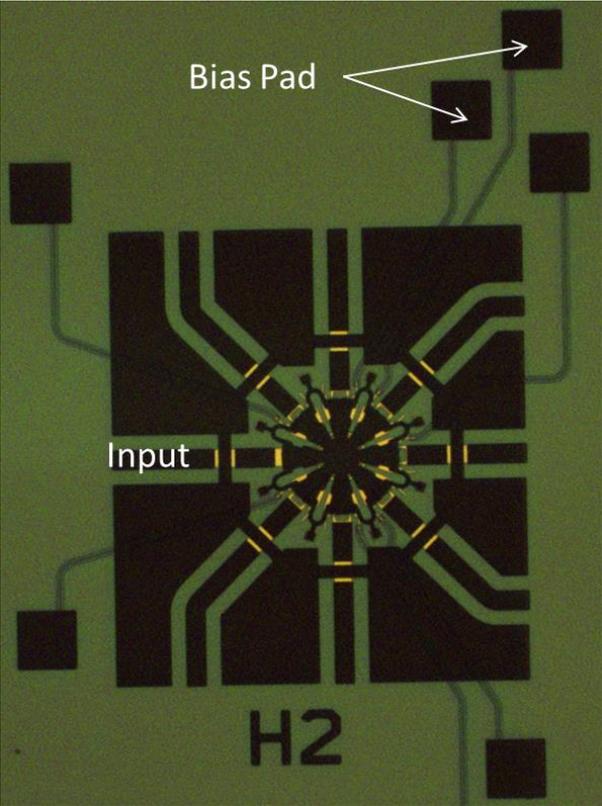


Figure 3-13 – Photographie du SP7T fabriqué

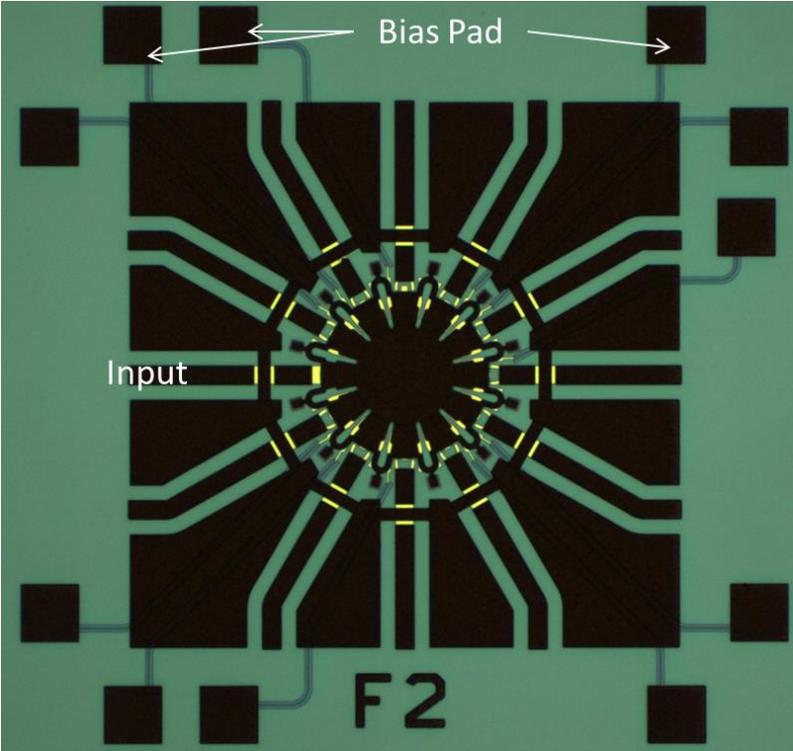


Figure 3-14 – Photographie du SP11T fabriqué

Les mesures du profil en 3D, reflète l'immunité des structures contre les gradients de température (figure 3.14).

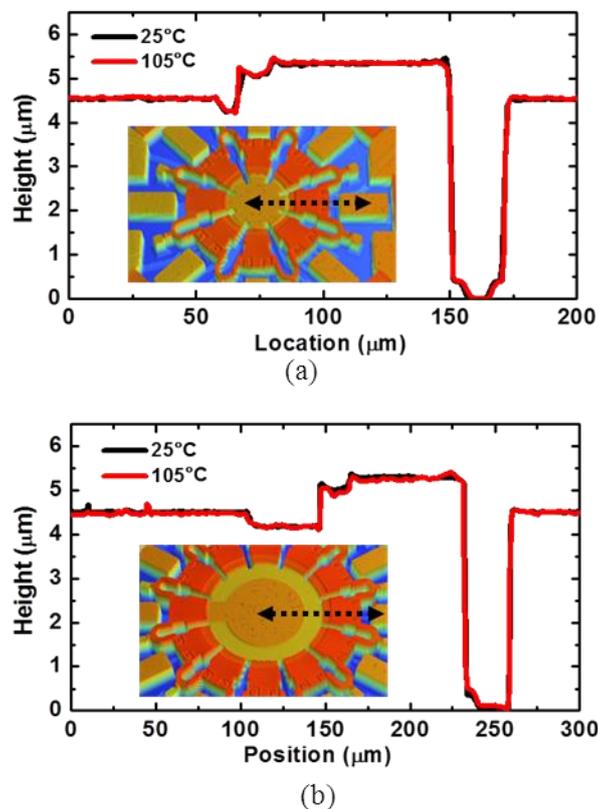


Figure 3-15 – Mesures du profil 3D du (a) SP7T et (b) SP11T à 25° et 105°

3.6. Caractérisations et tests des réseaux de commutation

3.6.1. Mesure en température

Les mesures de l'évolution des tensions d'actionnement et de relâchement du SP7T et du SP11T en fonction de la température sont présentées dans la Figure 3.15. La variation des deux tensions reste inférieure à 9V pour des températures inférieures à 95°C ce qui reflète la robustesse thermomécanique des composants. Cette variation s'explique par la différence de coefficient de dilatation entre l'Or et le substrat en Silicium [52]. Toutefois, la tension de relâchement reste supérieure à 53 V même à 95°C ce qui reste suffisant pour maintenir un actionnement stable et une force de rappel relativement importante.

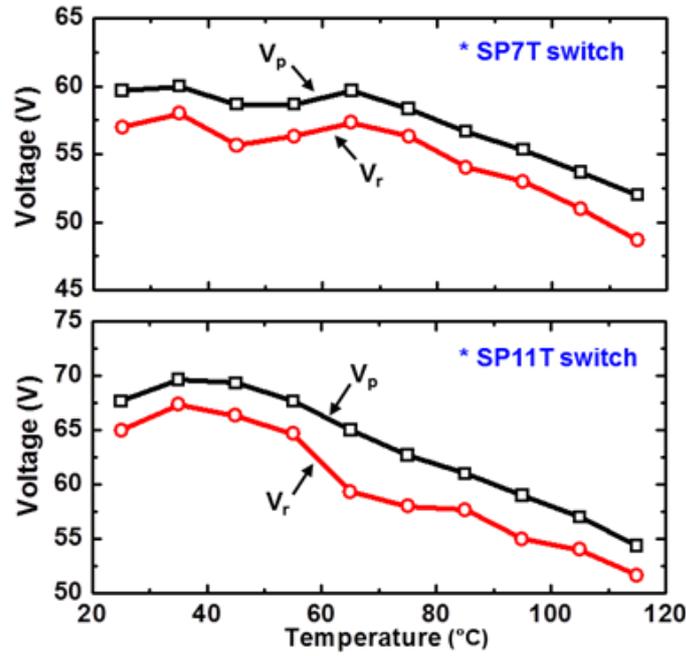


Figure 3-16 – Mesure de l'évolution de la tension d'actionnement et de relâchement pour le SP7T et le SP11T en fonction de la température

3.6.2. Mesures RF

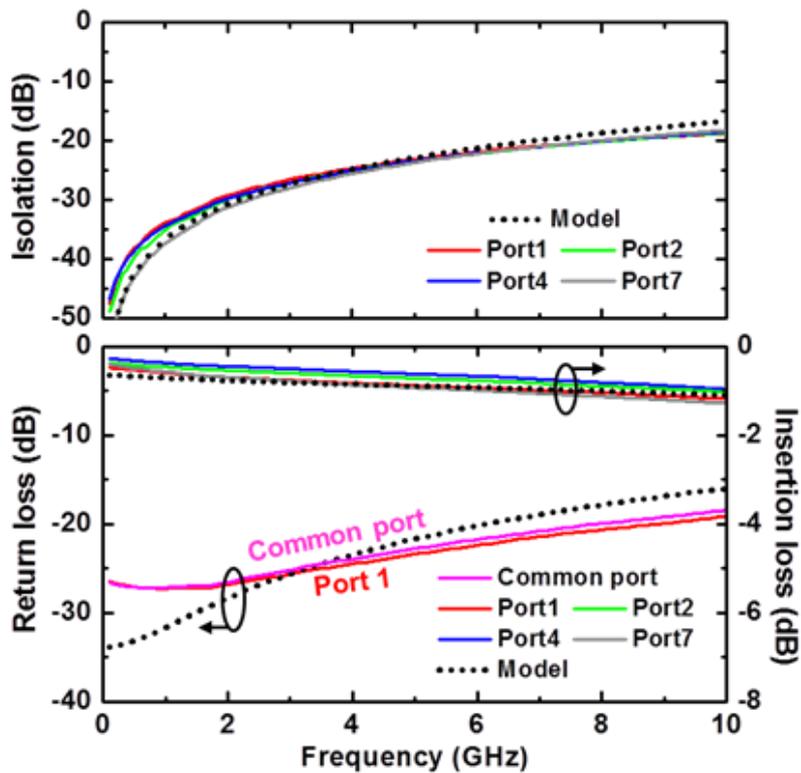


Figure 3-17 – Mesures des paramètres S du SP7T

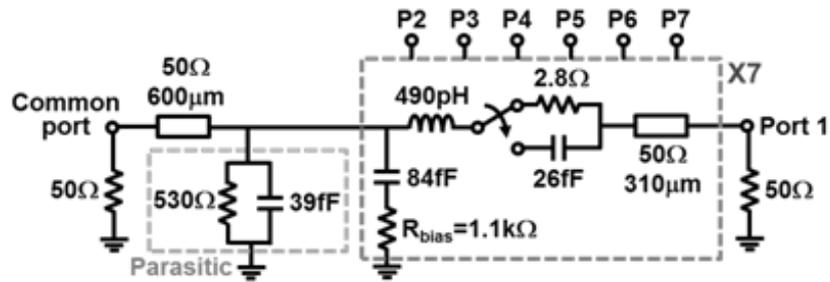


Figure 3-18 – Circuit du modèle équivalent du SP7T

Les figures 3.16 et 3.17 présentent les mesures des paramètres S et le modèle du circuit équivalent du SP7T. La capacité $C_{off} = 22$ fF, $R_{on} = 2,5-3,5 \Omega$ et $L_{on} = 490$ pH, respectivement. Les mesures ont été faites avec une calibration SOLT et elles incluent les pertes des lignes CPW d’entrée et de sorties qui ont une longueur de $910 \mu\text{m}$ générant des pertes de 0,15 dB à 10 GHz. Le circuit est bien adapté, et le coefficient de réflexion reste inférieur à -18 dB à 10 GHz. Les pertes d’insertion du dispositif global évoluent entre 0,4 et 0,6 dB à 2 GHz et entre 1 et 1,2 dB à 10 GHz pour un actionnement de 90 V. Ces variations sont probablement dues aux contaminations du contact vu que le circuit n’est pas packagé. L’isolation à l’état bloqué est supérieure à 30 dB à 2 GHz et reste supérieure à 19 dB à 10 GHz.

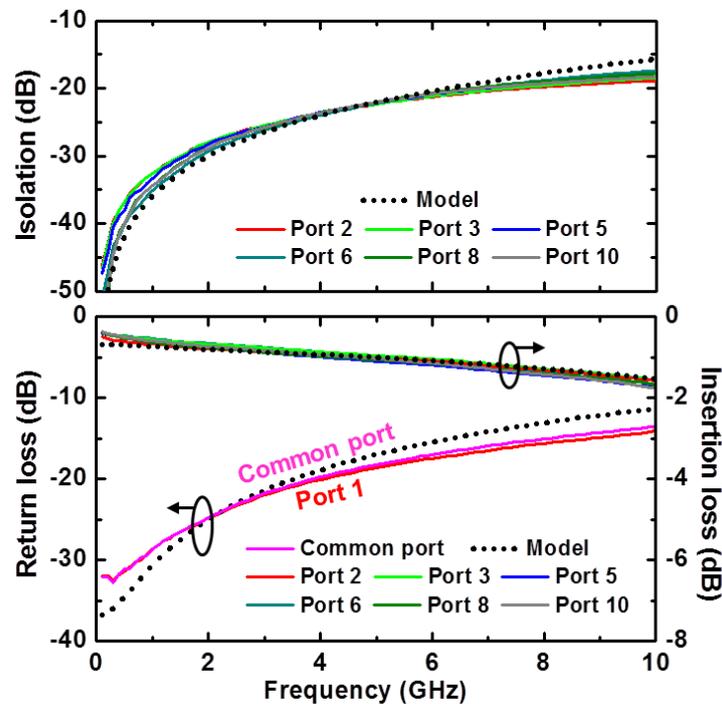


Figure 3-19-Mesures des paramètres S du SP11T

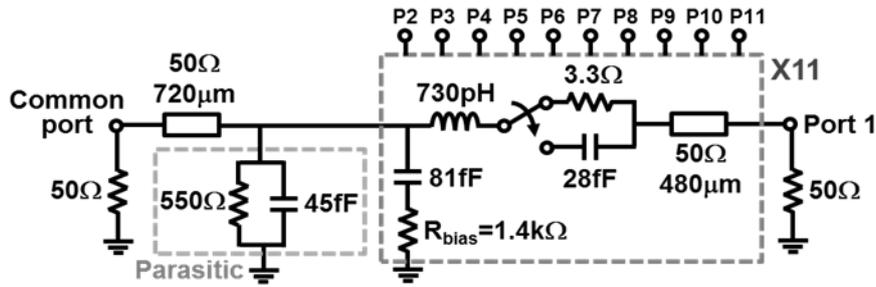


Figure 3-20-Circuit du modèle équivalent du SP11T

Les figures 3.18 et 3.19 présentent les mesures des paramètres S et le modèle du circuit équivalent du SP11T. La capacité $C_{off} = 28$ fF, $R_{on} = 2,5-3,5 \Omega$ et $L_{on} = 730$ pH, respectivement. Les mesures ont été faites avec une calibration SOLT et elles incluent l'effet des lignes CPW d'entrée et de sorties qui ont une longueur, cette fois, de $1200 \mu\text{m}$ révélant des pertes de $0,2$ dB à 10 GHz. Le circuit reste bien adapté, et cela se manifeste par le coefficient de réflexion qui reste inférieur à 14 dB à 10 GHz. Les pertes d'insertion évoluent entre $0,4$ et $0,6$ dB à 2 GHz et entre 1 et $1,2$ à 10 GHz pour un actionnement de 90 V. L'isolation à l'état bloqué est supérieure à 28 dB à 2 GHz et reste supérieure à 17 dB à 10 GHz.

