

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2010

Thèse N° 91-2010

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

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

présentée et soutenue par

Fabien BARRIERE

le 15 Décembre 2010

Mise au point d'une solution d'encapsulation sur tranche pour les micro-commutateurs MEMS RF

Thèse dirigée par **Annie Bessaudou, Françoise Cosset, Aurélian Crunteanu et Pierre Blondy**

JURY :

Dominique CROS	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président
Christophe GAQUIERE	Professeur, IEMN, Université de Lille 1	Rapporteur
Christian PERSON	Professeur, LABSTICC-ENST	Rapporteur
Vicente E. BORIA	Professeur, ETSI, Université de Valence	Examineur
Annie BESSAUDOU	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Françoise COSSET	Maitre de Conférence, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Aurélian CRUNTEANU	Chargé de Recherche CNRS, XLIM Université de Limoges	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Sylvie FARGEOT	Ingénieur EADS Bordeaux	Invité
Hervé LEGAY	Ingénieur Thales Alenia Space Toulouse	Invité
Sylvain JOUANOLLE	Ingénieur CELAR DGA	Invité

“L’ère des grands progrès scientifiques qui transformèrent les civilisations naquit seulement lorsque l’homme réussit à distinguer la vérité de la certitude.”

Gustave Le Bon

A ma famille,

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département Minacom (MIcro et NAnotechnologie pour Composants Optoélectroniques et Microondes) de l'institut de recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'université de Limoges. Je remercie dans un premier temps Monsieur Dominique Cros, directeur actuel du laboratoire, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux et de m'avoir fait l'honneur de d'accepter de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Monsieur Christian Person, Professeur à l'ENST (Ecole Nationale Supérieure de Télécommunication de Bretagne), et Monsieur Christophe Gaquière, Professeur à l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique, et de Nanotechnologie) de l'Université de Lille 1, d'avoir accepté de rapporter ces travaux.

Je remercie également Monsieur Vicente E. Boria, Professeur à l'Université de Valence d'avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse.

Je remercie Madame Sylvie Fargeot, Ingénieur à EADS (European Aeronautic Defence and Space Company) à Bordeaux, Monsieur Hervé Legay, Ingénieur à Thales Alenia Space à Toulouse et Monsieur Sylvain Jouanolle, Ingénieur au CELAR-DGA (Centre Electronique pour l'ARmement) pour avoir accepté l'invitation à la soutenance.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus vifs à Madame Annie Bessaudou et Madame Françoise Cosset, respectivement Professeur et Maître de Conférence à l'institut de recherche XLIM de Limoges, pour avoir dirigé ces travaux de doctorat et pour m'avoir fait confiance. Je remercie également Messieurs Aurelian Crunteanu et Arnaud Pothier de m'avoir transmis une partie de leurs connaissances technologiques et de m'avoir donné des conseils judicieux dans la conception et la fabrication de composants microélectroniques.

Je remercie particulièrement Monsieur Pierre Blondy, Professeur au laboratoire XLIM, qui grâce à ses nombreuses idées et son aide tout au long de ces années, a largement contribué à la progression et l'aboutissement de ces travaux.

J'aimerais également remercier tous les doctorants et les personnes que j'ai eu la chance de connaître pour leur bonne humeur et leur amitié. Enfin, je remercie énormément ma famille, mon institutrice, et mes amis pour m'avoir encouragé et supporté.

Table des matières

Table des matières	7
Table des figures	13
Introduction générale	19
Chapitre 1 :	
Les composants MEMS RF et leur packaging	25
1.1 Introduction	27
1.2 Les différentes familles de composants MEMS et leurs applications	28
1.2.1 Une technologie en pleine expansion	28
1.2.2 Application aux accéléromètres	29
1.2.3 Les MOEMS (Micro-Opto-Electro-Mechanical-Systems)	31
1.2.4 Les Bio MEMS	33
1.3 Les MEMS RF	34
1.3.1 Généralités	34
1.4 Les micro-commutateurs MEMS RF	34
1.4.1 Généralités	34
1.4.2 Les micro-commutateurs à contact ohmique	36
1.4.2.1 Applications des commutateurs ohmiques	37
1.4.2.2 Exemple de composants	37
1.4.3 Les micro-commutateurs à contact capacitif	39
1.4.3.1 Applications des commutateurs capacitifs	40
1.4.3.2 Exemple de composants	41
1.4.4 Avantages des MEMS RF	42
1.5 Le Packaging des MEMS RF	43
1.5.1 Les défis de l'encapsulation en Micro-électronique	43
1.6 Les spécificités pour le packaging des MEMS	44
1.6.1 Le packaging pleine tranche ou niveau zéro	45
1.6.2 Encapsulation par collage de tranche (WLP)	45
1.6.3 Encapsulation puce par puce (CSP)	47
1.6.4 Les différentes techniques de scellement	48
1.6.4.1 Le scellement anodique	48
1.6.4.2 Le scellement eutectique	49
1.6.4.3 Le scellement direct	49
1.6.4.4 Le scellement par polymère	50
1.6.4.5 Récapitulatif	51
1.6.5 Encapsulation par dépôt de films minces	51
1.7 Le problème de l'herméticité et de l'étanchéité des packages	55
1.7.1 Les problèmes de fiabilité des MEMS liés aux conditions environnementales	55
1.7.2 Comment contrôler l'atmosphère interne d'un boîtier ?	57
1.8 Conclusion	57

Chapitre 2 :		
Conception et réalisation d'un micro-commutateur à contact ohmique		59
2.1	Introduction	61
2.2	Notions de mécanique	62
2.2.1	Le système masse - ressort	62
2.2.2	Utilisation du logiciel ANSYS	62
2.2.3	Bilan des forces mises en jeu	64
2.2.4	L'actionnement électrostatique	66
2.2.4.1	La force électrostatique	66
2.2.4.2	La force de rappel	66
2.2.4.3	La tension d'actionnement	67
2.2.4.4	La force de contact	68
2.2.5	Déformation induite par des contraintes internes	69
2.3	Première géométrie d'un commutateur à contact ohmique	70
2.3.1	Géométrie d'un commutateur à un seul point de contact	70
2.3.2	Géométrie de l'électrode d'actionnement	73
2.3.3	Détermination de la raideur de la structure	75
2.3.4	La tension d'abaissement	78
2.3.5	Influence de la température	79
2.3.6	Configuration du commutateur à contact ohmique	80
2.3.7	Fabrication	81
2.3.8	Performances mesurées du micro-commutateur ohmique	82
2.3.8.1	Détermination de la tension d'abaissement	82
2.3.8.2	Mesure du temps de commutation et de relâchement	84
2.3.8.3	Caractérisation RF	85
2.4	Optimisation d'un commutateur ohmique à un seul point de contact	87
2.4.1	Objectif	87
2.4.2	Comment diminuer la résistance de contact ?	87
2.4.3	Comment diminuer la tension d'actionnement de cette structure ?	88
2.4.4	Performances mesurées du deuxième micro-commutateur ohmique	89
2.4.4.1	Détermination de la tension d'abaissement	89
2.4.4.2	Influence de la température sur la tension d'actionnement	91
2.4.4.3	Caractéristiques Hyperfréquences	91
2.4.4.4	Conclusion	93

Chapitre 3 :		
Etude d'une encapsulation pleine tranche pour les micro-commutateurs MEMS RF		95
3.1	Introduction	97
3.2	Principe de l'encapsulation par un film mince métallique.	98
3.3	Encapsulation par un capot d'or pour le micro-commutateur ohmique développé.	100
3.3.1	Evaluation de l'impact du dôme d'or sur le micro-commutateur à contact ohmique	100
3.3.2	Procédé de fabrication du capot d'or	103

3.3.3	Performances RF du switch ohmique encapsulé	105
3.3.4	Comment réduire l'influence de $C_{transition}$?	108
3.4	Encapsulation par un film mince d'or d'une capacité commutée	108
3.4.1	Etude et réalisation d'une capacité commutée encapsulée	109
3.4.2	Evaluation de l'impact d'un capot d'or sur la capacité commutée.	112
3.4.3	Mesures et performances RF de la capacité commutée encapsulée	113
3.5	Etude mécanique du capot d'or	115
3.6	Une autre application du capot d'or : Etude et réalisation d'une capacité commutée encapsulée	117
3.6.1	Introduction	117
3.6.2	Principe de la capacité commutée réalisée	117
3.6.3	Réalisation de la capacité commutée	119
3.6.4	Mesures et performances RF de la capacité commutée	120
3.7	Conclusion	122
Conclusion générale		123
Annexe A :		
Etude d'une solution d'encapsulation par liaison de deux tranches		127
A.1	Rappels	129
A.1.1	Les différents types d'interconnexions	130
A.1.1.1	Interconnexions par traversée verticale (via)	130
A.1.1.2	Interconnexions par couplage électromagnétique	131
A.1.1.3	Interconnexions par traversée horizontale	132
A.1.1.4	Récapitulatif et type d'interconnexion choisie	133
A.1.2	Dimensionnement de l'encapsulation	133
A.1.2.1	Contraintes RF dans le dimensionnement de l'encapsulation	133
A.1.2.2	Influence de la position de la cavité de silicium	136
A.1.3	Mise en oeuvre : fabrication et caractérisation de l'encapsulation	140
A.1.3.1	Procédé de fabrication : encapsulation par un wafer de silicium	140
A.1.4	Caractérisation RF de l'encapsulation par un wafer de silicium	143
A.1.4.1	Mesures des paramètres S d'une ligne coplanaire encapsulée	143
A.1.4.2	Ce package peut-il être hermétique ? : problèmes rencontrés...	145
A.1.5	Avantages et Inconvénients d'une encapsulation par liaison de deux wafers	146
Annexe B :		
Les tests d'herméticité		147
B.1	Introduction	149
B.2	Les techniques classiques de mesure du taux de fuite	149
B.2.1	Les tests fines fuites	150
B.2.1.1	Les tests de fuite d'hélium	150
B.2.1.2	Les tests optiques fines fuites	151
B.2.2	Les tests grosses fuites	152