3.6.3. Temps de commutation

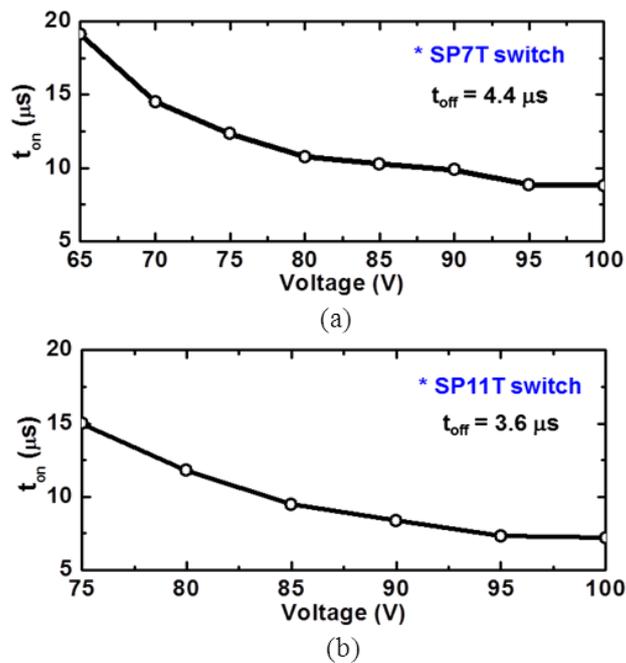


Figure 3-21 – Mesure de temps de commutation du SP7T et du SP11T

Le temps de commutation (t_{on}) et de relâchement (t_{off}) du SP7T sont respectivement égaux à 12 et 3,6 μ s respectivement, pour une tension d'actionnement de 80V, tandis que pour le SP11T (t_{on}) et (t_{off}) sont égaux à 7 et 4,4 μ s respectivement, pour une tension d'actionnement de 100V.

3.6.4. Linéarité IIP3 et IIP2

Les valeurs IIP2 et IIP3 du SP7T et du SP11T ont été mesurés à l'aide d'une configuration utilisant deux fréquences $f_1 = 1925$ MHz et $f_2 = 1975$ MHz, comme indiqué sur la figure 3.23. Avec ce set up, les commutateurs SP7T et SP11T présentent des IIP2 de 92-95 dBm et des IIP3 de 52-54 dBm. Ces performances sont limitées d'une part, par le banc de test et d'autre part par les lignes de transmission CPW sur le substrat de silicium à haute résistivité. Il est bien connu que le silicium à haute résistivité est traité en utilisant un bombardement d'ions ou d'autres techniques qui peuvent générer un grand nombre d'harmoniques dues aux champs électriques dans le silicium, [26]. En fait, l'IIP2 et IIP3 mesurés d'une ligne de transmission CPW de longueur 1 mm seule sur le même substrat sont égaux à 55 dBm et 99 dBm, respectivement. Par conséquent, les performances de l'interrupteur ne sont pas limitées par la non-linéarité du contact métallique, mais par les lignes de transmission CPW en entrée et les sorties.

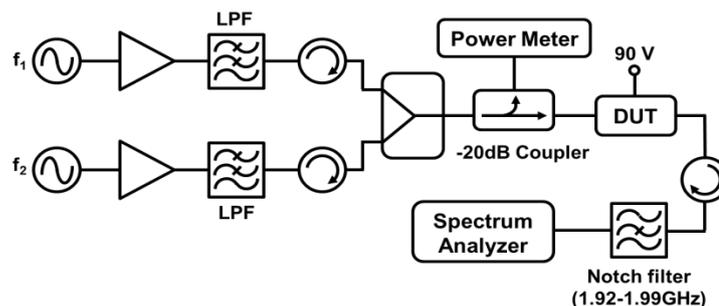


Figure 3-22 – Banc de test pour les mesures de linéarité

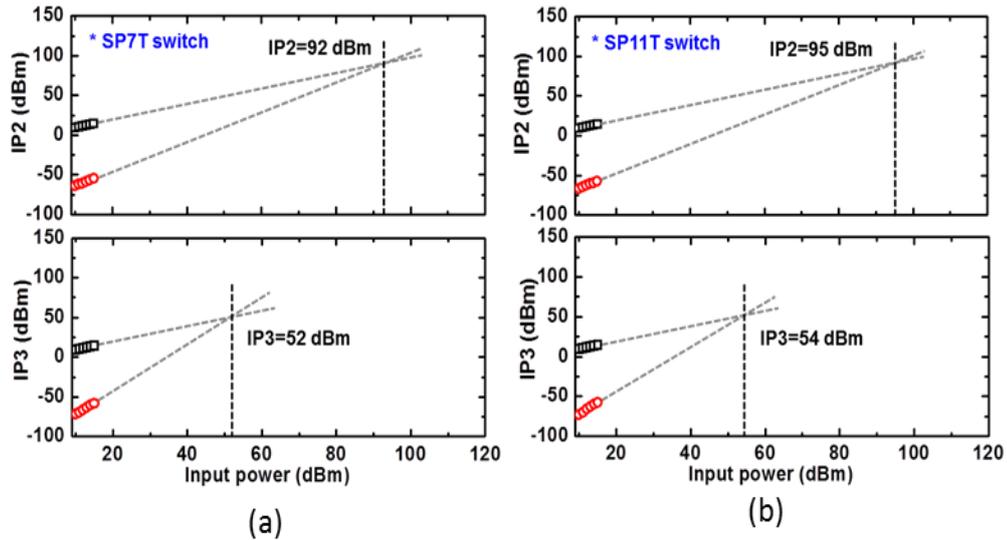


Figure 3-23- Mesure de linéarité IIP2 et IIP3 (a) pour le SP7T et (b) pour le SP11T

3.6.5. Caractérisation DC et Fiabilité

Les mesures de l'évolution de la résistance de contact en fonction de la tension d'actionnement appliquée ont été faites en utilisant la méthode de 4 fils présentée par la Figure 3.21. La résistance de contact varie entre 2,5 et 3,5 Ω pour le SP7T et entre 3,5 et 4,5 Ω pour le SP11T pour une plage de variation de la tension de commande entre 75 et 100V. Cette légère différence R_{on} est probablement due à la contamination vue que les circuits ne sont pas emballés hermétiquement. On peut constater que ces mesures confirment bien la symétrie des designs.

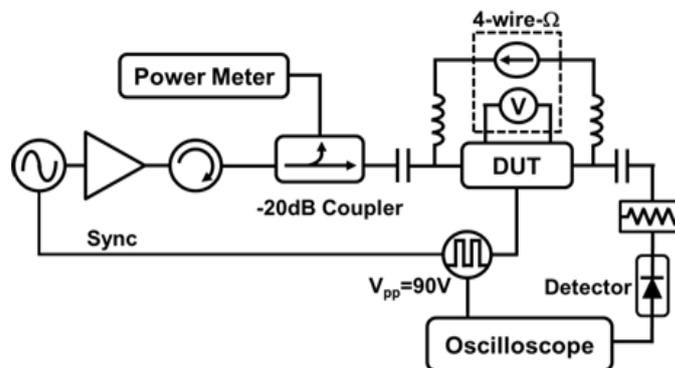


Figure 3-24 – Set up pour la mesure de la résistance de contact du SP7T et du SP11T

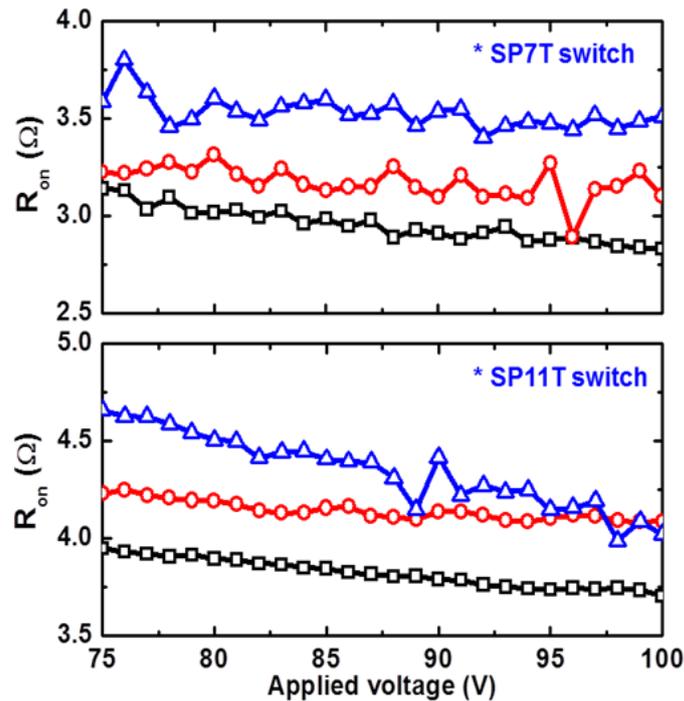


Figure 3-25 – Mesure de la résistance de contact (R_{on}) en fonction de la tension appliquée pour différents commutateurs radiaux pour le SP7T et le SP11T

Afin d'évaluer la fiabilité du SP7T et du SP11T, les deux circuits ont subi le test suivant (utilisant le set up de la Figure 3.21) : les commutateurs radiaux ont été cyclés à une fréquence de 10 KHz avec des niveaux de puissance variés à 2 GHz (la fréquence du signal RF traversant le commutateur n'a pas d'influence sur la fiabilité du contact). Durant le cyclage, la résistance de contact est relevée périodiquement avec la configuration des 4 fils afin de vérifier si le commutateur est opérationnel ou non.

Comme le montre la figure 3.23, en commutation froide (c'est-à-dire que l'on prend le soin de couper la puissance du signal RF avant chaque commutation du composant) les commutateurs sont capables d'opérer pendant 10^8 cycles pour des puissances de 100 mW, 300 mW et 1 W. Ces tests ont été arrêtés sans atteindre la défaillance du composant. Les mesures ont été faites sous azote dans les conditions standards du laboratoire.

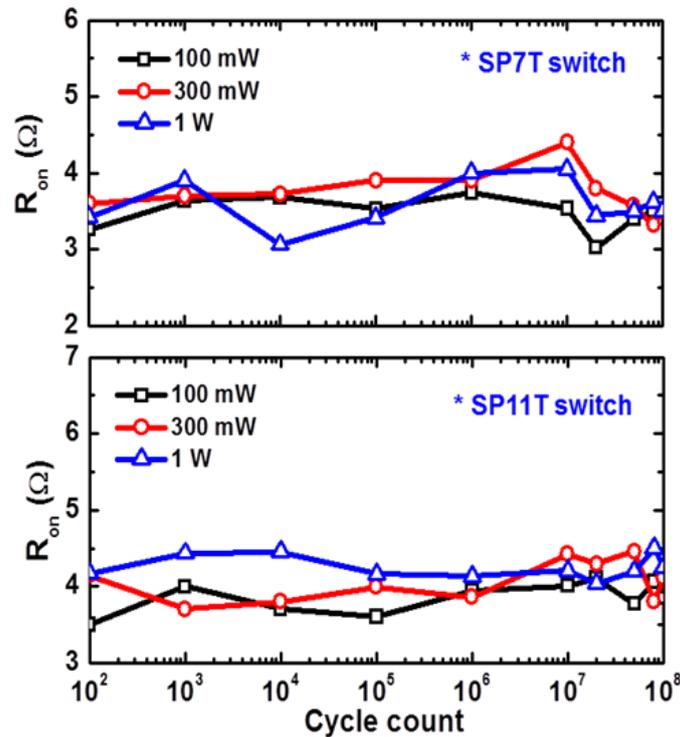


Figure 3-26 – Test de fiabilité du SP7T et du SP11T pour des puissances de 100 mW, 300 mW et 1 W à 2 GHz (commutation froide)

3.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté un réseau de commutation circulaire et symétrique SP7T et SP11T très compact, basé sur des micro commutateurs MEMS à contact ohmique. Les deux circuits fabriqués ont montré d'excellentes performances tant en pertes d'insertion qu'en isolation pour un fonctionnement allant jusqu'à 10 GHz. Leur fiabilité en commutation à froid dépasse les 10^8 cycles pour des puissances entre 0,1 et 1 W. Ces performances du SP7T et du SP11T proposés permettent leurs utilisations pour des réseaux de commutation très compacts pour les réseaux 3G et 4G par exemple et rivaliser avec la technologie CMOS comme le montre le tableau 3.2. Le design peut être adapté à un nombre de ports plus élevé en modifiant certains paramètres dimensionnels tels que le rayon et des angles dans le commutateur circulaire symétrique.

Une comparaison entre les résultats de ces travaux notamment du réseau de commutation SP11T avec un commutateur en technologie semi-conducteur actuellement commercialisés est présenté dans le Tableau 3.2. Il est important de

remarquer que les performances obtenues avec le SP11T sont tout à fait comparables aux SP10T commercialisé par RFMD. En plus, le SP11T offre un port de plus et il est 4 fois plus petit, ce qui prouvent la validité de cette étude.

Table 3-2– Comparaison avec la technologie SOI

Type	SP10T, Si CMOS 	SP11T, RF MEMS (ce travail) 
Pertes d'insertion	$< 0.7 \text{ dB (0.8GHz)}$ $< 0.8 \text{ dB (2GHz)}$ N/A (8GHz)	$< 0.6 \text{ dB (0.8GHz)}$ $< 0.7 \text{ dB (2GHz)}$ $< 1.4 \text{ dB (8GHz)}$
Isolation	$> 32 \text{ dB (0.8GHz)}$ $> 32 \text{ dB (2GHz)}$ N/A (8GHz)	$> 34 \text{ dB (0.8GHz)}$ $> 28 \text{ dB (2GHz)}$ $> 20 \text{ dB (8GHz)}$
IP3	61 dBm	$> 54 \text{ dBm}$
Temps de commutation	5 μs	10 μs
Taille	3.8 x 3.0 mm ² (comprenant le package)	$< 1.5 \times 1.5 \text{ mm}^2$ (switch: 0.6x0.6 mm ²)

**Chapitre 4 : Nouvelles architectures
mécaniques basées sur l'utilisation d'un
point de pivot**

4.1. Introduction

Ce chapitre présente un nouveau concept de commutateurs MEMS-RF dont la structure mobile peut basculer d'une position à une autre autour d'un point de pivot. L'originalité est ici de se servir d'un des bossages intégré sous la poutre mobile comme d'un point de pivot autour duquel la structure va basculer. Cette architecture a l'avantage de limiter les efforts mécaniques exercés dans le matériau de la poutre durant la période d'actionnement du composant en les reportant sur le point de pivot. Ceci permet de réduire fortement les contraintes mécaniques sur la structure, l'apparition de fluage et de ses effets sur le comportement du composant. Cette architecture a été utilisée pour réaliser des capacités commutées MEMS-RF avec un fonctionnement bistable. Dans un deuxième temps, à partir de ce même concept, nous avons développé des commutateurs ohmiques pouvant présenter de grands gaps au niveau de la zone de contact tout en minimisant l'effet du fluage lors de leur actionnement.

4.2. Nouvelles topologies de capacités commutées MEMS-RF bistables

Le plus souvent, les composants MEMS-RF utilisent un actionnement de type électrostatique ou piézoélectrique pour défléchir la structure mécanique du composant. Et dans la grande majorité des structures utilisées, dès que le signal de commande est supprimé, la structure mécanique revient dans sa position initiale. Il est donc nécessaire d'appliquer ce signal de commande durant toute la période où l'on souhaite maintenir le composant actionné. Il sera donc utile de concevoir un système qui garde en mémoire sa position sans avoir besoin d'une commande permanente. Lorsqu'un système présente deux états de maintien, il est dit bistable.

Toute technologie confondue, il existe un certain nombre de composants commutables bistables capables d'opérer aux fréquences micro-ondes. Des composants semi-conducteurs à grille flottante en sont un des exemples, mais ces derniers présentent généralement des pertes importantes. Des dispositifs macro-mécaniques comme des relais ou des moteurs pas à pas sont également disponibles mais ils sont généralement très lents et encombrants.

Un dispositif bistable ayant les dimensions inférieures au millimètre et un Q élevé saurait trouver de nombreuses applications en hyperfréquences. Il permettrait en effet une simplification importante des systèmes de commandes parfois très complexes de pilotage de réseaux d'antennes à pointage électronique par exemple.

Ainsi, une capacité commutée MEMS-RF bistable s'intégrerait parfaitement dans le réseau d'adressage X-Y d'un réseau d'antennes reconfigurables ou bien pour une (re)configuration depuis le sol de filtres accordables équipant un satellite par exemple.

Ce chapitre présente un nouveau concept de capacités commutées présentant un fonctionnement bistable et dans lequel un contact entre deux zones métalliques va être mis à profit pour un maintien mécanique de manière stable et reproductible. Ce concept avait été initialement introduit dans la référence [71] où les auteurs utilisent le même principe pour réaliser des mémoires statiques capables de réaliser plus de 10 milliards de cycles écriture-lecture.

4.2.1. Propriétés d'un contact métal-métal

La Figure 4.1 présente un diagramme de la résistance de contact en fonction de la force appliquée d'un contact métal-métal ordinaire [72]. En effet, quand deux métaux sont mis en contact, au fur et à mesure que la force appliquée augmente, la résistance de contact diminue à cause de l'interpénétration des deux métaux. Une fois le contact établi, une force doit être appliquée pour ouvrir le contact. Ainsi le diagramme force résistance de contact présente une hystérésis. Cela signifie, que lorsque deux métaux sont amenés en contact, ils vont rester collés tant qu'aucune force de séparation n'est appliquée sur l'un ou sur l'autre.

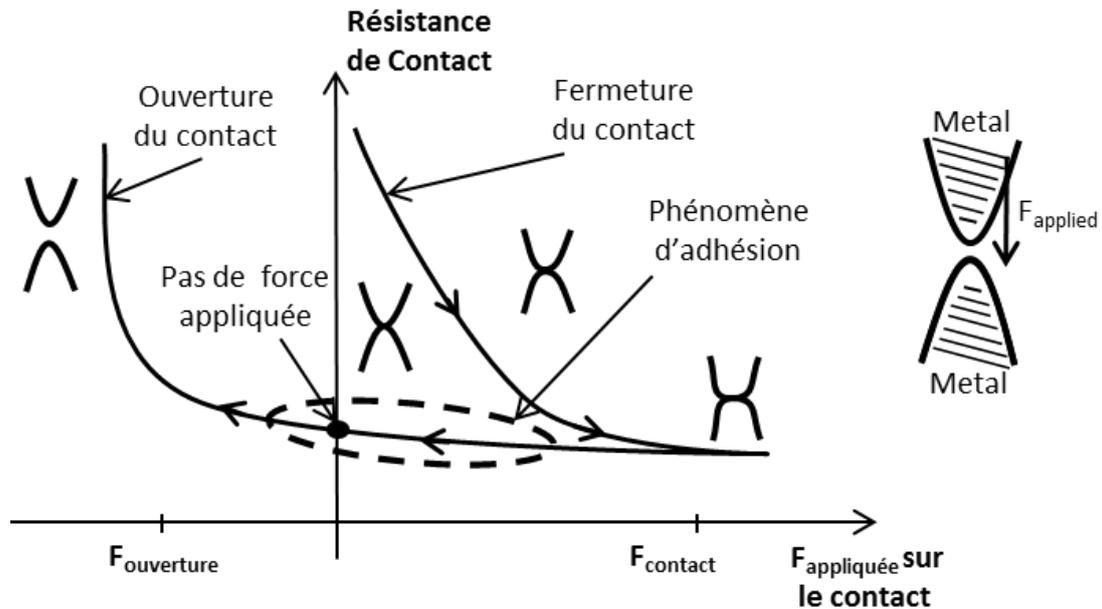


Figure 4-1-Diagramme de la résistance de contact en fonction de la force appliquée au niveau de contact

En outre, les propriétés des matériaux en jeu auront une forte influence sur le rapport entre la force nécessaire et sur le type d'hystérésis présenté. Des métaux assez mous, comme l'or, génèrent généralement une large surface de contact et une plage importante d'hystérésis; alors que les matériaux durs comme le chrome ou le ruthénium présentent une petite surface de contact et presque pas d'hystérésis.

4.2.2. Principe de fonctionnement de la capacité commutée bistable

Une vue transversale de l'architecture du dispositif proposé est représentée sur la Figure 4.2 qui décrit son principe de fonctionnement. Cette topologie originale de composant MEMS-RF est constituée d'une poutre suspendue qui va être amenée à se déplacer autour d'un point pivot. Elle comprend en effet :

- Un bossage central qui va imposer l'axe de pivotement
- Des bossages de contact situés au niveau de chaque extrémité de la poutre
- Une zone capacitive

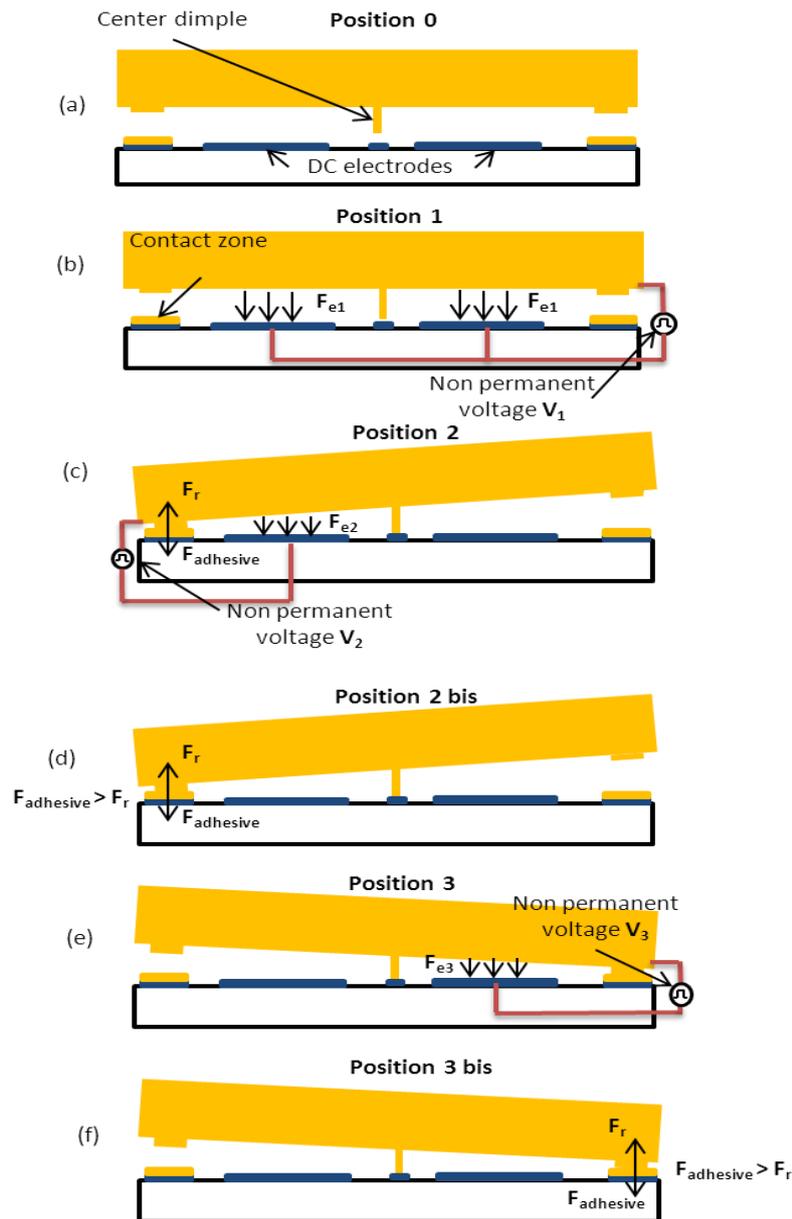


Figure 4-2-Coupe transversale des différentes étapes de fonctionnement du dispositif

La structure mécanique métallique du composant est initialement suspendue au-dessus de deux électrodes d'actionnement (Figure 4.2 position 0). A ce stade, son bossage central n'est pas en contact avec le substrat. Une fois ce bossage mis en contact, la structure peut pivoter autour de ce point. Il suffit pour cela d'appliquer une tension de polarisation sur l'une des deux électrodes pour que cette poutre soit attirée par l'un de ses deux côtés et se stabilise en position 2 ou 3 (Figure 4.2 position 2 ou 3). Grâce à l'effet des forces d'adhérence au niveau de la zone de contact métal-métal, le système va garder cette position une fois la tension de polarisation supprimée.

Ensuite, pour passer de la position 2 à la position 3 ou inversement, il suffit d'appliquer une tension de polarisation sur l'électrode du côté opposé permettant à ce contact de s'ouvrir et de relâcher la structure métallique. Dans les faits, l'application d'une simple impulsion de tension sur l'électrode d'actionnement opposée peut suffire pour faire basculer la structure dans son autre position d'équilibre.

4.2.3. Conception de la structure mécanique de la capacité Bistable

L'architecture du composant MEMS-RF bistable est basée sur une poutre suspendue de dimensions $150 \times 160 \mu\text{m}^2$ suspendue $1,4 \mu\text{m}$ au-dessus de ses deux électrodes d'actionnement ($35 \times 160 \mu\text{m}^2$) (Figure 4.3). Ce gap d'air est formé à partir de deux dépôts consécutifs de deux couches sacrificielles, permettant d'obtenir un bossage d'épaisseur $0,3 \mu\text{m}$ et un pivot central d'épaisseur $1,1 \mu\text{m}$. La géométrie spécifique des bras de suspension permet de réduire la sensibilité aux contraintes axiales et permet un mouvement de rotation autour du pivot central imposé par les forces électrostatiques des électrodes d'actionnement.

Une fois libérée, la structure présente une faible raideur verticale de 20 N/m , suffisante pour la garder suspendue. Quand une tension non permanente, qui peut prendre la forme d'une impulsion par exemple, est appliquée entre la membrane et les deux électrodes simultanément, celle-ci amène le pivot central (en Or) en contact sur une zone recouverte de chrome définie sur le substrat. Ce contact Or/Chrome présente une très faible adhérence et formera le point de pivot mécanique de la structure.

Une impulsion de tension d'amplitude 3 Volts et de durée $10 \mu\text{s}$, appliquée sur l'électrode adéquate (Figure. 4.2 position (c) ou (e)), peut suffire pour faire basculer la poutre sur l'un des deux côtés du pivot. Ceci provoque la mise en contact du bossage situé à l'extrémité de la poutre et la zone de contact définie sur le substrat, formant ainsi un contact Or sur Or présentant une adhérence intrinsèque suffisante pour maintenir la poutre dans cette position une fois que la force électrostatique générée par l'actionneur sera supprimée. La structure est par conséquent dans une position de stabilité. En effet, dans cette configuration, la force de rappel présentée par la poutre est estimée à $3,6 \mu\text{N}$ en

simulation, et reste en dessous du seuil nécessaire pour permettre d'ouvrir ce contact Or/Or.

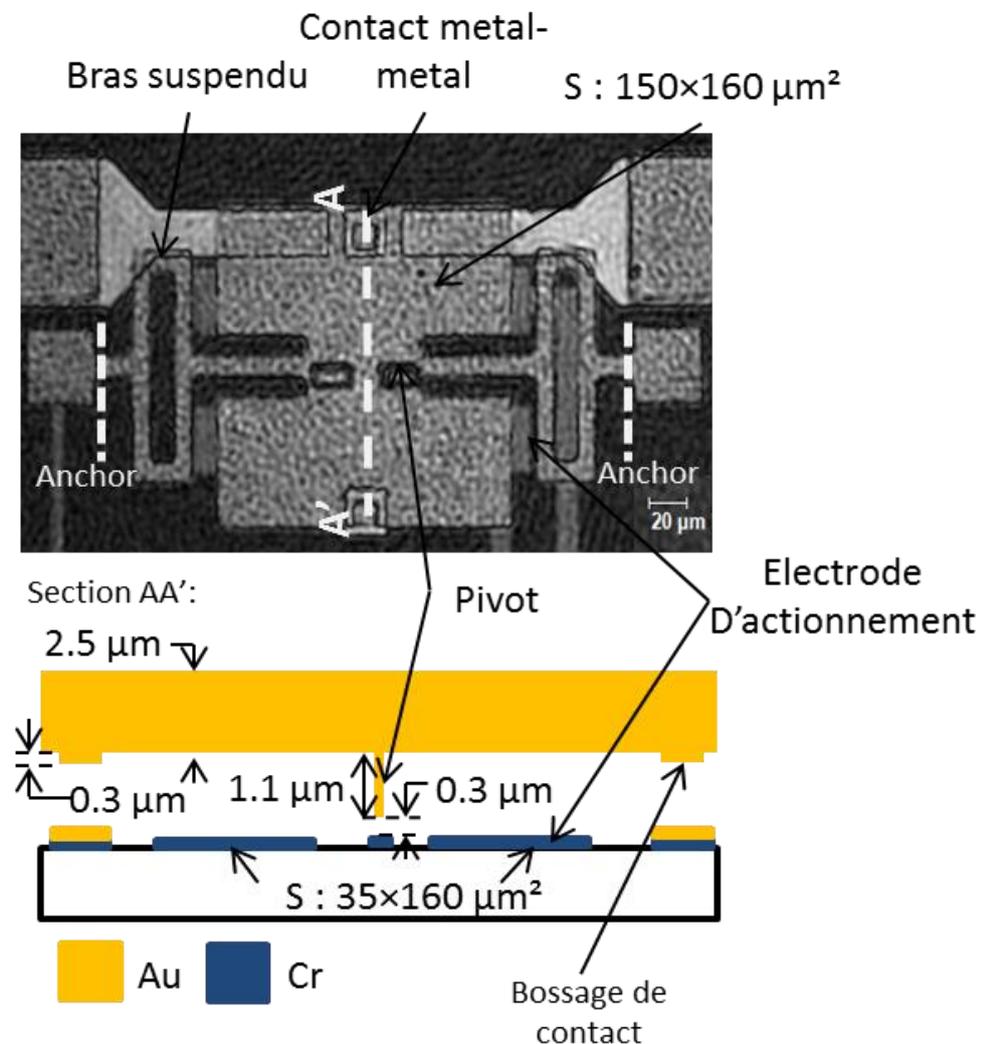


Figure 4-3-Microphotographie et coupe transversale du composant bistable

La Figure 4.4 montre l'évolution de la raideur et de la force de rappel résultante au niveau de la zone de contact pour les deux principales positions du composant en fonction de l'épaisseur de la poutre. On peut ainsi constater que les forces de rappel pour les positions 1, 2 ou 3 sont proches alors que ce n'est pas le cas pour les raideurs. La distance effective parcourue par la poutre pour chaque configuration compense en effet cette faible raideur de la structure autour de son point de pivot.