B.2.2.1	Tests de fuite d'hydrocarbure perfluoré	152
B.2.2.2	Test de fuite de colorant	153
B.2.2.3	Test de prise de masse	153
B.3	Autres méthodes de mesure de l'herméticité adaptées aux composants MEMS	154
B.3.1	Mesure de la déflexion du capot	154
B.3.2	Capteur in situ	155
B.4	Conclusion	156
Annexe C :		
L'évaporation au canon à électrons		157
C.1	Processus d'évaporation au canon à électrons	159
C.2	Description du dispositif expérimental de dépôt	160
Bibliographie		165

Table des figures

1.1	Premier composant MEMS : transistor à grille résonante (Nathanson 1967).	27
1.2	Evolution du marché des MEMS.	29
1.3	(a) Accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices, (b) Puce ADXL 202, (c) Banque de capacités.	30
1.4	Principe de fonctionnement de l'accéléromètre ADXL 202.	30
1.5	(a) Nouvelle génération de téléphone portable, (b) Controleur de jeu sensible au déplacement.	31
1.6	Exemple de micro-miroirs.	32
1.7	Micro-miroirs déformables développés au laboratoire XLIM.	32
1.8	Systèmes de vidéo projection DLP à base de micro-miroirs réalisés par Texas Instruments.	33
1.9	Bio-capteur permettant la caractérisation électrique de cellules réalisé au laboratoire XLIM.	33
1.10	Exemple d'une micro seringue.	34
1.11	(a) Cantilever MEMS réalisé à XLIM, (b) Poutre bi-encastree réalisée à XLIM.	35
1.12	(a) Configuration série, (b) Configuration parallèle.	36
1.13	Principe de fonctionnement d'un micro commutateur ohmique.	37
1.14	Commutateur ohmique rapide développé au CEA-Léti et au laboratoire XLIM.	38
1.15	Micro-commutateur ohmique développé par la société Radant MEMS.	39
1.16	Micro commutateur ohmique développé par la compagnie Teravicta.	40
1.17	Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif.	40
1.18	Micro-commutateur capacitif développé par la société Raytheon.	41
1.19	Présentation des différents niveaux de packaging.	43
1.20	Principe de l'encapsulation wafer-wafer	46
1.21	Micro-commutateur ohmique Radant encapsulé.	47
1.22	Principe de l'encapsulation puce par puce.	47
1.23	Exemple de commutateur RF MEMS de Tilmans encapsulé par un scellement verre/silicium et une couche liante type BCB.	50
1.24	Principe de l'encapsulation par dépôt de film mince.	52
1.25	Micro-commutateur capacitif développé par MEMTRONICS encapsulé par dépôt de film mince.	53
1.26	Comparaison des performances du micro commutateur packagé et non packagé.	53
1.27	Résonateur encapsulé par un film mince de dioxyde de silicium.	54
1.28	Structures MEMS encapsulés par une couche mince métallique	54
1.29	Défaillance des MEMS du aux forces capillaires trop importante.	56
1.30	Collage du aux forces capillaires.	56
2.1	Système masse-ressort du premier ordre.	62
2.2	Poutre bi-encastree soumise à une force uniformément répartie.	63
2.3	Simulation sous le logiciel ANSYS de la déformation d'une poutre bi-encastree sous l'effet d'une force uniformément répartie	64
2.4	Validation du logiciel ANSYS	65
2.5	Bilan des forces mises en jeu lors de l'actionnement électrostatique d'un micro-commutateur ohmique, (a) Micro-commutateur à l'état bloqué, (b) Micro-commutateur à l'état passant.	65

2.6	Illustration du phénomène d'abaissement.	68
2.7	Représentation de la force de contact F_c sur une micro-poutre actionnée.	68
2.8	Flambage d'une poutre bi encastree sousmise à une température.	70
2.9	Micro-commutateur ohmique à un point de contact.	71
2.10	Première géométrie du micro-commutateur ohmique.	73
2.11	(a) Représentation du micro-commutateur sous ANSYS, (b) vue en coupe du micro-commutateur.	74
2.12	Design de l'électrode d'actionnement du micro-commutateur.	75
2.13	Cas 1 : déflexion de la poutre sous 104 Volts, (a) Vue de dessus , (b) Vue de dessous.	75
2.14	Cas 1 et 2 : Elargissement de la zone de contact en fonction de différentes surfaces de l'électrode d'actionnement.	76
2.15	Variation de l'épaisseur de la structure en fonction de sa raideur	76
2.16	Variation de la tension d'abaissement de la structure en fonction de sa raideur.	77
2.17	Evolution de la tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la couche sacrificielle.	79
2.18	Influence de la température sur la tension d'actionnement du micro-commutateur.	80
2.19	Configuration du micro-commutateur ohmique.	81
2.20	Micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire Xlim.	83
2.21	Modèle équivalent du micro-commutateur ohmique.	83
2.22	Temps de commutation du micro-commutateur en fonction de la tension d'actionnement.	84
2.23	Temps de relâchement du micro-commutateur en fonction de la tension d'actionnement.	85
2.24	Performances mesurées à l'état bloqué.	85
2.25	Mesures des pertes d'insertion du micro-commutateur actionné.	86
2.26	Micro-commutateur ohmique après optimisation.	88
2.27	Simulation du nouveau micro-commutateur.	89
2.28	Deuxième micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire XLIM.	90
2.29	Evolution des tensions d'abaissement et de relâchement d'un micro-commutateur en fonction de la température.	91
2.30	Performances mesurées à l'état bloqué de la deuxième structure.	92
2.31	Mesures des pertes d'insertion d'un micro-commutateur actionné et d'un micro-commutateur réalisé en contact.	92
2.32	Evaluation de la résistance de contact.	93
3.1	Fonctionnement du micro-commutateur ohmique et son schéma équivalent.	98
3.2	Vue en coupe d'un package métallique sur un micro-commutateur ohmique et son schéma équivalent.	99
3.3	Géométrie du capot d'or.	100
3.4	Isolation du micro-commutateur ohmique encapsulé à l'état bloqué.	101
3.5	Pertes d'insertion d'un micro-commutateur ohmique encapsulé à l'état passant.	101
3.6	Capot métallique court-circuité.	102
3.7	Procédé de fabrication du capot d'or.	103
3.8	Dôme d'or libéré.	104

3.9	Premier essai de scellement par un oxyde de silicium : dôme d'or fragilisé.	104
3.10	Dôme d'or scellé.	105
3.11	(a) Vue de dessus du capot métallique, (b) Vue de dessous du capot métallique.	106
3.12	Différence d'isolation entre un micro-commutateur ohmique encapsulé et non encapsulé à l'état bloqué.	107
3.13	Différence de pertes d'insertion d'un micro-commutateur ohmique encapsulé et non encapsulé à l'état passant.	107
3.14	Description de la capacité commutée réalisée au laboratoire XLIM.	109
3.15	Principe de la capacité commutée.	110
3.16	Capacité commutée étudiée dans cette thèse.	110
3.17	Paramètre S mesurés de la capacité commutée non encapsulée à l'état haut.	111
3.18	Paramètre S mesurés de le capacité commutée non encapsulée à l'état passant.	111
3.19	Principe du micro-commutateur capacitif encapsulé.	112
3.20	(a) Micro-commutateur capacitif, (b) Micro-commutateur capacitif encapsulé.	113
3.21	Paramètres S de la capacité encapsulée et non encapsulée à l'état bloqué.	114
3.22	Paramètres S de la capacité encapsulée et non encapsulée à l'état passant.	114
3.23	Modélisation du capot d'or sous le logiciel ANSYS.	115
3.24	Variation de la déflexion maximale du capot métallique en fonction de son épaisseur sous 100 bars.	115
3.25	Déflexion du capot métallique d'épaisseur $30 \mu m$ sous une pression de 100 bars.	116
3.26	Principe de la capacité commutée.	118
3.27	Modèle équivalent de la capacité commutée.	118
3.28	Procédé de fabrication d'une capacité commutée.	120
3.29	Capacité commutée réalisée au laboratoire XLIM.	120
3.30	Isolation présentée par la capacité commutée dans ses deux états.	121
A.1	(a) Assemblage avec couche intermédiaire, (b) assemblage sans couche intermédiaire.	129
A.2	Représentation de l'interconnexion par traversée verticale.	131
A.3	Représentation de l'interconnexion par couplage électromagnétique.	132
A.4	Représentation de l'interconnexion par traversée horizontale.	132
A.5	Contraintes RF dans le dimensionnement de l'encapsulation d'une ligne coplanaire.	134
A.6	Influence de la proximité du capot sur une ligne coplanaire encapsulée.	135
A.7	Type de micro-commutateur capacitif choisi.	135
A.8	Modélisation du capot en silicium sous HFSS.	136
A.9	Modélisation d'une ligne d'or encapsulée par un capot micro-usiné en silicium.	137
A.10	Décalage de la coque de $100 \mu m$: pertes par réflexion d'une ligne coplanaire encapsulée.	138
A.11	Décalage de la coque de $100 \mu m$: pertes d'insertion d'une ligne coplanaire encapsulée.	138
A.12	Décalage de la coque de $50 \mu m$: pertes par réflexion d'une ligne coplanaire encapsulée.	139
A.13	Décalage de la coque de $50 \mu m$: pertes d'insertion d'une ligne coplanaire encapsulée.	139

A.14	Dépôt d'une couche de chrome sur les deux face d'un substrat de silicium haute résistivité.	140
A.15	Gravure des accès par TMAH.	141
A.16	Gravure des cavités par TMAH.	141
A.17	Dépôt de la couche liante SU8.	142
A.18	Phase d'alignement des deux wafers.	142
A.19	Soudure par thermocompression des deux wafers.	142
A.20	Découpe de micro-commutateur encapsulé.	143
A.21	Pertes par réflexion mesurées d'une ligne coplanaire encapsulée.	143
A.22	Pertes d'insertion mesurées d'une ligne coplanaire encapsulée.	144
A.23	Encapsulation d'un micro-commutateur capacitif.	144
A.24	Paramètres S d'un micro-commutateur capacitif encapsulé.	145
A.25	Fluage du polymère SU8 dans la cavité.	145
B.1	Solution pour déterminer l'herméticité d'un capot d'or.	155
C.1	Principe du canon à électron.	159
C.2	Détail de l'évaporateur.	161
C.3	Intérieur de l'enceinte.	161
C.4	Bloc canon à électrons.	163

Introduction générale

L'augmentation du nombre d'utilisateurs des différents réseaux de communication tels Internet à haut débit, les systèmes sans fil et la téléphonie mobile, a provoqué un bouleversement dans l'utilisation des composants de télécommunication. Pour répondre à cette demande, l'intégration des fonctions électroniques toujours plus nombreuses est constamment recherchée. Le développement de la technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) a su répondre à cette demande en permettant l'intégration de fonctions diverses sur un même substrat. La miniaturisation de dispositifs jusqu'alors encombrants est devenue possible, tout en maintenant un coût de fabrication faible.