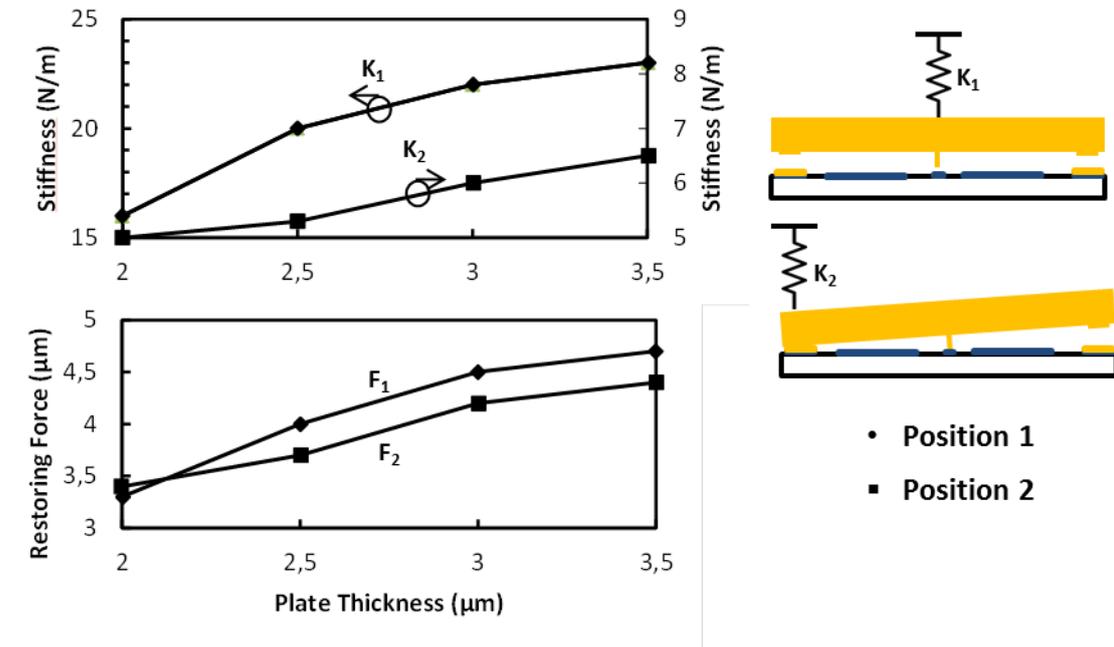


Figure 4-4-Influence de l'épaisseur de la plaque sur la force de rappel et la raideur

La raideur aux extrémités de la poutre est un autre point qu'il est important de prendre en considération dans un tel système. Cette raideur (qu'on va appeler K_3) doit être suffisante pour empêcher la poutre de se courber à son extrémité lorsqu'elle change de position. Pour cela, la structure est ancrée au milieu de sa longueur (au niveau du pivot) et une pression est appliquée aux extrémités comme le montre la figure 4.5. La raideur est déduite à partir de la déformation obtenue.

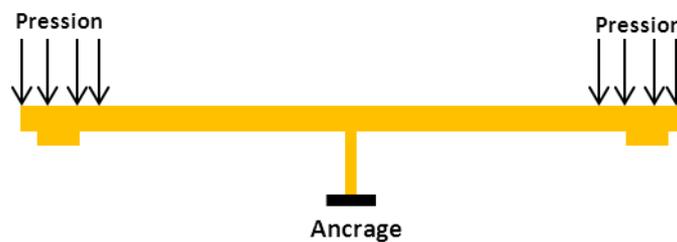


Figure 4-5 – Raideur aux extrémités de la plaque

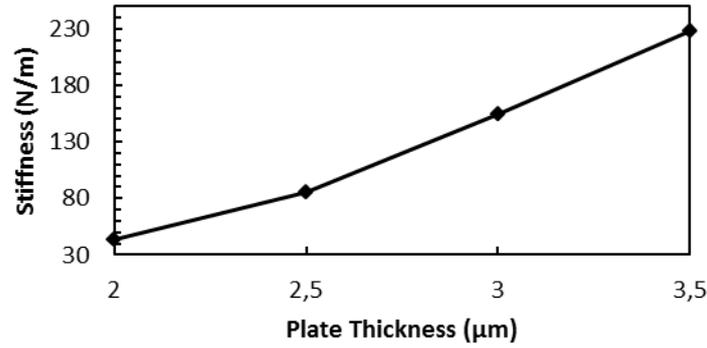


Figure 4-6-Influence de l'épaisseur de la plaque sur la raideur aux extrémités

La force d'adhérence au niveau des zones de contact peut être déterminée, en résolvant l'équation du moment d'inertie de la structure.

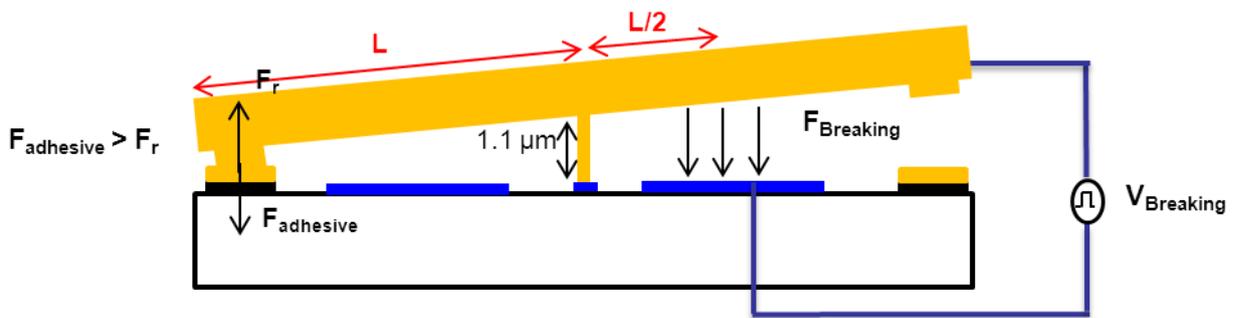


Figure 4-7 – Quantification de la force d'adhérence

$$L \times (F_{\text{Adhesive}} - F_r) = \frac{L}{2} \times F_{\text{Breaking}} \quad (23)$$

$$F_{\text{Adhesive}} = \frac{1}{2} \times F_{\text{Breaking}} + F_r \quad (24)$$

D'un point de vue expérimental, la tension minimale qu'il est nécessaire d'appliquer sur l'électrode opposée pour ouvrir le contact est de 4 Volts, ce qui résulte en une force électrostatique F_{Breaking} de 0,1 μN.

La valeur de la force de rappel peut être estimée grâce à des rétrosimulations réalisées à l'aide du logiciel ANSYS. Celle-ci est estimée à 3,6 μN et la force d'adhérence qui en découle est de l'ordre de 3,65 μN.

Dans la suite, pour garantir un fonctionnement optimal du composant, nous choisirons de l'actionner avec des impulsions de 20 Volts d'amplitude et de

durée 10 μs de façon à faire commuter sa poutre de la position 2 (Figure 4.2. d) vers position 3 (Figure 4.2. f) et établir un contact de maintien efficace.

L'implémentation du composant est faite sur une ligne coplanaire adaptée à 50 Ω afin de faciliter les mesures sous pointes des performances RF. Les simulations électromagnétiques de la structure effectuées sur le logiciel Agilent Momentum, ont permis d'optimiser la géométrie des zones de contact de façon à obtenir le contraste capacitif entre l'état haut et l'état bas du composant le plus important possible sur la plage de déplacement de la structure mécanique. Il en résulte une capacité à l'état passant autour de 13 fF et une capacité à l'état bloqué autour de 3 fF. Ces simulations ne prennent pas en considération les éventuelles capacités parasites supplémentaires qui vont impacter les valeurs finales des capacités totales obtenues dans les deux états du composant. Les capacités parasites seront extraites ultérieurement à partir des mesures.

4.2.4. Procédé de fabrication

La figure 4.8 retrace les différentes étapes de fabrication de la capacité commutée bistable. Le substrat choisi est de la silice fondue en raison de ses faibles pertes aux fréquences d'intérêt. Un procédé de fabrication a été développé spécifiquement pour ces composants et optimisé pour garantir une très faible courbure de la poutre liée au de gradient de contrainte présent dans sa structure.

Le procédé de fabrication commence par le dépôt d'un empilement de couches minces de Cr/Au/Cr ((Chrome/Or/Chrome) (60/1500/60 \AA)), dans le but de définir la zone de contact Or sur Or au niveau des bossages de maintien en position aux extrémités de la poutre (figure 4.8 (b)). Dans un deuxième temps, la zone de pivot central en Chrome est détournée (contact Chrome/Or faiblement adhérent) (figure 4.8 (c)). Ces étapes sont réalisées à partir de deux lithographies sur le même dépôt métallique.

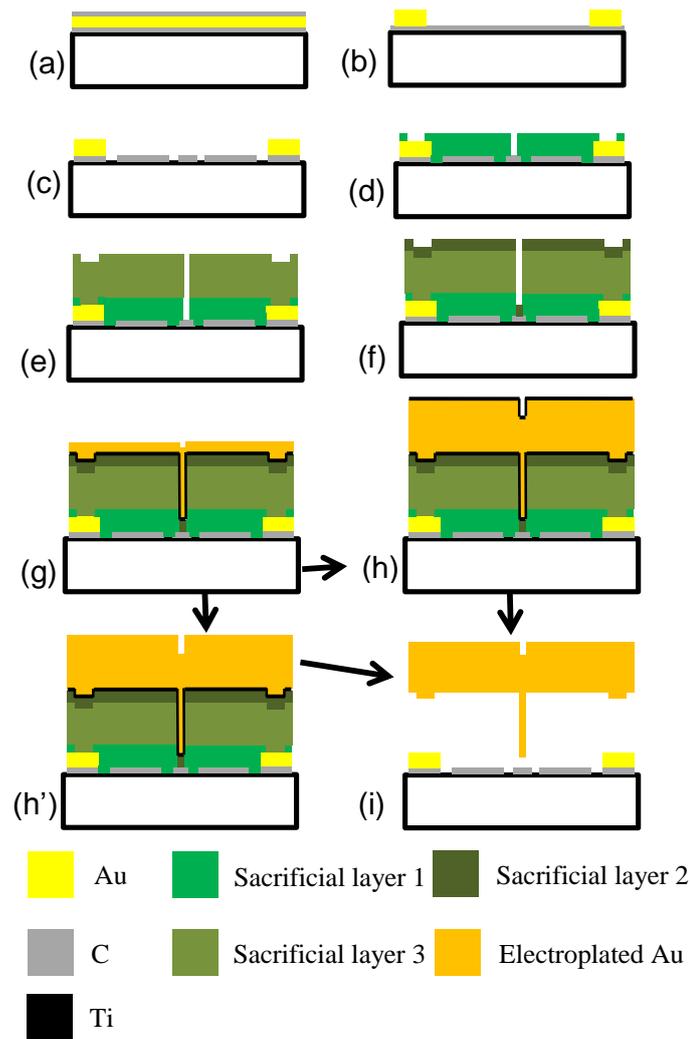


Figure 4-8-Procédé de fabrication du commutateur Bistable

Dans le même temps les électrodes des deux actionneurs électrostatiques sont réalisées dans la couche inférieure en Chrome (figure 4.8 (c)). En effet, la forte résistivité du chrome ($> 2k\Omega/sq$) va nous permettre de minimiser les fuites du signal RF dans le réseau de polarisation du composant.

Ensuite, les bossages de contacts extérieurs (d'épaisseur $0.3 \mu m$), et le pivot central (d'épaisseur $1.1 \mu m$) sont obtenus par le dépôt et la structuration successive de trois couches sacrificielles de Molybdène (figure 4.8 (d)-(f)). Une de ces couches permet également de garantir un gap d'air de $0.3 \mu m$ au niveau du bossage central au moment de la libération du composant avant que le pivot central de la structure ne soit mis en place.

Puis, une bicouche Titane/Or ($6/150nm$) est évaporée suivi par une étape d'électrolyse afin d'épaissir la structure de la poutre à l'épaisseur souhaitée (2.5

μm). Pour définir, avec une gravure, la poutre et les lignes RF dans la couche épaisse d'or obtenue, une couche de Titane de même épaisseur que la précédente est pulvérisée sur l'or électrolysé avant de commencer la photolithographie. Une attaque chimique est utilisée pour définir la géométrie souhaitée, cette couche de titane supérieure améliore l'adhérence de la résine de masquage et permet de limiter les effets de sur gravure.

Cependant, lors de nos premiers essais, nous nous sommes aperçu qu'une fois libérée la poutre en Or prise en sandwich par ces deux couches de Titane, présentait une courbure vers le bas de ses deux extrémités de façon très prononcée (environ $1\mu\text{m}$ de chaque extrémité) comme le montre la Figure 4.9. Le procédé de fabrication a été optimisé et notamment la suppression de cette couche de Titane au-dessus de la poutre une fois la gravure d'or achevée avant la libération de la structure mécanique a permis de rectifier le déséquilibre du stress et obtenir une poutre quasiment plate.

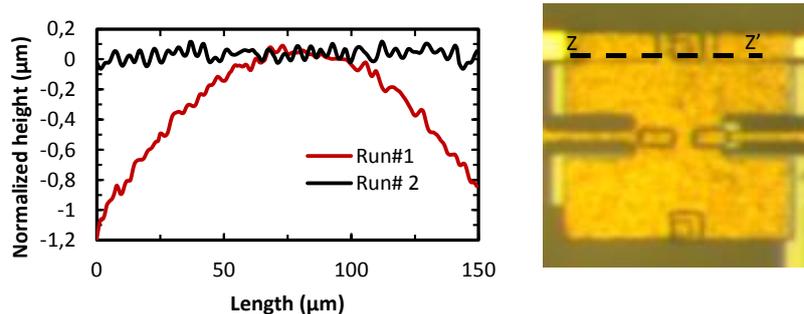


Figure 4-9-Profil de la plaque pour les deux procédés de fabrication dans le plan ZZ'

Le profil de la capacité commutée bistable a été mesuré lorsque le composant est actionné (état On ou Off) afin de s'assurer que la poutre conserve sa planéité lorsque qu'elle bascule entre ces deux positions d'équilibre.

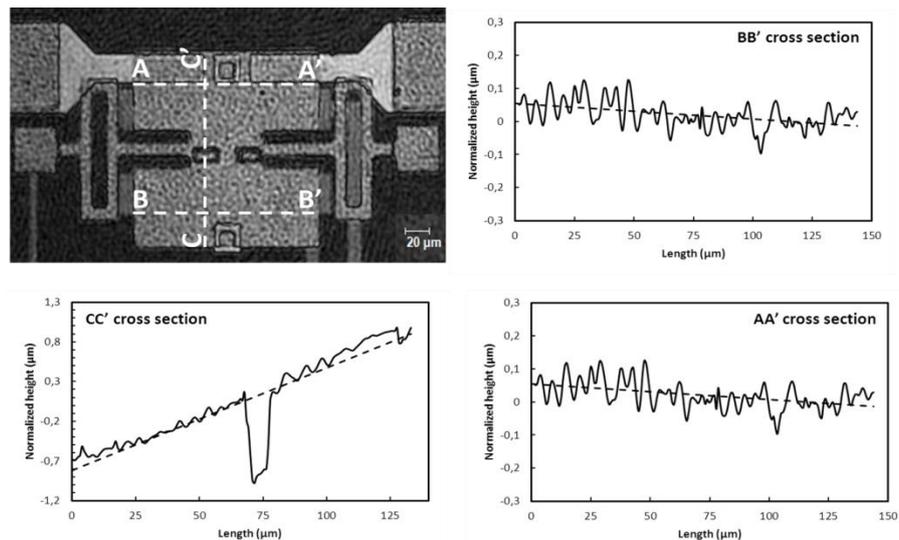


Figure 4-10 – Profil de la plaque lorsqu'elle est actionnée

D'après la figure 4.10, on constate que l'actionnement n'engendre aucune déformation sur la poutre montrant ainsi l'efficacité de la géométrie choisie et du procédé de fabrication. De plus, d'après l'image obtenue par imagerie interférométrique, les bras d'ancrage de la poutre au substrat ne subissent pratiquement pas de déformation lorsque le composant est actionné, ce qui valide le fonctionnement attendu de la structure et sa capacité à effectuer une rotation autour du point de pivot.

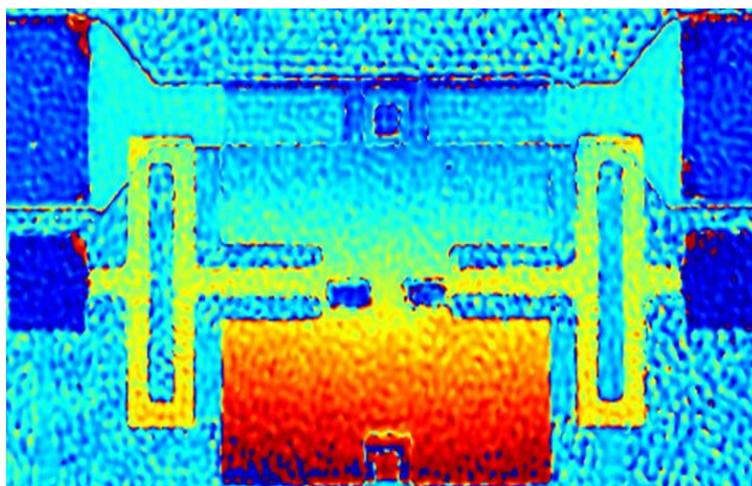


Figure 4-11 – Image profilométrique du composant bistable basculé dans sa position ON

4.2.5. Performances RF et tests de fiabilité

A. Performances RF

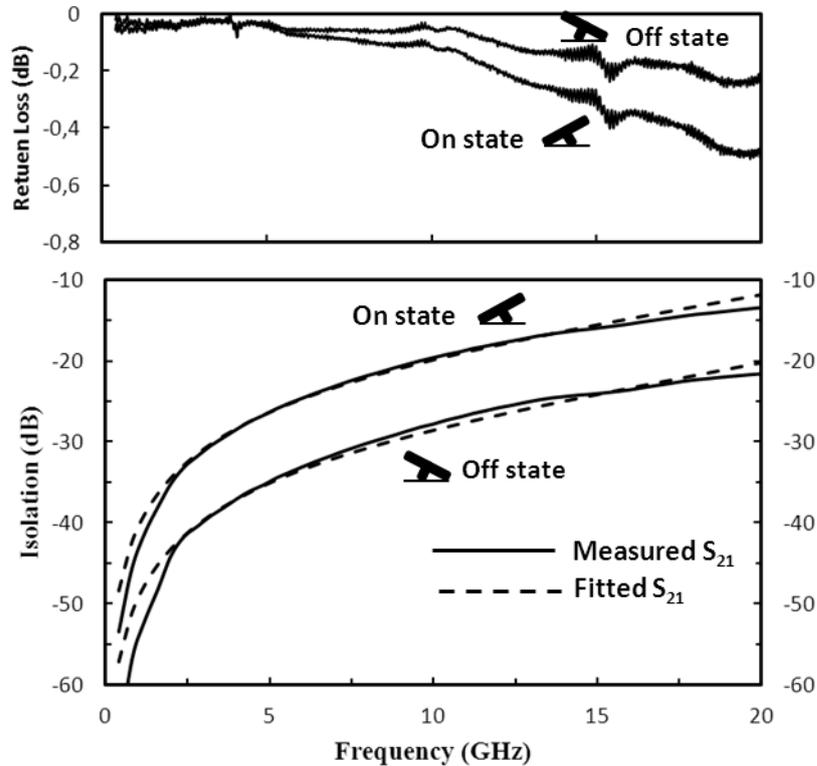


Figure 4-12-Paramètres S mesurés dans le plan des pointes RF d'un dispositif à l'état ON et OFF (correspondant aux figures 2 (d) et (f)),

Les dispositifs fabriqués dans notre laboratoire ont été caractérisés avec une station sous pointes RF dans des conditions de laboratoire à l'air libre et sans packaging des structures MEMS. Les capacités C_{on} et C_{off} extraites des mesures sont de l'ordre de 15 fF et 4,8 fF respectivement et présentent un rapport capacitif de 3. Les mesures ont montré des pertes d'insertion et coefficients de réflexion respectivement très faibles et très forts (très faible résistance série), ce qui reflète les excellentes performances du dispositif.

A partir de ces mesures et de rétro-simulations, une étude électromagnétique plus poussée a été faite permettant d'induire un modèle équivalent circuit du composant (figure 4.14). En effet, la capacité totale en série est composée de la capacité C_{MEMS} entre la poutre suspendue et la ligne RF située en-dessous, en parallèle avec deux capacités en séries C_1 et C_2 formées par la discontinuité de la ligne RF. C_{b1} et C_{b2} sont les capacités parasites en parallèles

se formant entre les électrodes d'actionnement et la poutre mobile. Les résistances R_g , R_{b1} et R_{b2} sont très grandes et n'ont aucun effet sur le réseau de polarisation. L'inductance L_s provient de la longueur des lignes RF.

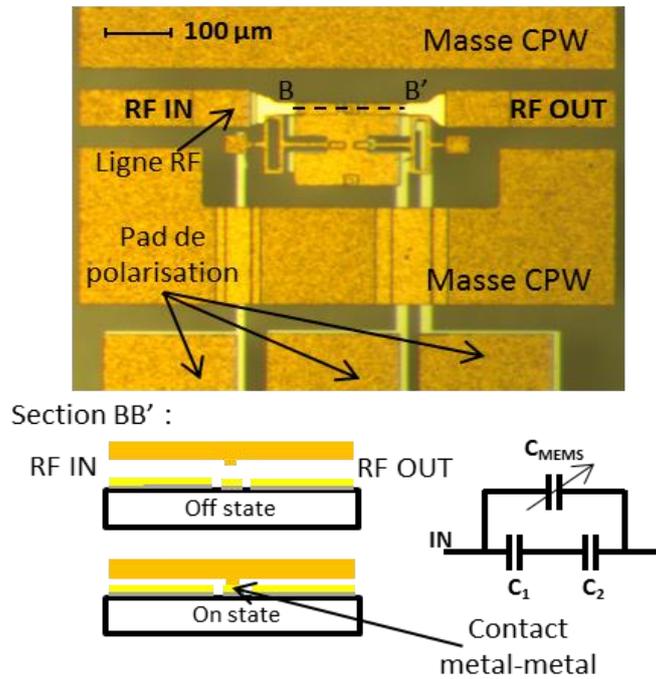


Figure 4-13 – Photographie et vue de coupe de commutateur bistable

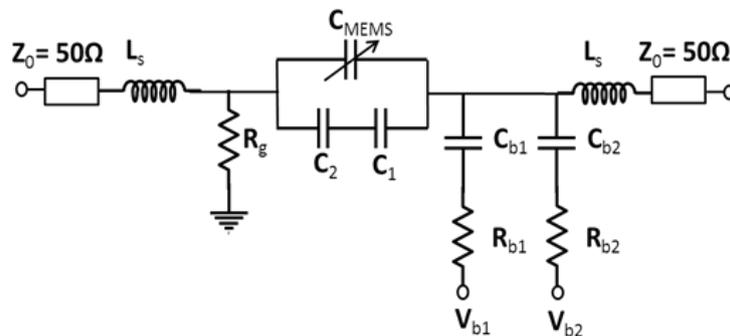


Figure 4-14-Circuit équivalent du commutateur bistable

Les différentes valeurs obtenues par simulation et mesure sont présentées dans le tableau 4.1.

Table 4.1-Valeurs des éléments localisé du schéma équivalent de MEMS-RF bistable

C_{Up}	15 fF
C_{Down}	4.8 fF

C_1/ C_2	5 fF
C_{b1}/ C_{b2}	10 fF
R_{b1}/ R_{b2}	5 k Ω
R_g	20 k Ω

B. Tests de fiabilité

Pour valider le concept et démontrer le bon fonctionnement des composants, nos dispositifs ont subi deux types de tests de fiabilité. Dans un premier temps, le MEMS-RF bistable a été commuté de sa position ON vers sa position OFF et a été laissé dans cette position pendant 5 minutes et vice versa. A chaque cycle les capacités C_{on} et C_{off} ont été mesurées avant et après avoir appliqué l'impulsion de commutation (Figure 7 a). Nous n'avons pas relevé de dérive remarquable (<0.06%) montrant la stabilité du dispositif et son bon fonctionnement bistable.

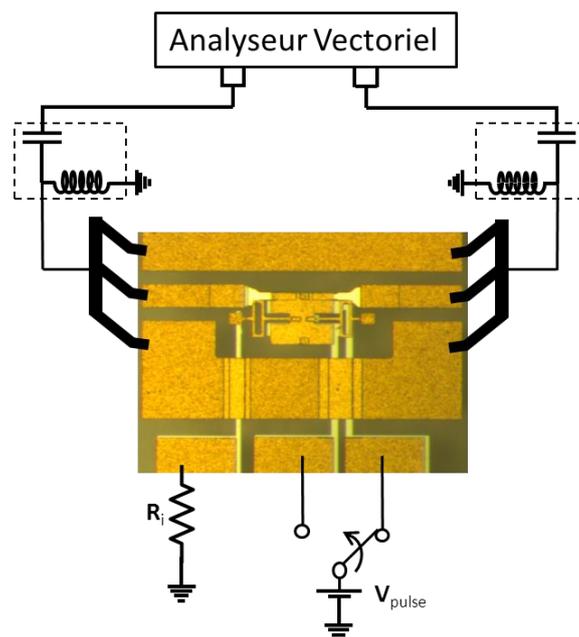


Figure 4-15 – Set up pour les mesures de fiabilité

A la fin de ce premier test, le dispositif a été laissé en position ON et mis de côté pendant 4 jours. La dérive mesurée au bout de 4 jours sur la capacité C_{on} était de moins de 1 fF.

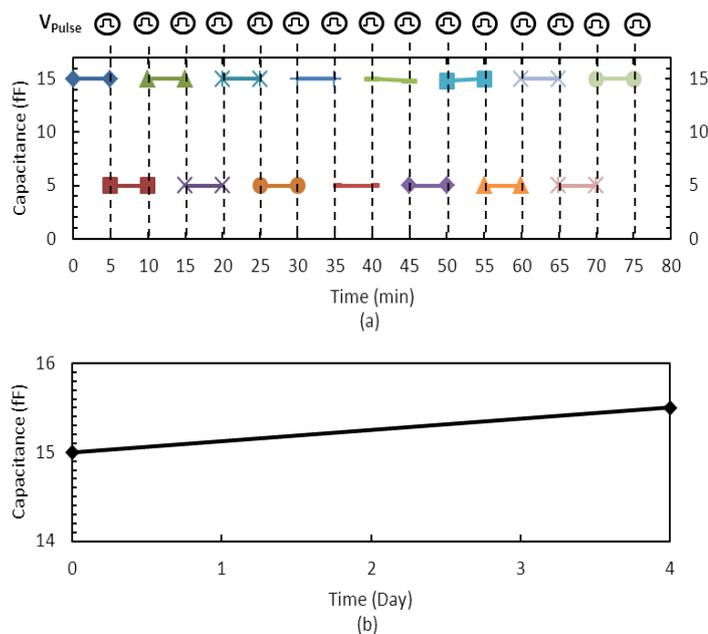


Figure 4-16-Test de stabilité périodique (a) et évolution de C_{on} sur 4 jours de maintien (b).

4.3. Conception de commutateurs ohmiques MEMS-RF à grand gap et à fluage mécanique réduit

Le développement de la technologie MEMS-RF a conduit à une révolution rapide vers des dispositifs plus pratiques et plus fiables. En plus, la compréhension plus avancée des principaux mécanismes de défaillance tels que le chargement diélectrique, le collage, la rupture de contact et le fluage mécanique (creep en anglais), a fait évoluer la conception des structures MEMS-RF au cours des dernières années.

Dans le cas des commutateurs MEMS-RF à contact métallique, les structures les plus avancées proposées dernièrement ont généralement un petit gap (inférieur à $1 \mu\text{m}$), et des poutres mobiles d'épaisseur importante de quelques micromètres. Pour certains composants, le matériau structural privilégié pour réaliser ces poutres est basé sur des structures monocristallines (ex : commutateur Omron) dans le but de réduire les effets néfastes des contraintes mécaniques lors d'un exercice prolongé du composant. Ce phénomène appelé fluage mécanique et qui a été évoqué dans le chapitre 1, a pour conséquence de conserver une certaine déformation de structure mobile après la fin de l'exercice. Pour les commutateurs MEMS-RF, cela peut provoquer le collage du contact

et/ou le changement de la capacité à l'état off et par voie de conséquence la dégradation de l'isolation du composant.

Comme mentionné précédemment, les structures à petit gap sont moins sensibles au phénomène de fluage mécanique, cependant, la limitation d'un tel système se situe au niveau de l'isolation du composant qui se trouve réduite, étant donné la petite distance séparant la poutre mobile et la ligne RF située en dessous. C'est une contrainte qui réduit les avantages des MEMS-RF dans leur course contre la technologie des semi-conducteurs. D'un autre côté, l'utilisation des structures monocristallines comme avec la technologie SOI (Silicon on insulator/ Silicium sur Isolant) va avoir un impact direct sur le coût final du composant et complexifier son intégration dans le procédé de fabrication standard des semi-conducteurs.

Il serait donc intéressant de concevoir un système présentant de grand gap et qui serait le moins sensible possible au phénomène de fluage.

4.3.1. Principe de fonctionnement de l'architecture proposée

Une vue transversale du dispositif proposé est représentée sur la Figure 4.17, décrivant son principe de fonctionnement. Le commutateur MEMS-RF est constitué d'une plaque métallique suspendue dont la géométrie est non symétrique vis-à-vis de la position du point de pivot. Cette plaque comprend en effet un pivot non centré, des bossages de contact pour la propagation du signal RF et des stoppeurs mécaniques au niveau de l'actionneur. Le pivot est décentré vers le côté droit de la structure dans le but d'obtenir un déplacement beaucoup plus important du côté gauche de la structure que du côté droit. La plaque métallique est initialement suspendue au-dessus de 2 électrodes d'actionnement (Figure 4.17 (a)). En appliquant une tension V_1 sur l'électrode située du côté droit de la structure suspendue, cette dernière est attirée du même côté et le gap du côté opposant devient bien plus important, ceci définit l'état Off du composant (Figure 4.17 (b)).

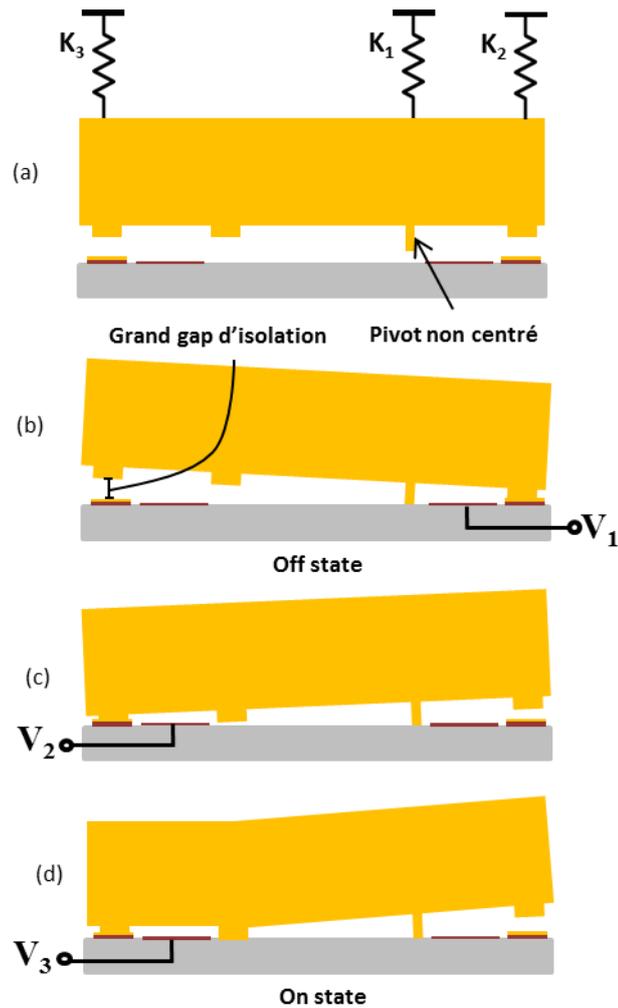


Figure 4-17-Coupe transversale des différentes étapes de fonctionnement du dispositif

En appliquant une tension V_2 sur la deuxième électrode (côté gauche), la plaque est mise en contact avec la ligne RF située en dessous et le composant présente un court-circuit (état ON) (Figure 4.17 (C)). Enfin, en augmentant V_2 la force de contact devient plus importante et les stoppeurs viennent en contact avec le substrat pour empêcher un court-circuit entre la poutre et l'électrode d'actionnement qui n'est volontairement pas recouverte d'un film isolant de façon à assurer la bonne fiabilité de l'actionneur par rapport aux tensions à appliquer (Figure 4.17 (d)).