La recherche d'une intégration toujours plus poussée et de performances accrues a conduit à l'émergence d'une nouvelle génération de composants : la technologie MEMS (pour "Micro Electro Mechanical Systems" : systèmes micro-électromécaniques). Les capteurs sont apparus en premier comme les accéléromètres intégrés aujourd'hui dans les systèmes "airbag" ou les téléphonies mobiles. Aujourd'hui ils deviennent une partie intégrante des systèmes électroniques tout comme les composants semi-conducteurs. Dans le domaine des hyperfréquences, les MEMS RF sont devenus une solution de plus en plus crédible face aux composants semi-conducteurs qui souffrent d'une plus forte consommation de puissance, de performances parfois limitées et d'un comportement non linéaire qui peut être pénalisant.

Un effort important de recherche a été mené par la communauté MEMS depuis une quinzaine d'années, tant dans la conception que dans l'intégration dans d'autres dispositifs. Cette intégration doit être compatible avec les procédés technologiques de fabrication MMIC, et doit être bas coût et compétitive face aux composants semi-conducteurs. Cependant, les MEMS doivent être protégés de l'environnement extérieur par un packaging approprié.

Le développement des MEMS a alors entraîné d'importants bouleversements dans le domaine de la micro-encapsulation avec l'émergence du packaging dit niveau zéro. Les techniques de packaging sur tranche consistent à encapsuler les MEMS directement pendant leur fabrication, avant même la découpe des puces, ce qui a permis des progrès significatifs sur deux aspects fondamentaux pour l'industrie microélectronique. D'une part, ces techniques permettent l'obtention de boîtiers de taille extrêmement réduite, avec des cavités dont le volume est très souvent inférieur au millimètre cube. Au final, la taille du composant encapsulé reste proche de la taille de la puce nue. D'autre part, cette technique d'encapsulation collective permet de s'affranchir de toutes les étapes de manipulation des puces individuelles, et d'améliorer ainsi le rendement du procédé et les coûts de production des composants finaux.

Cependant, ces solutions d'encapsulation restent difficiles à mettre en oeuvre, car elles nécessitent de nombreux moyens technologiques supplémentaires, ce qui complexifie la production de ces composants. Il est ainsi indispensable de réduire ces coûts de fabrication.

L'étude présentée dans ce manuscrit a été effectuée dans ce but. Notre objectif a été de réaliser une encapsulation de MEMS RF la plus simple possible, fiable, bas coût, et utilisant les procédés de fabrication standard. Cette encapsulation doit dégrader le moins possible les performances des composants. Ceci a demandé un effort particulier pour leur conception et la mise au point de leur procédé de réalisation.

Ce manuscrit est construit de la manière suivante :

Le premier chapitre présente un bref historique des composants MEMS, un état de l'art de ces composants micro-mécaniques dans le domaine des hyperfréquences étayé par différents exemples. Les bases du packaging en microélectronique classique sont également présentées. Une partie est plus spécifiquement consacrée aux particularités de l'encapsulation des MEMS RF, avec la description des différentes méthodes d'encapsulation niveau zéro existantes. Le type de scellement associé est également présenté. La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux principales défaillances dues à l'humidité, aux variations de pression à l'intérieur des micro-boîtiers, et aux conséquences d'une mauvaise herméticité sur la fiabilité de micro-commutateurs encapsulés.

Le second chapitre est consacré à la conception d'un micro-commutateur à contact ohmique. L'objectif de cette étude est le développement d'une topologie de micro-commutateur ohmique la plus simple possible et qui puisse résister aux contraintes de l'encapsulation. Cette conception a fait appel à une étude électromagnétique couplée à une étude mécanique. Les outils de conception utilisés pour cette étude sont présentés dans ce chapitre. La géométrie de la structure de ce composant a été optimisée afin d'atteindre les performances souhaitées. Les mesures des performances mécaniques et électromagnétiques de ce micro-commutateur sont présentées, validant les résultats de cette étude.

Le dernier chapitre est consacré à l'encapsulation de ce composant MEMS RF développé dans ce travail. Nous détaillerons son principe et présenterons une étude électromagnétique de cette structure afin d'évaluer l'impact des boîtiers créés sur des micro-commutateurs à contact ohmiques et capacitifs. Ce procédé de fabrication, faible coût et faible température, utilise les technologies standards des composants MMIC. La dernière partie de ce chapitre présente la conception et la réalisation d'une capacité

commutée, grâce à l'encapsulation d'un micro-commutateur à contact ohmique.

Enfin, une conclusion générale présentera les avancées réalisées ainsi que les perspectives de ces travaux de doctorat.

Chapitre 1 :

Les composants MEMS RF et leur packaging

1.1 Introduction

La technologie "MEMS", abréviation anglaise de "Micro Electro Mechanical Systems" (systèmes micro-électro-mécaniques), est un sujet de recherche qui suscite un vif intérêt dans plusieurs laboratoires à travers le monde depuis les années 90. Cette technologie est née de l'évolution naturelle des circuits intégrés et d'une nécessité croissante de miniaturisation et d'amélioration des performances des systèmes de communication.

En 1967, Nathanson présente un transistor MOS à grille résonante, montré sur la figure 1.1 [1]. La grille est une électrode suspendue dont le mouvement permet de moduler un courant drain-source I_d . Il a ainsi introduit l'idée de construire un pont suspendu grâce à une couche sacrificielle qui est la base de la construction d'un MEMS. L'idée de Nathanson est donc de réaliser un micro système déformable dont le comportement mécanique module le comportement électrique, et c'est cette combinaison mécanique électrique qui permet au composant d'avoir un comportement particulier. Cette technologie a tout d'abord été développée pour des applications basses fréquences tels les micro-capteurs ou les accéléromètres mais a vite suscité l'attention du monde des hyperfréquences. En effet, les MEMS offrent de nombreux avantages par rapport aux composants semi-conducteurs et les domaines d'application de cette technologie sont très vastes. Nous présenterons dans ce premier chapitre les principales familles de composants MEMS développés à ce jour avec une attention particulière pour des applications hyperfréquences. Nous décrirons leurs principales caractéristiques et les différents avantages et inconvénients qu'offrent les MEMS RF en comparaison avec leurs principaux concurrents.

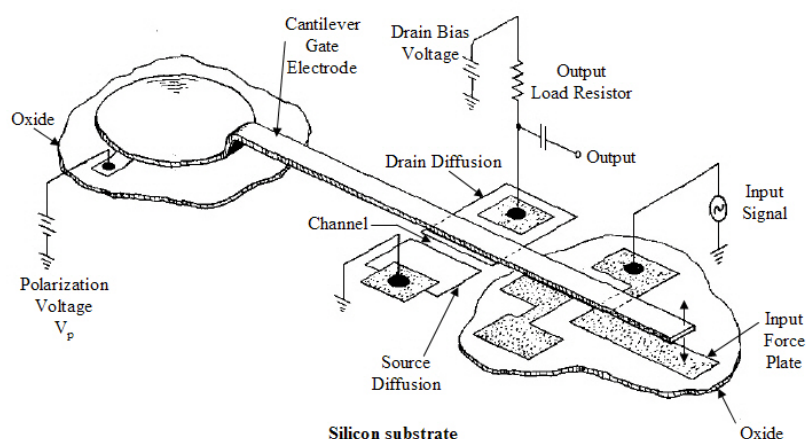


FIGURE 1.1 – Premier composant MEMS : transistor à grille résonante (Nathanson 1967).

Les MEMS sont composés de structures libérées, fragiles, mobiles et sont extrêmement sensibles aux perturbations extérieures, ainsi qu'aux variations de leur environnement de travail, que ce soit au moment de leur fabrication ou pendant toute leur durée de vie.

Lorsqu'ils sont intégrés dans des composants tels que des résonateurs ou des filtres, ces perturbations peuvent entraîner une dégradation significative des performances, et même des disfonctionnements critiques avec l'apparition de mécanisme de défaillance comme le collage ou la corrosion.

Ainsi, leur fiabilité et leur bon fonctionnement dépendent fortement de l'environnement dans lequel ils opèrent. La plupart des MEMS doivent donc être encapsulés hermétiquement pour être protégés de l'atmosphère, de l'humidité ou des particules qui provoqueraient des dommages sur leurs structures fragiles. L'encapsulation dans une atmosphère contrôlée est une étape nécessaire pour un fonctionnement optimal des MEMS RF et un passage obligé pour la commercialisation de ces composants. En effet, développer un micro-commutateur MEMS RF sans l'encapsuler n'est utile que dans le cas d'une intégration monolithique dans des composants plus complexes mis en boîtier globalement.

Au cours de ces dernières années, le développement des MEMS RF a donc entraîné d'importants bouleversements dans le domaine de la micro-encapsulation avec l'émergence de nouvelles techniques de packaging niveau zéro, et notamment avec le packaging sur tranche.

1.2 Les différentes familles de composants MEMS et leurs applications

1.2.1 Une technologie en pleine expansion

Les MEMS sont des composants microscopiques qui incluent une fonction mécanique associée à une fonction électronique, électromagnétique, optique, thermique ou encore fluïdique. Aujourd'hui un important effort de recherche est fait pour le développement de ces composants car ils permettent de simplifier la conception de systèmes, de réduire leur consommation d'énergie, d'améliorer les performances et surtout de réduire leur taille.