4.3.2. Conception et analyse mécanique

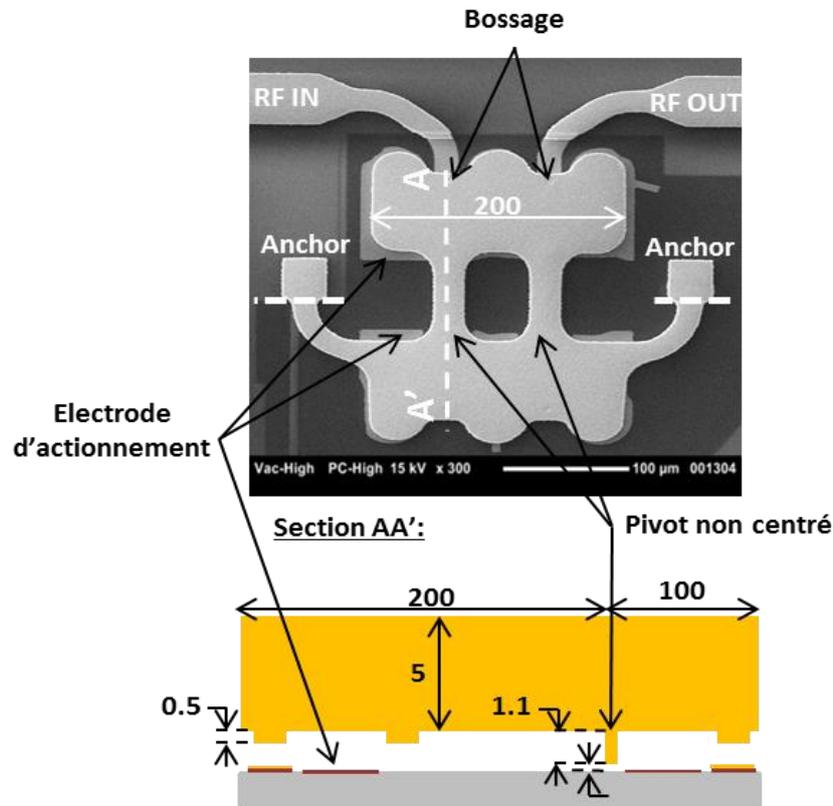


Figure 4-18- Microphotographie et coupe transversale du composant opérant sur un mode de fonctionnement à bascule, tous les dimensions sont en μm .

Le commutateur MEMS-RF à contact ohmique est composé d'une plaque métallique en Or d'épaisseur 5 μm et de dimension 200 μm sur 300 μm . Cette plaque est suspendue au-dessus de deux électrodes faisant chacune une 200 μm sur 100 μm de surface. La distance séparant la partie mobile de ces électrodes est de 1,3 μm , ce gap est obtenu sur deux étapes technologiques: une première étape qui permet d'avoir un gap d'air de 0,2 μm avant que le point de pivot soit amené au contact du substrat et une deuxième étape qui permet de former le pivot de 1.1 μm de hauteur. Le gap séparant les bossages se trouvant à l'extrémité de la plaque (côté gauche) et la ligne RF est de 0,6 μm , lorsque celle-ci n'est pas encore basculée d'un côté ou de l'autre de son point de pivot. La géométrie courbée donnée aux bras de maintien de la structure ont pour but de réduire la sensibilité au stress bi-axial et permettent d'avoir un mouvement de torsion le plus souple possible autour du pivot. La raideur en torsion est extrêmement faible et la force électrostatique domine le mouvement. Dans ce système, la plaque

métallique sollicite très peu les ancrages durant son fonctionnement, ce qui réduit fortement les effets du fluage. Cette propriété a été spécifiquement recherchée pendant la phase de conception de la structure comme le montre la figure 4.19.

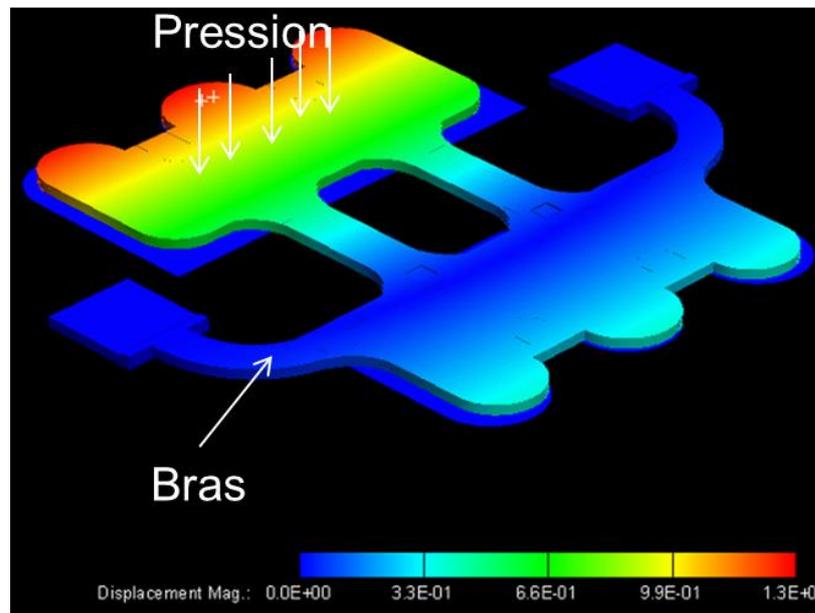


Figure 4-19- Déformation de la structure sous l'effet d'une pression appliquée sur son côté gauche

La raideur verticale initiale K_1 de la poutre est de 11 N/m suffisante pour éviter tout collage après la libération (figure 4.17 (a)). En appliquant une tension de 20 Volts entre la poutre et l'électrode (côté droit), la structure bascule du côté opposé et l'extrémité de la poutre se situe à 1.8 μm au-dessus de la ligne RF offrant une forte isolation du signal. En appliquant une tension de 15 Volts sur l'autre électrode (côté gauche), la force électrostatique résultante fait commuter la poutre dans son autre position d'équilibre et ramène ainsi les bossages (0,5 μm) en contact avec la ligne RF. Les raideurs verticales K_2 (côté droit) et K_3 (côté gauche) sont de 25 N/m et de 3 N/m respectivement (figure 4.17(b) et (c)).

Le tableau suivant résume les grandeurs les plus importantes du composant simulé avec le logiciel Ansys.

Table 4.2- Paramètres simulés du commutateur MEMS-RF

K_1	11 N/m
K_2	25 N/m
K_3	3 N/m

Force de contact @ 15 Volts	240 μ N
Gap d'isolation	1.8 μ m

Afin de d'optimiser le comportement électromagnétique et d'extraire la capacité à l'état haut, le composant a été implanté sur un guide d'onde coplanaire et simulé dans le logiciel de simulation électromagnétique Agilent Momentum. Les simulations montre qu'une capacité totale à l'état haut voisine de de 5 fF peut être obtenue pour un gap de 1,8 μ m, ce qui se traduit qu'une isolation autour de 40 dB à 2 GHz.

4.3.3. Procédé de fabrication

La figure 4.20 retrace les différentes étapes de fabrication du commutateur MEMS-RF à point de pivot. Le substrat est du Silicium haute résistivité ($\epsilon_r = 11,7$) en raison de ses faibles pertes.

Le procédé de fabrication commence par la définition des électrodes d'actionnement et les zones de contact en Chrome/Or (100/1000 \AA) par la technique de lithographie du lift-off (Figure 4-20 (a)). Une couche de Molybdène de 1,3 μ m est ensuite déposée (Figure 4-21 (b)). La technique de gravure sèche RIE (Reactive Ion Etching) permet d'obtenir, dans un premier temps, le pivot (1,3 μ m) (Figure 4-22 (c)), puis dans un deuxième temps les bossages de contact (0,5 μ m) (Figure 4-23 (d)).

Ensuite, une bicouche Ti/Au (Titane/Or) est évaporée suivie par une étape d'électrolyse pleine plaque afin de faire croître l'Or à l'épaisseur souhaitée. Une couche de Ti est évaporée avant la lithographie qui va permettre de définir la poutre et les lignes RF. Ainsi avant la libération, la poutre en Or est prise en sandwich par les deux couches de Titane de même épaisseur (Figure 4-24 (e)). Finalement, le dispositif est libéré en utilisant une technique de gravure humide de la couche sacrificielle de Molybdène, puis séché dans un sécheur à point critique CO_2 (Figure 4-25 (g)).

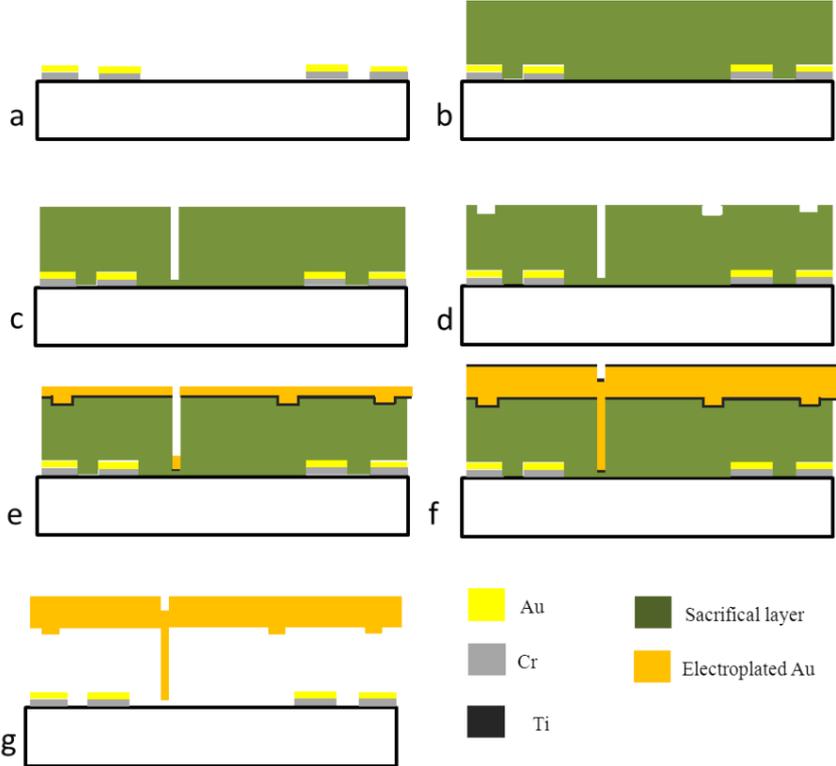


Figure 4-26-Procédé de fabrication du commutateur MEMS-RF à point de pivot

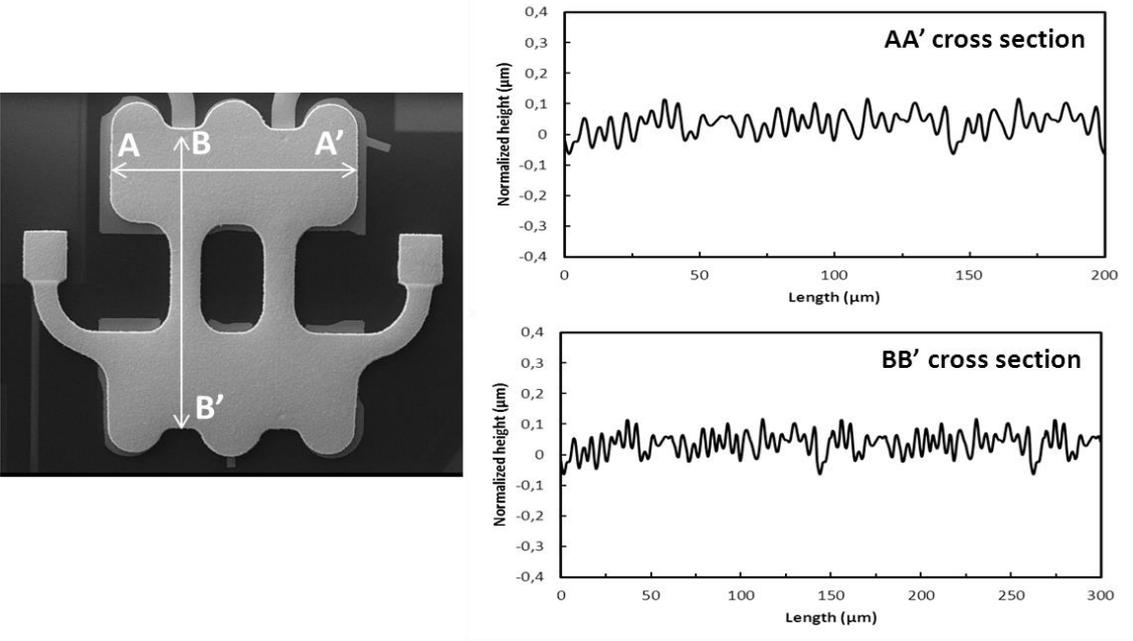


Figure 4-27 – Profil du MEMS-RF à point de pivot

4.3.4. Performances RF et tests de fiabilité

A. Performances RF

Tous les tests ont été effectués dans une station sous pointe dans un environnement de laboratoire à l'air libre et sans contrôle de pression ou d'humidité. Les mesures RF ont été effectuées à l'aide d'un VNA (Analyseur de réseau Vectoriel) Rhode & Schwartz ZVA avec une calibration SOLT. La figure 4.28 présente les mesures et les simulations des paramètres S à l'état On et à l'état Off. Comme prévu, le composant présente une forte isolation de 42 dB à 2 GHz à l'état Off et la capacité C_{off} résultante est voisine de 6 fF. Les pertes d'insertion à l'état On sont de 0.2 dB. La résistance de contact extraite est donc inférieure à 2Ω (contact Or-Or), car ces pertes d'insertion incluent également les pertes engendrées par le guide d'onde CPW. Ainsi, la figure de mérite du composant est $R_{on} \cdot C_{off} \sim 12$ fsec.

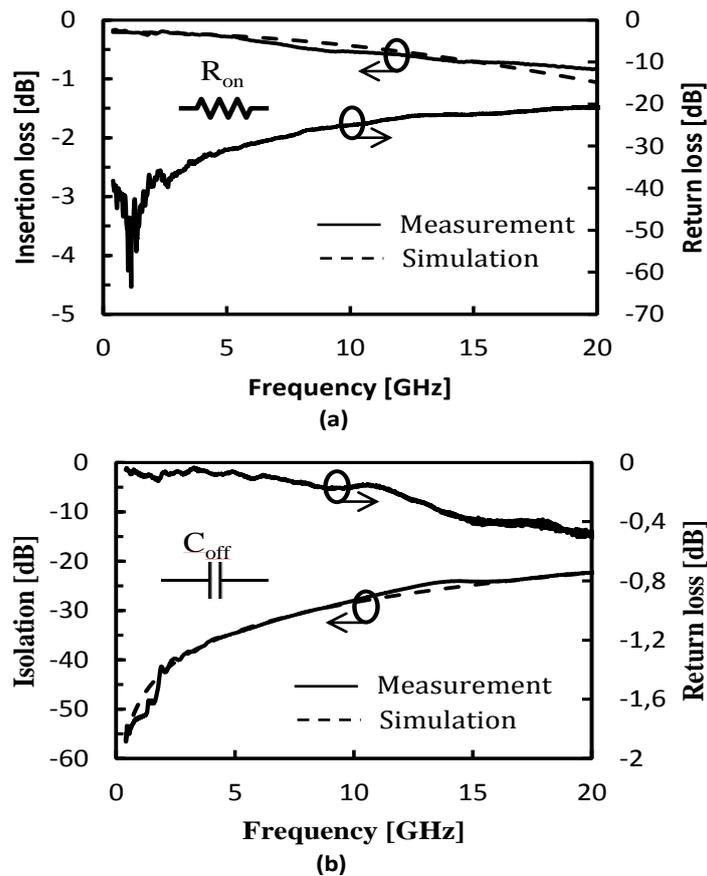


Figure 4.4-28- Paramètres-S à l'état On (a) et à l'état Off (b) du MEMS-RF à point de pivot

La figure 4.29 présente le modèle circuit équivalent établi pour ce composant. La capacité totale en série C_{up} est composée de la capacité parasite

Table 4.3- Valeurs des éléments localisés du schéma équivalent de la Figure 4.30

C_{Up}	6 fF
C_1/ C_2	5 fF
C_{b1}/ C_{b2}	10 fF
R_{b1}/ R_{b2}	5 k Ω
R_g	20 k Ω

B. Evaluation du fluage

Afin de valider le concept, le composant a subi deux types de tests :

-Avant tout, nous avons mesuré la capacité C_{off} du composant qui sera dénommée C_{up0} .