L'évolution des microsystèmes est, en général, autant liée à la miniaturisation des capteurs et actionneurs qu'à l'évolution de la partie électronique. Ainsi, l'utilisation de techniques de fabrications déjà employées en micro-électronique (lithographie ou gravure par exemple) permettent d'améliorer les techniques de miniaturisation des parties mécaniques, optiques ou thermiques.

Au delà de l'échelle microscopique, les MEMS peuvent être transposés à l'échelle nanométrique, composants que l'on appelle alors NEMS pour "Nano Electro Mechanical Systems".

On distingue plusieurs familles de MEMS, dont les plus importantes sont :

- les Microsystèmes : capteurs et actionneurs ;
- les MOEMS : MEMS optiques ;
- les MEMS RF : développés pour des applications aux hyper-fréquences ;
- les bioMEMS : développés pour la médecine et la biologie.

Aujourd'hui les dispositifs MEMS sont en production à grande échelle dans le monde entier. Des fonderies dédiées à la production de MEMS ont été développées telles que Bosch ou Motorola. Une étude [2] montre que, malgré une baisse générale du marché des semiconducteurs ces deux dernières années, la place des MEMS croît sans cesse. Ainsi, on estime qu'en 2013, le marché des MEMS pour téléphones portables et autres produits grand public devrait représenter 15 milliards de dollars contre 10 milliards en 2007 comme le montre la figure 1.2.

Aujourd'hui, cinq grands groupes se partagent l'essentiel du marché : l'américain Hewlett Packard et Texas Instrument, le groupe allemand Bosch, le groupe franco italien ST Micro Electronics et les groupes japonais Lexmark et Canon. On estime que 10 % de ces entreprises réalisent 90 % du chiffre global du marché.

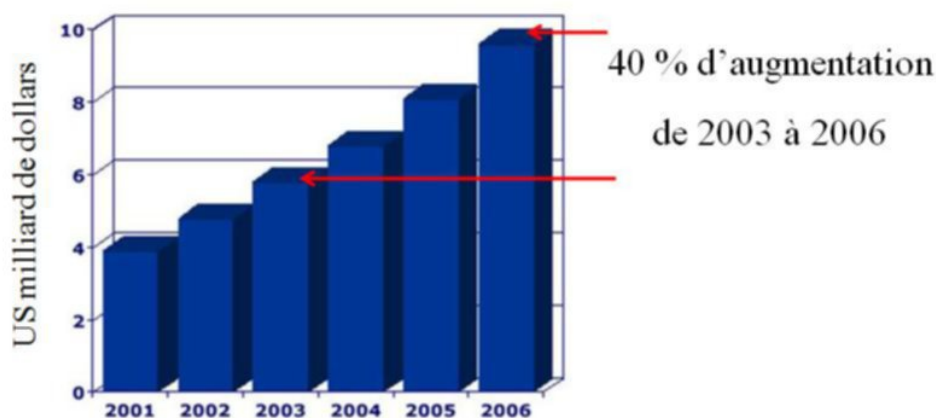


FIGURE 1.2 – Evolution du marché des MEMS.

1.2.2 Application aux accéléromètres

Les premiers dispositifs ayant démontré le fort potentiel de cette technologie sont les micro-capteurs. En effet, les composants MEMS ont été largement développés pour des

applications de capteurs de pression pouvant être intégrés dans les accéléromètres équipant les automobiles.

L'exemple le plus courant et qui équipe la majeure partie des automobiles aujourd'hui est l'accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices comme le montre la figure 1.3 [3]. Il est constitué d'un capteur micro-usiné en surface. Deux électrodes forment deux capacités et sont séparées par une poutre mobile. Le déplacement de cette poutre mobile entraîne la variation des capacités. Lorsqu'un seuil de variation est atteint, le dispositif de sécurité (airbag) se déclenche (cf. figure 1.4).

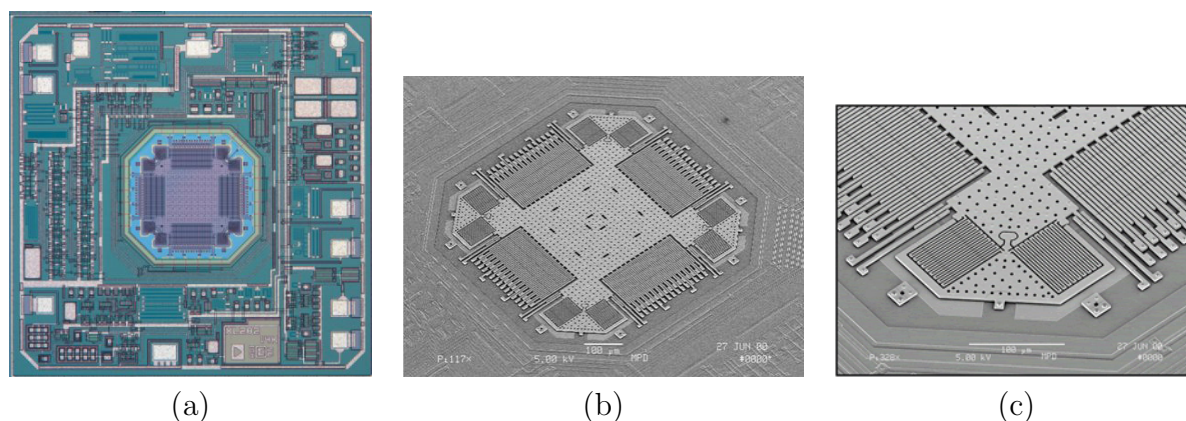


FIGURE 1.3 – (a) Accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices, (b) Puce ADXL 202, (c) Banque de capacités.

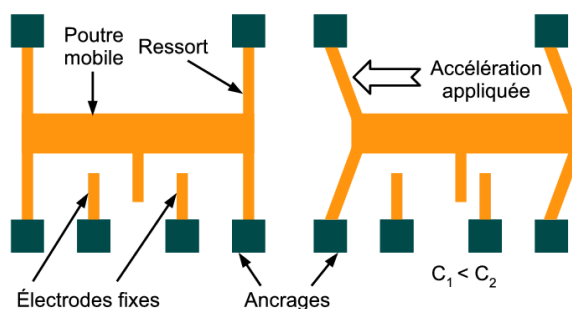


FIGURE 1.4 – Principe de fonctionnement de l'accéléromètre ADXL 202.

Analog Devices produit également des accéléromètres à détection capacitive sensible sur trois axes : l'ADXL 330 qui équipe aujourd'hui plusieurs manettes de jeu vidéo dont la manette Wii de Nintendo.

Cet accéléromètre permet ainsi de rendre ces manettes sensibles aux mouvements du joueur rendant ainsi le jeu beaucoup plus interactif. Il s'intègre également dans les nouvelles générations de téléphones portables tel l'iPhone de Apple (cf. figure 1.5). Les composants MEMS utilisés dans ces applications sont produits par ST Micro Electronics en Italie.



FIGURE 1.5 – (a) Nouvelle génération de téléphone portable, (b) Contrôleur de jeu sensible au déplacement.

De nouveaux capteurs de la famille MEMS de ST Micro Electronics peuvent également être utilisés pour gérer la consommation électrique de produits qui doivent être mis sous ou hors-tension pendant ou après qu'ils aient été touchés ou déplacés.

A titre d'exemple, un capteur d'accélération activera une télécommande dès que quelqu'un s'en sera saisi, régulant ainsi la consommation électrique d'ensemble de la télécommande. Dans le domaine médical, les capteurs sont utilisés pour surveiller le déplacement ou détecter la position ou le niveau d'activité des patients. Ces capteurs sont donc à la fois très sensibles et robustes, nécessitent peu de puissance et sont peu sensibles aux variations de température.

1.2.3 Les MOEMS (Micro-Opto-Electro-Mechanical-Systems)

Les MOEMS sont des micro-systèmes qui combinent de l'optique et de la micro-mécanique principalement destinés aux applications optiques [4]. Ils intègrent généralement des guides optiques, des réseaux de diffraction et principalement des micro-miroirs mobiles comme le montre la figure 1.6.

Au laboratoire XLIM, des micro-miroirs déformables ont été réalisés à l'intérieur d'une cavité laser pour moduler les pertes optiques dans la cavité et générer ainsi des impulsions courtes avec une grande puissance optique en sortie du laser (cf. figure 1.7). Ces composants se présentent sous la forme de poutres ancrées d'un seul côté plus couramment appelé cantilever et se déforment sous l'action d'une force électrostatique [5].

Texas Instruments intègre aujourd'hui des matrices de micro-miroirs dans des systèmes de vidéo projection. Cette technologie est nommée DLP pour Digital Light Projection [6]. La technologie DLP représente une des seules solutions vidéo qui permette aux projecteurs vidéo de créer une connexion entièrement numérique entre une source vidéo et un écran.

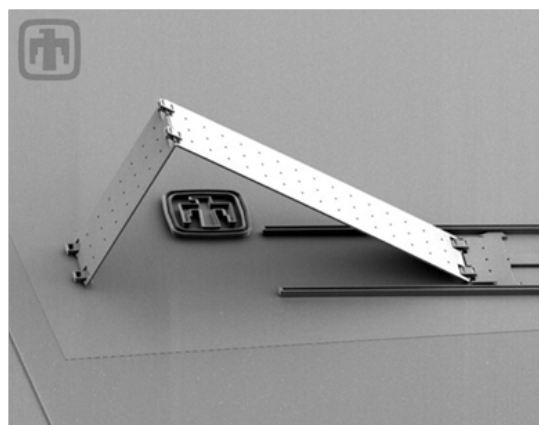


FIGURE 1.6 – Exemple de micro-miroirs.

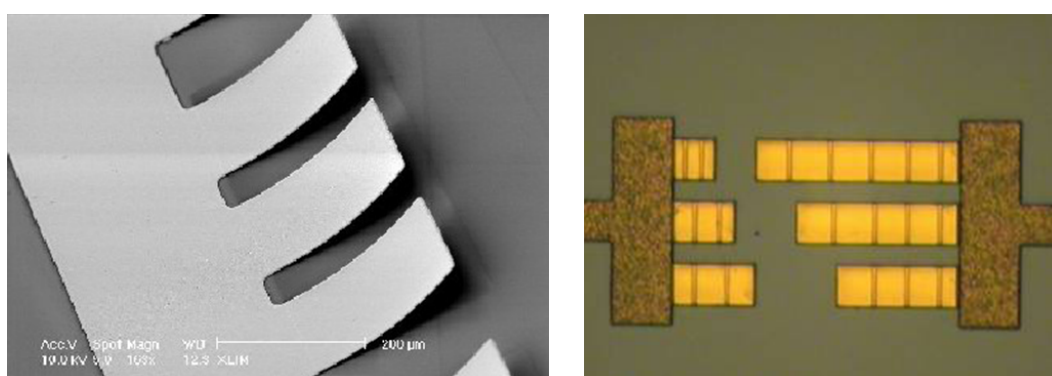


FIGURE 1.7 – Micro-miroirs déformables développés au laboratoire XLIM.

Elle est réalisée à partir d'un ensemble de matrices de miroirs microscopiques installés sur une matrice de pixels. En 1987, Larry Hornbeck invente un MEMS appelé Digital Micro-mirror Device ou DMD [7]. Ce composant est l'interrupteur de lumière le plus sophistiqué au monde. En effet, il contient une matrice rectangulaire pouvant aller jusqu'à 1,3 millions de micro-miroirs montés sur charnières, chacune d'entre elles mesurant moins de $20 \mu m$. L'encapsulation de cette puce est réalisée par liaison de wafer de verre transparente [8]. Cette solution d'encapsulation sera détaillée par la suite.

Cette puce DMD intègre donc la technologie DLP. Comme le montre la figure 1.8, les micro-miroirs sont montés sur des charnières permettant de les incliner. L'inclinaison de ces miroirs permet non seulement de renvoyer ou non la lumière émise, mais aussi d'obtenir 1024 niveaux de gris.

L'état de chaque miroir ("on" ou "off") est coordonné avec les trois couleurs primaires. Par exemple, un miroir qui doit projeter la couleur pourpre ne reflètera que la lumière rouge et bleu vers la surface de projection. C'est l'œil humain qui mélangera alors ces éclairs alternants de couleur en la couleur désirée dans l'image projetée.

Ainsi, aujourd'hui la technologie DLP équipe de plus en plus les salles de cinéma

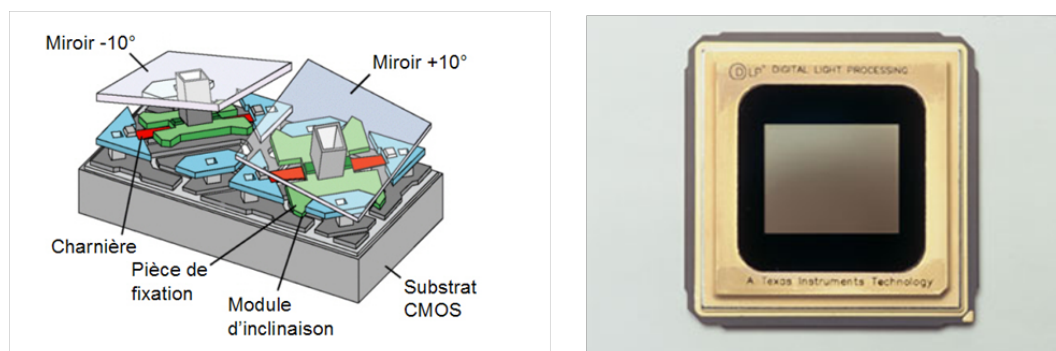


FIGURE 1.8 – Systèmes de vidéo projection DLP à base de micro-miroirs réalisés par Texas Instruments.

numérique. En effet, ce dispositif permet d’offrir une image de meilleure qualité que le 35 mm, format argentique de référence, et aboutit à la visualisation de film possible en 3D.

1.2.4 Les Bio MEMS

La technologie MEMS suscite aussi un réel effort de recherche dans les domaines de la micro-fluidique et de la biochimie pour des applications à la biologie et la médecine. Ce domaine est nommé bioMEMS.

Les BioMEMS présentent un très fort potentiel pour le traitement thérapeutique et le diagnostic. Ces "micro laboratoires" (cf. figure1.9) sont utilisés pour la détection de virus, de protéines, d’ADN dans un environnement extérieur donné. Les recherches au laboratoire XLIM [9] ont permis de développer des dispositifs spécifiquement dimensionnés à l’échelle cellulaire grâce aux technologies de micro fabrication MEMS disponibles, capables de différencier différents types cellulaires sans étape de marquage spécifique et de risque de dénaturation des organismes biologiques.

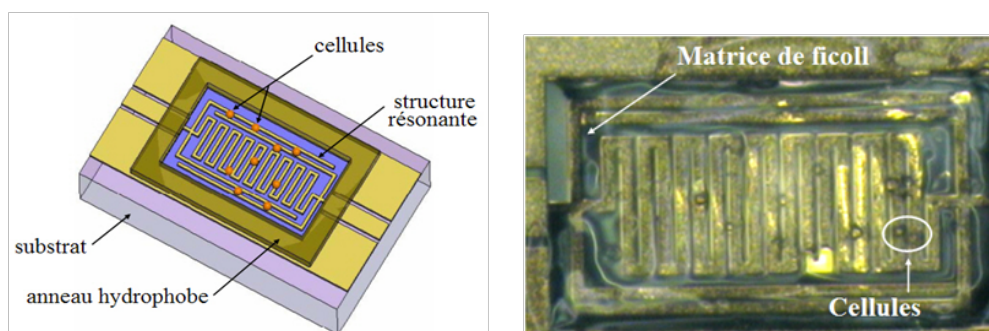


FIGURE 1.9 – Bio-capteur permettant la caractérisation électrique de cellules réalisé au laboratoire XLIM.

La technologie MEMS a permis également de créer des micro-valves, des micro-pincettes ou encore des micro-seringues (cf. figure1.10) [10].

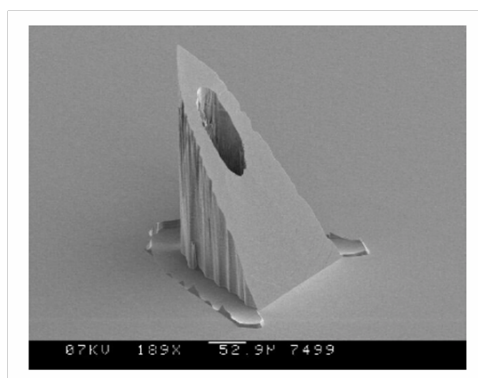


FIGURE 1.10 – Exemple d’une micro seringue.

Ces micro-seringues peuvent être, par exemple, intégrées dans des micro-dispositifs d’injection, capables de délivrer périodiquement la quantité de médicament nécessaire au patient, le tout pouvant être contenu dans une gélule.

1.3 Les MEMS RF

1.3.1 Généralités

Le premier commutateur MEMS a été fabriqué en 1979 par K. E Petersen et a montré la possibilité de cette technologie à base de micro usinage pour les applications hyperfréquences [11]. Dans le milieu des années 90, L. E Larson présente un commutateur dédié à commuter un signal radio-fréquence jusqu’à une dizaine de GHz [12]. En dépit de l’immaturité de ce composant, ces performances électriques ont rapidement suscité l’attention d’universités et de laboratoires de recherche du monde entier. A la fin des années 90, de plus en plus de concepts à base de MEMS RF ont été présentés. La technologie de fabrication MEMS RF s’est développée et diversifiée, rendant alors possible la réalisation d’un grand nombre de dispositifs. Dans ce travail, nous nous sommes particulièrement intéressés au packaging des composants MEMS RF les plus couramment utilisés : les micros-commutateurs.

1.4 Les micro-commutateurs MEMS RF

1.4.1 Généralités

Les micro-commutateurs sont des micro-structures comportant deux électrodes, l’une fixe et l’autre en mouvement. Lorsqu’une différence de potentiel est appliquée entre ces deux électrodes, il y a déplacement de l’électrode mobile. Ainsi, la mise en contact ou pas des électrodes va modifier les signaux les traversant. Le type de contact entre ces

deux électrodes va décider du type de micro-commutateur. Il est résistif lorsque les deux électrodes métalliques se touchent : on parle alors de micro-commutateur ohmique. Il peut être aussi capacitif avec une couche de diélectrique séparant les deux électrodes. On parle alors de micro-commutateur capacitif.

On distingue essentiellement deux types de structures mécaniques MEMS RF pour réaliser la fonction de commutation :

- les poutres consoles ou cantilevers qui n'ont qu'un seul point d'ancrage sur le substrat ;
- les poutres bi-encastées, qui sont des poutres qui possèdent deux points d'ancrage sur le substrat ;

Chacune de ces structures possèdent des propriétés mécaniques différentes mais utilisent les mêmes procédés de fabrication [13]. Un exemple pour chaque type de structure est montré en figure 1.11[14][15].

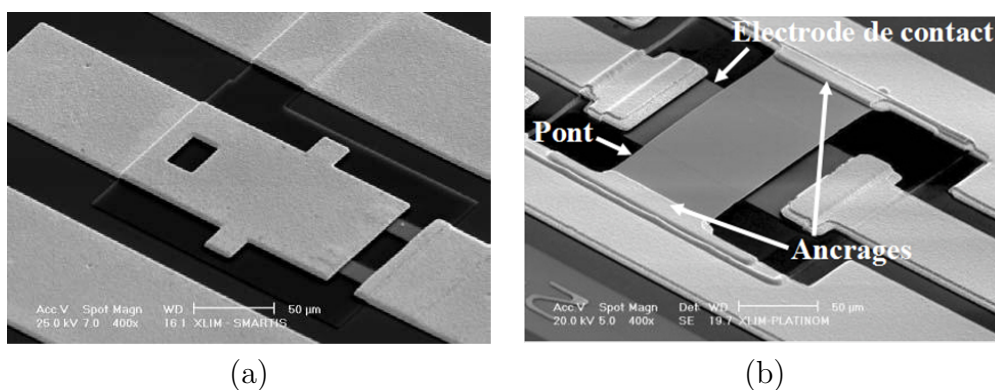


FIGURE 1.11 – (a) Cantilever MEMS réalisé à XLIM, (b) Poutre bi-encastée réalisée à XLIM.