-Le premier type de test consiste à garder le MEMS-RF à l'état bas pendant 15 min en deux fois, et à la fin de chaque cycle, on mesure les deux valeurs de C_{off} : C_{up1} et C_{up2} . Ensuite, on maintient le même composant à l'état bas pendant deux heures et demi à la suite desquelles la capacité C_{off} (C_{up3}) est à nouveau mesurée. Comme le montre la figure 4.31, les quatre courbes sont confondues indiquant la forte stabilité la position de la poutre dans sa position contact ouvert et de la capacité C_{off} qui en résulte. Ce qui témoigne de l'absence ou la très faible influence du fluage dans la structure mécanique du composant durant son actionnement.

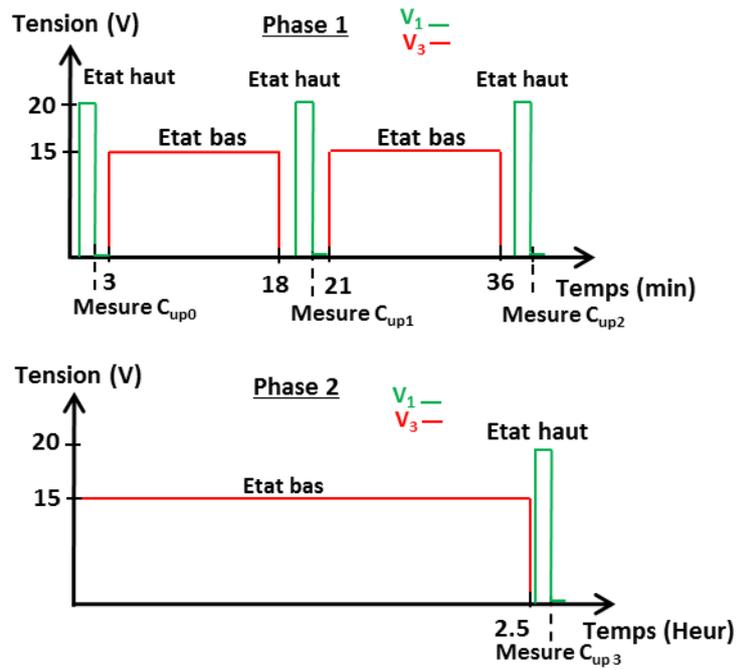


Figure 4-31- Test de maintien à l'état bas : Etape 1 : maintien à l'état bas pendant 2 x 15 min; étape 2 : maintien à l'état bas pendant 2,5 heures

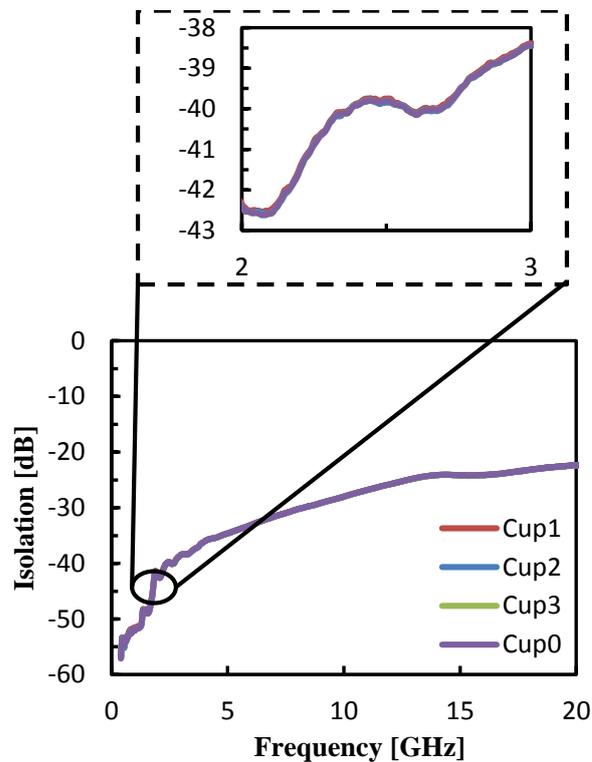


Figure 4-32- Evolution de la capacité Coff du composant au cours du test

4.4. Conclusion

Ce chapitre présente un nouveau concept de composants MEMS-RF basé sur des architectures mécaniques utilisant un point de pivot. Ce concept a été appliqué sur deux types de composants MEMS-RF : capacités commutées et commutateurs ohmiques pouvant adresser des applications différentes.

Dans un premier lieu, un nouveau concept de capacités commutées MEMS-RF bistables a été proposé. Le grand intérêt d'un tel système est de garder le dispositif dans une position particulière donnée même après avoir enlevé la polarisation, grâce à des forces mécaniques d'adhérence. Cette caractéristique qui le rend intéressant dans le cadre d'applications dans lesquelles une coupure accidentelle d'alimentation électrique pourraient être très pénalisante. Pour ceci, le dispositif a été spécifiquement optimisé de façon à présenter des forces de rappel très faibles dans chaque position.

Le concept a été démontré avec une très bonne stabilité des capacités présentées dans chacun des états que ce soit en mode cyclage comme en mode veille (sans polarisation) pendant plusieurs jours. A ce jour, ce composant présente un ratio capacitif de 3 uniquement lié à sa géométrie mécanique : les capacités résultantes sont des capacités à gap d'air. Le concept de cette technologie de composant MEMS bistable a démontré une bonne stabilité de la capacité C_{on} pour un cyclage rapide de 5 minutes de période et un test sur 4 jours.

Dans un deuxième lieu, un commutateur ohmique a été présenté basé sur le même système. En effet, la structure proposée a permis d'avoir une très bonne isolation de 42dB @2 GHz grâce au gap de 1.8 μ m qu'elle peut atteindre. De plus, l'utilisation d'un pivot non centré et d'une forme particulière d'ancrage a permis de réduire considérablement la sensibilité au fluage mécanique. Le concept a été validé par deux tests de maintien à l'état bas. Un premier test consiste à maintenir le composant à l'état bas sur deux cycles de 15 min, et un deuxième test qui consiste à maintenir le composant à l'état bas pour une durée de 2,5 heures. Les mesures des paramètres S n'ont montré aucun décalage notable de la capacité à l'état haut.

Une comparaison entre les résultats de ces travaux notamment du commutateur ohmiques MEMS-RF à grand gap et du commutateur à nano gap présenté dans le deuxième chapitre et ceux présentés par d'autres commutateurs en technologie semi-conducteur ou MEMS actuellement commercialisés sont présentés dans le Tableau 2.2. Il est important de remarquer que les performances obtenues avec les 2 commutateurs MEMS RF sont tout à fait comparables aux autres technologies présentées et prouvent la validité de cette étude.

Table 4.4 Comparaison de ces travaux avec d'autres technologies

Technologie	Denomination	Ron (Ω .mm ou Ω)	Coff (fF/mm ou fF)	Ron*Coff (fs)
Diode PIN (Si)	MACOM MA4FCP200 [73]	2.8	20	56
pHEMT (AsGa)	[74]	1.4	160	224
CMOS SOI	[75]	2.7	92	250
CMOS SOS	[73]	1.1	240	264
HEMT (GaN)	TGS2353 [76]	2.4	170	410
MEMS RF	Radant MEMS RMSW220HP [77]	3.7	19	70
MEMS RF	Omron 2SMES-01 [78]	1.5	8	12
Ces travaux	Switch à grand gap	1	6	6
Ces travaux	Switch à mano gap	1	22	22

Conclusion Générale

Le travail de recherche présenté dans ce manuscrit a été dédié à la conception et réalisation de composants MEMS RF à nanogaps pour les systèmes de communications sans fil reconfigurables.

Dans la première partie, nous avons dressé un bref historique des composants MEMS-RF et vu les domaines d'application très variées dans lesquels ils interviennent. Dans le domaine des télécommunications hyperfréquences notamment, les composants MEMS RF disposent de nombreux avantages par rapport à leurs concurrents semi-conducteurs en termes de pertes, de linéarité et de consommation en puissance. Ces qualités les rendent très attractifs pour des applications spatiales et militaires, aussi pour le marché grand public. Cependant, ces dispositifs souffrent toutefois d'un certain nombre de problèmes liés aux tensions d'actionnement qui restent élevées et doivent être appliquées d'une façon permanente, aux mécanismes de défaillance notamment le fluage et à l'intégration, dans le cas des réseaux de commutation. C'est sur ces aspects que nous avons tenté d'amener des solutions.

Dans la deuxième partie nous avons présenté un nouveau concept de micro-commutateur MEMS-RF ohmique utilisant un actionneur électrostatique muni de gaps nanométriques. Le dépôt d'une couche diélectrique permet d'atteindre une force de contact relativement importante lorsque le composant est à l'état bas. La tension d'actionnement peut être réduite considérablement en diminuant le gap tout en garantissant de bonne force de contact.

Le concept a été validé par les mesures des pertes d'insertion à l'état bas très faibles et inférieures à 0,2 dB à 2 GHz. La résistance effective du contact est ainsi inférieure à 2Ω résultant en un facteur de mérite de 44 fsec.

Par ailleurs, le fait de diminuer le gap permet de réduire la tension d'actionnement et d'envisager une raideur de la poutre plus importante.

En s'appuyant sur des tests de fiabilité, nous avons montré qu'en limitant tensions de commande à un faible niveau, le problème de chargement de diélectrique est minimisé.

Dans la troisième partie nous avons présenté des réseaux de commutation circulaire et symétrique SP7T et SP11T très compacts, basés sur des micro

commutateurs MEMS à contact ohmique. Les deux circuits fabriqués ont montré d'excellentes performances tant en pertes d'insertion qu'en isolation pour un fonctionnement allant jusqu'à 10 GHz. Leur fiabilité en commutation à froid dépasse les 10^8 cycles pour des puissances entre 0,1 et 1 W. Ces performances du SP7T et du SP11T proposés permettent leurs utilisations pour des réseaux de commutation très compacts pour les réseaux 3G et 4G par exemple ce qui permet de rivaliser avec la technologie CMOS. Enfin, le design peut être adapté à un nombre de ports plus élevé en modifiant certains paramètres dimensionnels tels que le rayon et des angles dans le commutateur circulaire symétrique.

Enfin dans la quatrième partie, nous avons proposé un nouveau concept de composants MEMS-RF basé sur des architectures mécaniques utilisant un point de pivot. Ce concept a été appliqué sur deux types de composants MEMS-RF : capacités commutées et commutateurs ohmiques.

Ainsi un nouveau concept de capacités commutées MEMS-RF bistables a été proposé. Le grand intérêt d'un tel système est de conserver le dispositif dans une position particulière même après avoir enlevé la tension de polarisation, grâce à des forces mécaniques d'adhérence. Ce qui le rend intéressant en particulier dans le cadre d'applications dans lesquelles une coupure accidentelle d'alimentation électrique pourrait être très pénalisante. Pour ceci, le dispositif a été spécifiquement optimisé de façon à présenter des forces de rappel très faibles dans chaque position.

Le concept a été démontré, avec une très bonne stabilité des capacités présentées dans chacun des états que ce soit en mode cyclage ou en mode veille (sans polarisation) pendant plusieurs jours. A ce jour, ce composant présente un ratio capacitif de 3 uniquement lié à sa géométrie mécanique : les capacités résultantes sont des capacités à gap d'air.

Le concept de cette technologie de composant MEMS bistable a démontré une bonne stabilité de la capacité C_{on} pour un cyclage rapide de 5 minutes de période et un test sur 4 jours.

Dans un deuxième lieu, un commutateur ohmique a été présenté basé sur le même système. En effet, la structure proposée a permis d'avoir une très bonne isolation de 42 dB @2 GHz grâce au gap de 1.8 μ m qu'elle peut atteindre. De plus, l'utilisation d'un pivot non centré et d'une forme particulière d'ancrage a permis de réduire considérablement la sensibilité au fluage mécanique.

Le concept a été validé par deux tests de maintien à l'état bas. Un premier test consiste à maintenir le composant à l'état bas sur deux cycles de 15 min, et un deuxième test qui consiste à maintenir le composant à l'état bas pour une durée de 2,5 heures. Les mesures des paramètres S n'ont montré aucun décalage notable de la capacité à l'état haut.

Bibliographies

- [1] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*. New Jersey, J. Wiley & Sons. 2003.
- [2] R. P. Feynman, « There's plenty of room at the bottom », *Eng. Sci.*, vol. 23, p. 22-36, f évr. 1960.
- [3] S. P. Natarajan, S. J. Cunningham, A. S. Morris, et D. R. Dereus, « CMOS integrated digital RF MEMS capacitors », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2011 IEEE 11th Topical Meeting on*, 2011, p. 173 -176.
- [4] I. C. Reines et G. M. Rebeiz, « A robust high power-handling (10 W) RF MEMS switched capacitor », in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2011, p. 764-767.
- [5] S. Leidich, S. Kurth, et T. Gessner, « Continuously tunable RF-MEMS varactor for high power applications », in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, p. 1267-1270.
- [6] R. Holm, *Electrical Contacts: Theory and Application*, 4th ed. New York, 1967.
- [7] Qing Ma, Quan Tran, Tsung-Kuan A. Chou, John Heck, Hanan Bar, Rishi Kant, et and Valluri Rao, « Metal contact reliability of RF MEMS switches », *Proc Int Soc Opt. Eng.*, vol. 6463, p. 646305, 2007.
- [8] A. Broue, J. Dhennin, C. Seguineau, X. Lafontan, C. Dieppedale, J.-M. Desmarres, P. Pons, et R. Plana, « Methodology to analyze failure mechanisms of ohmic contacts on MEMS switches », in *Reliability Physics Symposium, 2009 IEEE International*, 2009, p. 869-873.
- [9] L. Chen, Z. J. Guo, N. Joshi, H. Eid, G. G. Adams, et N. E. McGruer, « An improved SPM-based contact tester for the study of microcontacts », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 22, n° 4, p. 045017, avr. 2012.
- [10] J. . Reid, « Simulation and measurement of dielectric charging in capacitive microwave switches », *Model. Simul. Microsystems 2002*, vol. 1, p. 250- 253, avr. 2002.
- [11] J. Wibbeler, G. Pfeifer, et M. Hietschold, « Parasitic charging of dielectric surfaces in capacitive microelectromechanical systems (MEMS) », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 71, n° 1-2, p. 74-80, nov. 1998.
- [12] W. M. van Spengen, R. Puers, R. Mertens, et I. De Wolf, « Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS », in *Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. International*, 2002, p. 901-904.
- [13] D. Mardivirin, D. Bouyge, A. Crunteanu, A. Pothie, et P. Blondy, « Study of Residual charging in dielectric less capacitive MEMS switches », in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, p. 33-36.
- [14] J. . Ruffner, P. . Clem, B. . Tuttle, D. Dimos, et D. . Gonzales, « Effect of substrate composition on the piezoelectric response of reactively sputtered AlN thin films », *Thin Solid Films*, vol. 354, n° 1-2, p. 256-261, oct. 1999.
- [15] M. Maury, « Conception, réalisation et test de déphaseurs micro-ondes intégrant une technologie MEMS », Université de Limoges, 2009.