Ces deux types de structures existent de deux manières différentes : en configuration série ou en configuration parallèle.

Pour un commutateur réalisé en configuration parallèle, l'électrode mobile est généralement connectée à la masse. Lorsque l'électrode s'abaisse, elle court-circuite ainsi la ligne de transmission à la masse et empêche la transmission du signal le long de la ligne. Ainsi, en position inactive, le commutateur parallèle ne dégrade pas la transmission du signal grâce à la faible valeur de capacité présentée.

Pour un commutateur réalisé en configuration série, l'électrode mobile est directement reliée à la ligne de transmission. Lorsqu'il est activé, une impédance série plus ou moins faible se présente. Ce sera alors une résistance faible dans le cas d'un commutateur ohmique ou une forte capacité dans le cas d'un commutateur capacitif. La figure 1.12 montre les deux types de configuration possibles pour ces micro-actionneurs.

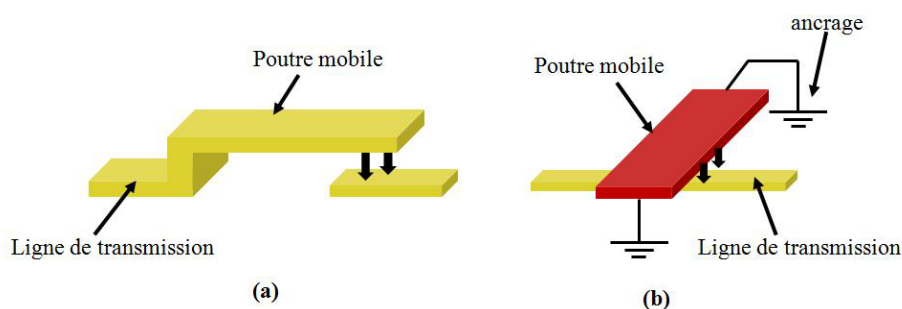


FIGURE 1.12 – (a) Configuration série, (b) Configuration parallèle.

Nous allons présenter le principe de fonctionnement de ces deux micros-commutateurs MEMS RF et les performances qu'ils peuvent atteindre au travers de différents exemples.

1.4.2 Les micro-commutateurs à contact ohmique

Un micro-commutateur à contact ohmique se comporte comme un interrupteur entre une ligne fixe qui transmet un signal RF et une partie métallique mobile qui vient fermer un contact sur la ligne. La déformation de cette partie mobile peut être obtenue par le biais de diverses sources d'énergies extérieures. Comme décrit précédemment, le plus répandu reste l'actionnement électrostatique car il est le plus simple à mettre en oeuvre : une simple différence de potentiel est appliquée entre la partie fixe et la poutre mobile. Ce type d'actionneur peut être vertical ou horizontal. Le principe de cette force d'attraction sera décrit dans le chapitre 2 car il est à la base du dimensionnement des micro-commutateurs ohmiques réalisés dans ces travaux.

Le schéma électrique d'un commutateur ohmique en série sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 est représentée figure 1.13.

A l'état bloqué, la capacité C_{off} domine, R_i représente les pertes intrinsèques de métallisation et L l'inductance de la poutre. A l'état bloqué, le contact métal-métal est représenté par une résistance R_{serie} .

Lors de la propagation du signal RF, à l'état passant, la valeur de la résistance série dépend de la qualité du contact et du type de matériau utilisé. C'est pourquoi le contact se fait par l'intermédiaire d'un ou de plusieurs plots qui augmentent la force de contact et réduit ainsi les pertes d'insertion de la structure [16]. Généralement, la valeur de cette

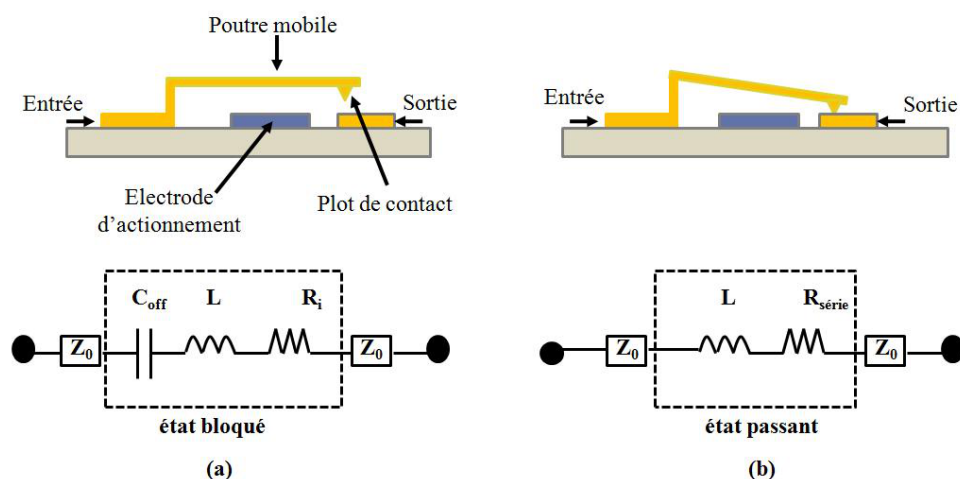


FIGURE 1.13 – Principe de fonctionnement d’un micro commutateur ohmique.

résistance série varie autour de 2Ω . Cette résistance série provoque alors des pertes sur la transmission du signal RF. Des études ont montré qu’en augmentant la force de contact de la poutre sur la ligne de propagation, la valeur de la résistance série diminue ainsi que les pertes [17]. Une étude sera développée sur la géométrie d’un micro-commutateur dans le chapitre 2 afin de minimiser ces pertes en jouant sur la force de contact.

A l’état bloqué, la valeur de la capacité dépend de la surface en regard et de la distance entre les deux électrodes, et de la géométrie de la zone de contact (effet de bords). Généralement, les surfaces en regard sont suffisamment faibles pour que l’isolation soit extrêmement forte jusqu’à des fréquences très élevées (au delà de 25 GHz).

1.4.2.1 Applications des commutateurs ohmiques

Ces commutateurs sont généralement utilisés pour des applications basses fréquences et/ou pour des applications fortes puissances. En effet, pour des applications basses fréquences (1 GHz), ils présentent de très fortes isolations, très souvent supérieures à 30 dB à l’état bloqué, et les pertes d’insertion ne dépassent pas généralement 0,5 dB à l’état passant. Ces performances peuvent difficilement être atteintes par un commutateur capacitif. Cependant, l’isolation de ces composants se dégrade rapidement lorsque la fréquence augmente (au delà de 20 GHz).

1.4.2.2 Exemple de composants

De nombreuses industries et laboratoires de recherche ont développé des micro-commutateurs ohmiques ces dernières années telles que Radant MEMS, Teravicta,

Omron, CEA-LETI, ST micro electronics, Samsung, l'Université du Michigan, l'Université d'Illinois, XLIM, etc...

Le CEA-LETI, en collaboration avec le laboratoire XLIM ont développé un micro-commutateur ohmique très rapide [18]. La poutre mobile de ce micro-commutateur n'est pas métallique mais elle est constituée d'un diélectrique en nitrure de silicium (SiN) pourvue de contacts métalliques ainsi que d'électrodes métalliques (à l'intérieur de la poutre mobile) permettant l'actionnement. Cette poutre mobile bi-encastree possède une longueur de $340 \mu\text{m}$ et une largeur de $50 \mu\text{m}$, et est suspendue à $0,5 \mu\text{m}$ au dessus d'une ligne de transmission coplanaire. La figure 1.14 présente une photographie de la zone de contact. Ce micro-commutateur fonctionne à toutes les fréquences jusqu'à 100 GHz grâce à sa très faible inductance de poutre avec des pertes d'insertion inférieures à 1,4 dB aux plus hautes fréquences. Le temps de commutation mesuré est de 500 ns pour une tension d'actionnement de 40 Volts.

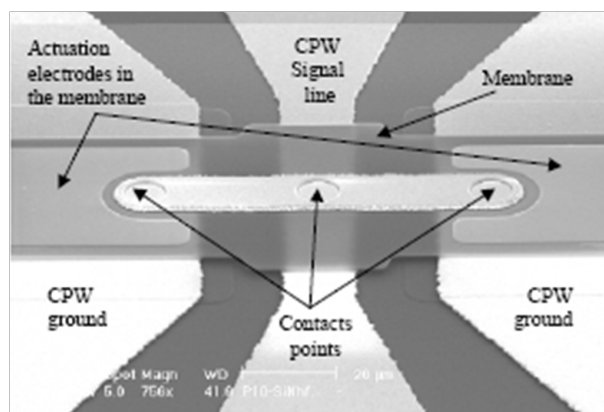


FIGURE 1.14 – Commutateur ohmique rapide développé au CEA-Léti et au laboratoire XLIM.

En 1997, l'Université de Northeast, à Boston, en coopération avec Analog Devices, a développé un cantilever en nickel fabriqué grâce à une couche sacrificielle en cuivre. Cette structure s'actionne également de manière électrostatique. Les plots de contact de $5 \mu\text{m}^2$ sont séparés par un gap d'air de $0.6 \mu\text{m}$ à l'état bloqué. Cette structure s'actionne à 60 Volts. Depuis Mai 2000, la compagnie Radant MEMS reprend cette structure. Cette structure est donc la plus aboutie actuellement [19]. Ce composant a réalisé 10^{12} cycles. De plus, il présente une isolation de 27 dB et des pertes d'insertion de 0,15 dB à 20 GHz. Le temps de commutation varie de 2 à 3 μs suivant les géométries considérées. Cette poutre mono encastree réalisée sur un substrat de silicium, possède une épaisseur de métallisation importante rendant la poutre très raide et permettant ainsi d'obtenir une fréquence de résonance mécanique élevée variant de 100 à 300 kHz. La résistance de contact lorsque le micro-actionneur est actionné varie de 1 à 1,5 Ω : on peut remarquer sur la figure 1.28 les

plots de contact en bout de poutre permettant de réaliser le contact ohmique.