- [16] B. Lacroix, « Conception de capacités commutées MEMS RF miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseurs », Université de Limoges, 2008.
- [17] C. Tsou, C. Hsu, W. Fang, T. S. Lai, et H. C. Li, « Characterization of the bending creep behavior for electroplating nickel microbeam », in *2005 6th International Conference on Electronic Packaging Technology*, 2005, p. 195-202.
- [18] H. Hsu et D. Peroulis, « An experimental investigation on viscoelastic behavior in tunable planar RF-MEMS resonators », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, p. 1-1.
- [19] X. Rottenberg, K. Vaesen, S. Brebels, B. Nauwelaers, R. P. Mertens, W. De Raedt, et H. A. C. Tilmans, « MEMS capacitive series switches: optimal test vehicles for the RF self-biasing phenomenon », in *18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2005. MEMS 2005*, 2005, p. 147-150.
- [20] C. Palego, J. Deng, Z. Peng, S. Halder, J. Hwang, D. I. Forehand, D. Scarbrough, C. L. Goldsmith, I. Johnston, S. K. Sampath, et A. Datta, « Robustness of RF MEMS Capacitive Switches With Molybdenum Membranes », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, n° 12, p. 3262-3269, 2009.
- [21] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, et S. Horiike, « Micromachined relay which utilizes single crystal silicon electrostatic actuator », in *Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 1999. MEMS '99*, 1999, p. 21-24.
- [22] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, et L. P. B. Katehi, « Alleviating the Adverse Effects of Residual Stress in RF MEMS Switches », in *Microwave Conference, 2001. 31st European*, 2001, p. 1-4.
- [23] K. Persson et K. Boustedt, « Fundamental requirements on MEMS packaging and reliability », in *2002 8th International Symposium on Advanced Packaging Materials, 2002. Proceedings*, 2002, p. 1-7.
- [24] P. Blondy, A. Crunteanu, A. Pothier, P. Tristant, A. Catherinot, et C. Champeaux, « Effects of atmosphere on the reliability of RF-MEMS capacitive switches », in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007. European*, 2007, p. 548-550.
- [25] « http://www.radantmems.com/radantmems.data/Librar/MTT_2003summary_22403.pdf ».
- [26] « http://www.memtronics.com/page.aspx?page_id=36 » .
- [27] Y. Uno, K. Narise, T. Masuda, K. Inoue, Y. Adachi, K. Hosoya, T. Seki, et F. Sato, « Development of SPDT-structured RF MEMS switch », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*, 2009, p. 541-544.
- [28] H. S. Newman, J. L. Ebel, D. Judy, et J. Maciel, « Lifetime Measurements on a High-Reliability RF-MEMS Contact Switch », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 18, n° 2, p. 100-102, 2008.
- [29] S. Majumder, J. Lampen, R. Morrison, et J. Maciel, « A packaged, high-lifetime ohmic MEMS RF switch », in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, 2003, vol. 3, p. 1935-1938 vol.3.
- [30] M. Fujii, I. Kimura, T. Satoh, et K. Imanaka, « RF MEMS Switch with Wafer Level Package Utilizing Frit Glass Bonding », in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, 2002, p. 1-3.

- [31] O. Wunnicke, H. Kwinten, L. Van Leuken-Peters, M. in 't Zandt, K. Reimann, V. Aravindh, H. M. R. Suy, M. J. Goossens, R. A. M. Wolters, W. F. A. Besling, J. T. M. Van Beek, et P. G. Steeneken, « Small, low-ohmic RF MEMS switches with thin-film package », in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2011, p. 793-796.
- [32] D. A. Goins, R. D. Nelson, et J. S. McKillop, « Design of a 20 GHz Low Loss Ohmic Contact RF MEMS Switch », in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, p. 371-374.
- [33] L. Guan, J. K. O. Sin, H. Liu, et Z. Xiong, « A fully integrated SOI RF MEMS technology for system-on-a-chip applications », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 53, n° 1, p. 167-172, 2006.
- [34] N. Nishijima, J.-J. Hung, et G. M. Rebeiz, « A low-voltage high contact force RF-MEMS switch », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 2, p. 577-580 Vol.2.
- [35] N. Nishijima, J.-J. Hung, et G. M. Rebeiz, « Parallel-contact metal-contact RF-MEMS switches for high power applications », in *Micro Electro Mechanical Systems, 2004. 17th IEEE International Conference on. (MEMS)*, 2004, p. 781-784.
- [36] R. E. Mihailovich, M. Kim, J. B. Hacker, E. A. Sovero, J. Studer, J. A. Higgins, et J. F. DeNatale, « MEM relay for reconfigurable RF circuits », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 11, n° 2, p. 53-55, 2001.
- [37] A. P. De Silva, C. Vaughan, D. Frear, L. Liu, S.-M. Kuo, J. Foerstner, J. Drye, J. Abrokwhah, H. Hughes, C. Amrine, C. Butler, S. Markgraf, H. Denton, et S. Springer, « Motorola MEMS switch technology for high frequency applications », in *Microelectromechanical Systems Conference, 2001*, 2001, p. 22-24.
- [38] K. Suzuki, S. Chen, T. Marumoto, Y. Ara, et R. Iwata, « A micromachined RF microswitch applicable to phased-array antennas », in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 4, p. 1923-1926 vol.4.
- [39] E. Thielicke et E. Obermeier, « A fast switching surface micromachined electrostatic relay », in *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003*, 2003, vol. 1, p. 899-902 vol.1.
- [40] R. Robin, O. Millet, K. Segueni, et L. Buchaillet, « Low Actuation Voltage SPDT RF MEMS K Band Switch using a Single Gold Membrane », in *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009*, 2009, p. 872-875.
- [41] H.-C. Lee, J.-Y. Park, et J.-U. Bu, « Piezoelectrically actuated RF MEMS DC contact switches with low voltage operation », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 15, n° 4, p. 202-204, 2005.
- [42] J. Oberhammer et G. Stemme, « Low-voltage high-isolation DC-to-RF MEMS switch based on an S-shaped film actuator », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, n° 1, p. 149-155, 2004.
- [43] A. Fruehling, R. Pimpinella, R. Nordin, et D. Peroulis, « A single-crystal silicon DC-40 GHz RF MEMS switch », in *Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, p. 1633-1636.
- [44] H. Sedaghat-Pisheh et G. M. Rebeiz, « Variable spring constant, high contact force RF MEMS switch », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, p. 1-1.

- [45] H. Sedaghat-Pisheh, J.-M. Kim, et G. M. Rebeiz, « A Novel Stress-Gradient-Robust Metal-Contact Switch », in *IEEE 22nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2009. MEMS 2009*, 2009, p. 27-30.
- [46] D. Mercier, P. L. Charvet, P. Berruyer, C. Zanchi, L. Lapierre, O. Vendier, J. L. Cazaux, et P. Blondy, « A DC to 100 GHz high performance ohmic shunt switch », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 3, p. 1931-1934 Vol.3.
- [47] C. L. Goldsmith, Z. J. Yao, S. Eshelman, et D. Denniston, « Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 8, n° 8, p. 269-271, 1998.
- [48] B. C. Edwards, « A hoist to the heavens [space elevators] », *IEEE Spectr.*, vol. 42, n° 8, p. 36-41, 2005.
- [49] K. Akarvardar, D. Elata, R. Parsa, G. C. Wan, K. Yoo, J. Provine, P. Peumans, R. T. Howe, et H.-S. P. Wong, « Design Considerations for Complementary Nanoelectromechanical Logic Gates », in *Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International*, 2007, p. 299-302.
- [50] W. W. Jang, J.-O. Lee, J.-B. Yoon, M.-S. Kim, J.-M. Lee, S.-M. Kim, K.-H. Cho, D.-W. Kim, D. Park, et W.-S. Lee, « Fabrication and characterization of a nanoelectromechanical switch with 15-nm-thick suspension air gap », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, n° 10, p. 103110-103110-3, 2008.
- [51] R. Stefanini, M. Chatras, P. Blondy, et G. M. Rebeiz, « Miniature RF MEMS metal-contact switches for DC-20 GHz applications », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1-4.
- [52] A.-M. Ionescu, V. Pott, R. Fritschi, K. Banerjee, M. J. Declercq, P. Renaud, C. Hibert, P. Fluckiger, et G.-A. Racine, « Modeling and design of a low-voltage SOI suspended-gate MOSFET (SG-MOSFET) with a metal-over-gate architecture », in *International Symposium on Quality Electronic Design, 2002. Proceedings*, 2002, p. 496-501.
- [53] N. Abele, R. Fritschi, K. Boucart, F. Casset, P. Ancey, et A.-M. Ionescu, « Suspended-gate MOSFET: bringing new MEMS functionality into solid-state MOS transistor », in *Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest. IEEE International*, 2005, p. 479-481.
- [54] O. Wunnicke, H. Kwinten, L. Van Leuken-Peters, M. in 't Zandt, K. Reimann, V. Aravindh, H. M. R. Suy, M. J. Goossens, R. A. M. Wolters, W. F. A. Besling, J. T. M. Van Beek, et P. G. Steeneken, « Small, low-ohmic RF MEMS switches with thin-film package », in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2011, p. 793-796.
- [55] A. Verger, A. Pothier, C. Guines, A. Crunteanu, P. Blondy, J. Orlianges, J. Dhennin, F. Courtade, et O. Vendier, « Sub-hundred nanosecond reconfiguration capabilities of nanogap RF MEMS switched capacitor », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, p. 1-1.
- [56] B. Lakshminarayanan, D. Mercier, et G. M. Rebeiz, « High-Reliability Miniature RF-MEMS Switched Capacitors », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 4, p. 971-981, 2008.
- [57] B. Lacroix, « Conception de capacités commutées MEMS RF miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseurs », Université de Limoges, 2008.
- [58] D. Mardivirin, « ETUDE DES MECANISMES MIS EN JEU DANS LA FIABILITE DES MICRO-COMMUTATEURS MEMS-RF ». .

- [59] S. Makioka, Y. Anda, K. Miyatsuji, et D. Ueda, « Super self-aligned GaAs RF switch IC with 0.25 dB extremely low insertion loss for mobile communication systems », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, n° 8, p. 1510-1514, 2001.
- [60] D. Kelly, C. Brindle, C. Kemerling, et M. Stuber, « The state-of-the-art of silicon-on-sapphire CMOS RF switches », in *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, 2005. CSIC '05*, 2005, p. 4 pp. -.
- [61] A. Botula, A. Joseph, J. Slinkman, R. Wolf, Z.-X. He, D. Ioannou, L. Wagner, M. Gordon, M. Abou-Khalil, R. Phelps, M. Gautsch, W. Abadeer, D. Harmon, M. Levy, J. Benoit, et J. Dunn, « A Thin-Film SOI 180nm CMOS RF Switch Technology », in *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2009. SiRF '09*, 2009, p. 1-4.
- [62] S.Lee, JMM, 2008
- [63] C. D. Patel and G. M. Rebeiz, "A compact RF MEMS metal-contact switch and switching network," *IEEE Microwave Wireless Components Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 642-644, Dec. 2012.
- [64] G.-L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, et G. M. Rebeiz, « Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 1, p. 297-304, 2003.
- [65] J. Lee, C.-H. Je, S. Kang, et C.-A. Choi, « A low-loss single-pole six-throw switch based on compact RF MEMS switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 11, p. 3335-3344, 2005.
- [66] C. D. Nordquist, C. W. Dyck, G. M. Kraus, I. Reines, C. L. Goldsmith, W. D. Cowan, T. A. Plut, I. Austin, F., P. S. Finnegan, M. H. Ballance, et T. Sullivan, « A DC to 10-GHz 6-b RF MEMS time delay circuit », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, n° 5, p. 305-307, 2006.
- [67] D. J. Chung, R. G. Polcawich, D. Judy, J. Pulskamp, et J. Papapolymerou, « A SP2T and a SP4T switch using low loss piezoelectric MEMS », in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, p. 21-24.
- [68] S. Gong, H. Shen, et N. S. Barker, « A 60-GHz 2-bit Switched-Line Phase Shifter Using SP4T RF-MEMS Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, n° 4, p. 894-900, 2011.
- [69] M. Daneshmand et R. R. Mansour, « RF MEMS Satellite Switch Matrices », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 12, n° 5, p. 92-109, 2011.
- [70] I. Reines, B. Pillans, et G. M. Rebeiz, « Thin-Film Aluminum RF MEMS Switched Capacitors With Stress Tolerance and Temperature Stability », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 20, n° 1, p. 193-203, 2011.
- [71] D. J. Bishop, C. R. Giles, et G. P. Austin, « The Lucent LambdaRouter: MEMS technology of the future here today », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, n° 3, p. 75-79, 2002.
- [72] C. T.-C. Nguyen, L. P. B. Katehi, et G. M. Rebeiz, « Micromachined devices for wireless communications », *Proc. IEEE*, vol. 86, n° 8, p. 1756-1768, 1998.
- [73] <http://www.macomtech.com>
- [74] P. Hindle, "The state of RF and microwave switches," *Microwave Journal*, Vol.53, No. 11, 2010.

- [75] A. Tombak, C. Iversen, J.-B. Pierres, D. Kerr, M. Carroll, P. Mason, E. Spears, T. Gillenwater, "Cellular antenna switches for multimode applications based on a siliconon-insulator technology," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 271-274, 2010.
- [76] <http://www.triquint.com>
- [77] <http://www.radantmems.com>
- [78] <http://www.omron.com>

Publications Personnelles

□ Publications (conference internationale)

-**A. Yahiaoui**, A. Pothier, P. Blondy, “An All-Metal RF-MEMS Switch with Large Displacement And Reduced Mechanical Creep,” IEEE International Microwave Symposium (IMS 2014), Tampa, June 2014.

- H. Yang, **A. Yahiaoui**, H. Zareie, P. Blondy, G. M. Rebeiz, “ A Compact DC-10 GHz SP7T RF MEMS Switch,” IEEE International Microwave Symposium (IMS 2014), Tampa, June 2014.

-H. Yang, **A. Yahiaoui**, H. Zareie, P. Blondy, G. M. Rebeiz, “ A Compact High-Isolation DC-50 GHz SP4T RF MEMS Switch,” IEEE International Microwave Symposium (IMS 2014), Tampa, June 2014.

-**A. Yahiaoui**, A. Pothier, P. Blondy, “Bi-stable RF-MEMS Switched Capacitor Based on Metal-to-Metal Stiction,” IEEE International Microwave Symposium (IMS 2013), Seattle, June 2013.

- **A. Yahiaoui**, A. Pothier, P. Blondy “Mechanical Nano gap Switch Design for Low Power Onboard Electronics”, MEMSWAVE 2012, Antalya-Turkey.

- **A. Yahiaoui**, A. Pothier, P. Blondy “Original RF-MEMS Switch with Large Displacement And High Isolation”, MEMSWAVE 2014, La Rochelle-France.

□ Revue international

-**A. Yahiaoui**, A. Pothier, P. Blondy “Mechanical Nano gap Switch Design for Low Power Onboard Electronics”, International Journal of Microwave and Wireless Technologies.

- H.Yang, **A.Yahiaoui**, H.Zareie, P.Blondy, G. Rebeiz, "Symmetric and Compact Single-Pole Multiple-Throw (SP7T, SP11T) RF MEMS Switches," Journal of Micro Electro Mechanical Systems (JMEMS).

□ **Prix**

■ Meilleur poster « Commutateur MEMS-RF miniatures à nano-gaps pour l'électronique embarquée », workshop Xlim 2014.