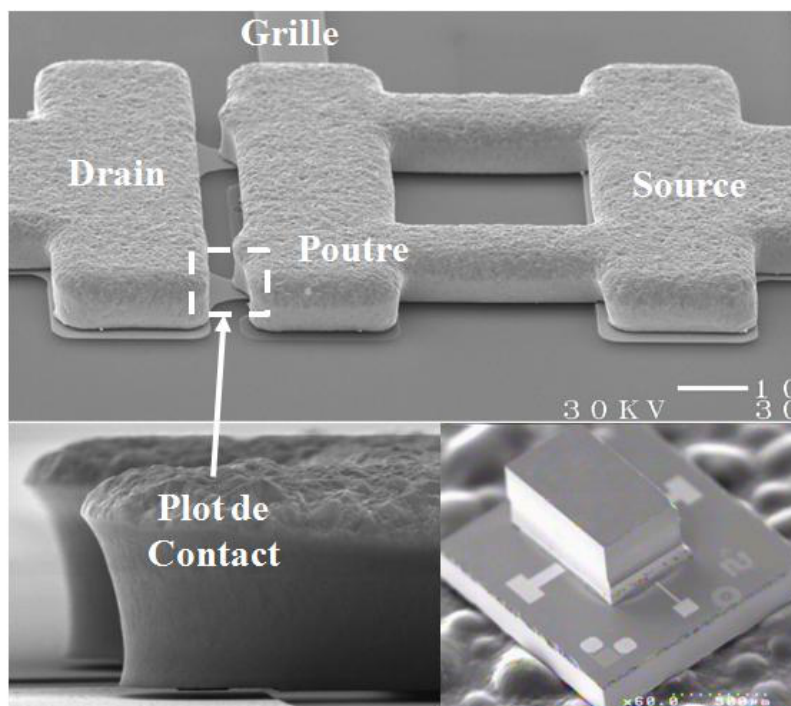


FIGURE 1.15 – Micro-commutateur ohmique développé par la société Radant MEMS.

De plus, pour permettre la mise en production de ce composant, Radant MEMS a pour la première fois développé un package soudé par verre basé sur le principe de l'encapsulation par liaison de deux tranches, package et principe que l'on détaillera par la suite.

Un autre exemple de micro-commutateur ohmique avec une architecture innovante est celui que présente la compagnie TERAVIDTA (cf. figure 1.16). L'électrode mobile de cette structure est circulaire et est reliée sur le substrat via trois bras d'ancrage. Deux stoppeurs mécaniques arrêtent le déplacement de la partie mobile après qu'elle est contactée en un point sur l'électrode RF. Cette structure est très performante car elle présente de faibles pertes d'insertion (0,1 dB), une faible résistance de contact (0.1 Ω) et une forte force de contact.

1.4.3 Les micro-commutateurs à contact capacitif

Pour un commutateur capacitif, le contact entre la partie mobile du composant MEMS et la ligne de transmission se fait par l'intermédiaire d'une couche de diélectrique. Le schéma équivalent d'un commutateur capacitif en configuration parallèle est donné figure 1.17). Il est représenté par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 , par

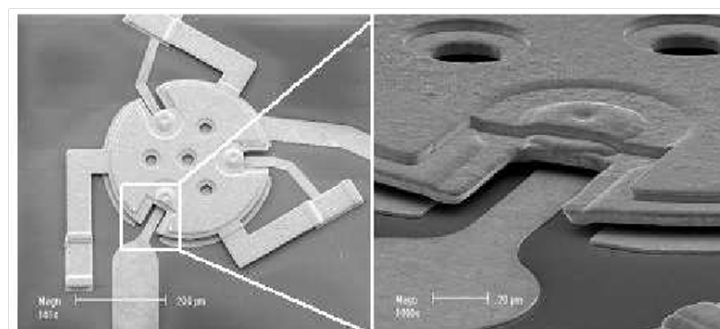


FIGURE 1.16 – Micro commutateur ohmique développé par la compagnie Teravicta.

les valeurs intrinsèques à la poutre, soit L et R_i , et par une capacité variable C_{off} ou C_{on} suivant l'état du commutateur.

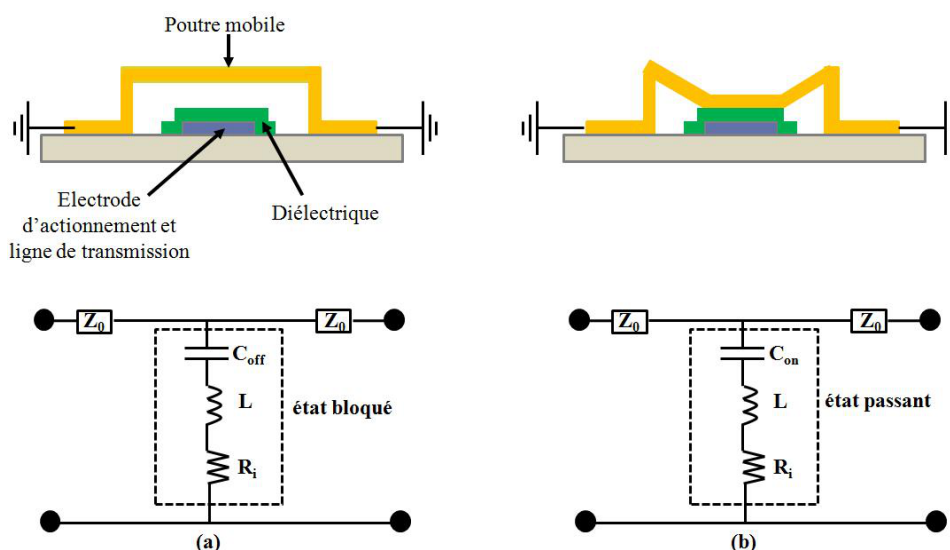


FIGURE 1.17 – Principe de fonctionnement d'un micro-commutateur capacitif.

Les commutateurs capacitifs sont caractérisés par plusieurs grandeurs : les pertes d'insertion, l'isolation, et surtout le rapport des capacités entre l'état passant et l'état bloqué soit C_{on} / C_{off} . Ces composants sont alors bien adaptés pour le fonctionnement à fréquence élevée et le rapport C_{on} / C_{off} va alors décider de la dynamique du micro-commutateur.

Les diélectriques les plus souvent utilisés sont le nitrure de silicium (SiN), l'alumine (Al_2O_3) ou oxyde d'aluminium et le nitrure d'aluminium (AlN) qui ont tous une permittivité proche de 9. On emploie également l'oxyde de silicium SiO_2 qui a une permittivité plus basse (3,9).

1.4.3.1 Applications des commutateurs capacitifs

Comme nous l'avons vu précédemment, les commutateurs capacitifs sont parfaitement adaptés pour des fréquences supérieures à 10 GHz. En effet, certains composants ont

démontré de fortes isolations supérieures à 40 dB pour des fréquences pouvant aller jusqu'à 120 GHz. Ils peuvent présenter également de faibles pertes d'insertion avec des valeurs comprises entre 0,05 dB et 0,2 dB pour des fréquences pouvant aller de 10 GHz à 60 GHz. En revanche, au contraire des commutateurs ohmiques, ils sont limités aux basses fréquences en raison de la capacité à l'état bas qu'ils présentent. On peut alors les retrouver dans des applications militaires travaillant aux hautes fréquences comme dans des radars ou antennes ou dans des applications spatiales. En combinant commutateurs capacitifs et ohmiques dans le même dispositif, on peut alors obtenir des circuits opérant sur de larges gammes de fréquence (du continu jusqu'à 120 GHz) suivant la topologie étudiée.

1.4.3.2 Exemple de composants

La structure actuellement la plus répandue est celle développée par Raytheon (cf. figure 1.18).

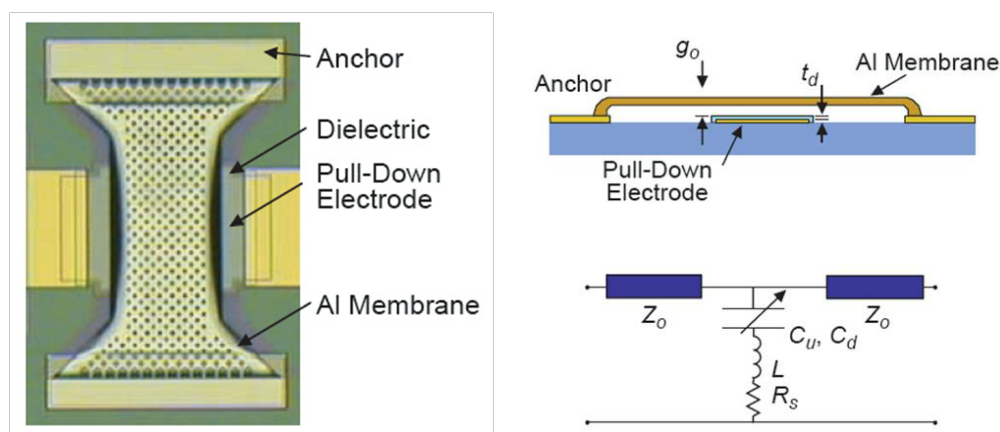


FIGURE 1.18 – Micro-commutateur capacitif développé par la société Raytheon.

Ce commutateur est constitué d'une poutre bi-encastree en aluminium d'épaisseur $0,5 \mu m$, d'un diélectrique en nitrure de silicium d'épaisseur $0,1 \mu m$ et de permittivité relative 10, et d'une électrode d'actionnement en or. Ce commutateur est l'un des plus abouti aujourd'hui, en effet, il offre d'excellentes performances RF : perte d'insertion de 0,07 dB à 40 GHz et isolation de 35 dB à 30 GHz grâce à une très forte dynamique de variation de capacité : C_{on}/C_{off} compris entre 80 et 120. Ce commutateur s'actionne de manière électrostatique à des tensions variant entre 10 et 60 Volts suivant la géométrie de la structure et permet d'obtenir des temps de commutation de $3 \mu s$. Ce commutateur capacitif est dit mature car Raytheon affirme qu'ils peuvent le fabriquer sur des grands substrats (6 pouces) avec des dérives de la tension d'actionnement de 1,5 Volts, signe que le procédé de fabrication est très stable.

1.4.4 Avantages des MEMS RF

Nous venons de présenter dans les paragraphes précédents les atouts des MEMS RF et les performances qu'ils peuvent atteindre à travers divers exemples. Le tableau ci dessous récapitule l'ensemble des caractéristiques de ces composants comparés à leurs principaux concurrents : les composants semi-conducteurs. On peut noter les meilleures performances proposées par les MEMS RF par rapport aux composants discrets, alors même que les MEMS ne sont pas encore arrivés à maturité.

TABLE 1.1 – Comparaison des performances des MEMS par rapport à leurs concurrents

Paramètres	FET	Diode PIN	MEMS RF
Tension (V)	3 - 5	3 - 5	20 - 80
Consommation (mA)	0	3 - 20	0
Puissance consommée (mW)	0,05 - 0,1	5 - 100	0,05 - 0,1
Temps de commutation	1 - 100 ns	1 - 100 ns	1 - 300 μ s
C_{off} (série)(fF)	70 - 140	40 - 80	1 - 6
R_s (série)(Ω)	4 - 6	2 - 4	0,5 - 5
Contraste C_{on}/C_{off}	-	10	40 - 500
Fréquence de coupure (THz)	0,5 - 2	1 - 4	20 - 80
Isolation (10 - 40 GHz)	Moyenne	Elevée	Très élevée
Isolation (60 - 100 GHz)	Nulle	Moyenne	Elevée
Pertes (1 - 100 GHz) (dB)	0,4 - 2,5	0,3 - 1,2	0,05 - 0,2
Tenue en puissance (W)	<10	<10	<1
Point d'interception d'ordre 3 (dBm)	+27 - 45	+27 - 45	+66 - 80

Outre le fait que les MEMS RF sont directement compatibles avec des circuits intégrés, ils possèdent des performances électriques et électromagnétiques supérieures à leurs concurrents semi-conducteurs, en terme d'isolation et pertes en transmission pour les commutateurs.

D'autre part, par le fait que les MEMS RF sont régis par une fonction de transfert mécanique, leur comportement est très linéaire et prédictible, et ne génèrent qu'une très faible intermodulation souvent inférieure de 30 dB à celle des composants semi-conducteurs. De plus, le faible coût de leur fabrication et leur facilité d'intégration (intégration monolithique) en font des composants particulièrement adaptés pour le marché industriel. Au contraire, les composants semi-conducteurs s'intègrent plus difficilement puisqu'ils doivent être "rapportés" sur le substrat par Flip Chip ou autres méthodes d'assemblage, ce qui augmente largement les coûts de production.

1.5 Le Packaging des MEMS RF

1.5.1 Les défis de l'encapsulation en Micro-électronique

Un composant électronique nécessite pour fonctionner un environnement spécifique qui lui permet de réaliser les fonctions pour lesquelles il a été conçu. Cet environnement spécifique est garanti par le packaging, qui va permettre à la fois de protéger le composant et d'assurer la communication avec l'environnement extérieur afin d'optimiser les performances et la fiabilité du circuit. La plupart des problèmes de fiabilité en micro électronique sont liés à l'encapsulation. La conception de package fiable pour des circuits commerciaux représente le plus souvent plus de la moitié du coût final des composants. Pour des applications militaires ou spatiales, cette proportion peut même être beaucoup plus importante.

Le packaging microélectronique peut être divisé en plusieurs niveaux, chacun jouant un rôle dans la protection des composants. Ces différents niveaux de packaging, allant de l'encapsulation du circuit intégré niveau le plus bas jusqu'à la machine complète disponible pour l'utilisateur sont présentés figure 1.19.

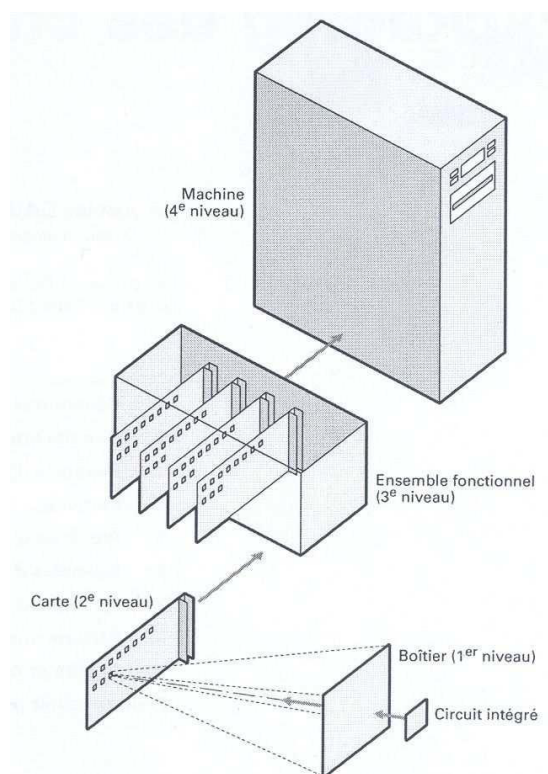


FIGURE 1.19 – Présentation des différents niveaux de packaging.

Toutefois, le nombre de niveaux de packaging n'est pas fixe et il n'est pas rare que certains des niveaux présentés soient absents, ou que des niveaux supplémentaires soient

présents sur d'autres types de systèmes électroniques.

Du point de vue de la protection du composant encapsulé, l'étape critique reste le premier niveau de packaging. C'est particulièrement vrai en ce qui concerne la protection des MEMS RF vis à vis de l'environnement, l'herméticité du boîtier étant déterminante pour le contrôle de l'atmosphère de travail du composant. Cette partie sera donc principalement consacrée au packaging niveau zéro, les niveaux suivants n'ayant que peu d'influence sur ces problèmes d'herméticité.

1.6 Les spécificités pour le packaging des MEMS

Les composants MEMS nécessitent des boîtiers spécifiques et conçus sur mesure en fonction des contraintes liées aux applications désirées. Les capteurs MEMS par exemple nécessitent une communication extérieure, les boîtiers pour l'encapsulation des MOEMS doivent présenter une ouverture transparente afin de pouvoir transmettre l'information [20].

Il est donc très difficile de définir un boîtier type pour l'encapsulation des MEMS. Cependant, des contraintes communes et une orientation générale peuvent être dégagées pour le packaging des MEMS :

- les composants MEMS étant particulièrement sensibles à leur environnement extérieur qui provoque des problèmes de fiabilité, une attention particulière doit être apportée à l'herméticité des boîtiers. Ces boîtiers doivent les protéger de contamination, d'humidité ou de variation de pression car ces problèmes ont des effets désastreux sur la durée de vie et les performances des composants MEMS.

- les MEMS doivent absolument être encapsulés au niveau zéro c'est-à-dire directement sur le wafer. En effet, cette encapsulation est particulièrement adaptée pour la protection des MEMS car elle permet une meilleure miniaturisation du composant final et une protection nécessaire lors de la découpe des puces. En effet, les composants MEMS ayant des structures mobiles libérées très fragiles, il est indispensable de les protéger des vibrations, poussières ou autres contaminations que peut provoquer la découpe des puces.

Ainsi, le packaging des MEMS ne peut pas être traité de la même manière que le packaging des circuits intégrés conventionnels que l'on a vu précédemment. Les MEMS RF nécessitent une encapsulation supplémentaire au niveau zéro. Le développement continu des MEMS ces dernières années s'est donc accompagné d'une évolution des techniques de

packaging niveau wafer.

1.6.1 Le packaging pleine tranche ou niveau zéro

C'est le niveau de packaging que nous développons dans les travaux de cette thèse.

En effet, l'encapsulation niveau composant, même si elle est largement utilisée aujourd'hui et parfaitement maîtrisée, présente plusieurs inconvénients pour les MEMS :

- cette encapsulation individuelle nécessite des manipulations nombreuses et complexes entraînant des temps et des coûts élevés ;
- cette encapsulation étant réalisée après la découpe du wafer, les puces ne sont pas protégées durant cette étape critique ;
- l'encapsulation niveau composant nécessite l'intégration de fils de bonding pour réaliser les interconnexions, ce qui augmente la taille du composant final, le volume du boîtier représentant en général entre 90 et 99% du volume du composant final.

Ainsi, l'encapsulation niveau zéro appelée aussi encapsulation pleine tranche Wafer Level Packaging (WLP) en anglais, résout ces problèmes pour le packaging des MEMS. Cette encapsulation est effectuée à la fin du processus de fabrication des MEMS. Les composants MEMS sont donc directement encapsulés sur le wafer avant la découpe.

Ce type d'encapsulation permet alors d'obtenir des composants dont la taille est égale à 1 à 1,5 fois celle du composant seul. Ce composant encapsulé peut alors être reporté en Flip Chip sur circuit intégré ou dans un module multi-puces. Elle est donc parfaitement bien adaptée à l'encapsulation des MEMS.

Il existe plusieurs méthodes d'encapsulation niveau wafer qui sont détaillées ci-dessous.

1.6.2 Encapsulation par collage de tranche (WLP)

Un wafer de capots micro-usiné est reporté directement sur le wafer contenant les composants MEMS à protéger. Les deux wafers sont ensuite découpés ensemble et on obtient directement les composants encapsulés. Cette technique est appelée encapsulation niveau tranche ou Wafer Level Packaging (WLP) en anglais.

Les matériaux utilisés pour les boîtiers sont là encore le silicium et le verre [21] [22]. Mais cette fois-ci, le report des capots est effectué en une seule opération. Cependant,

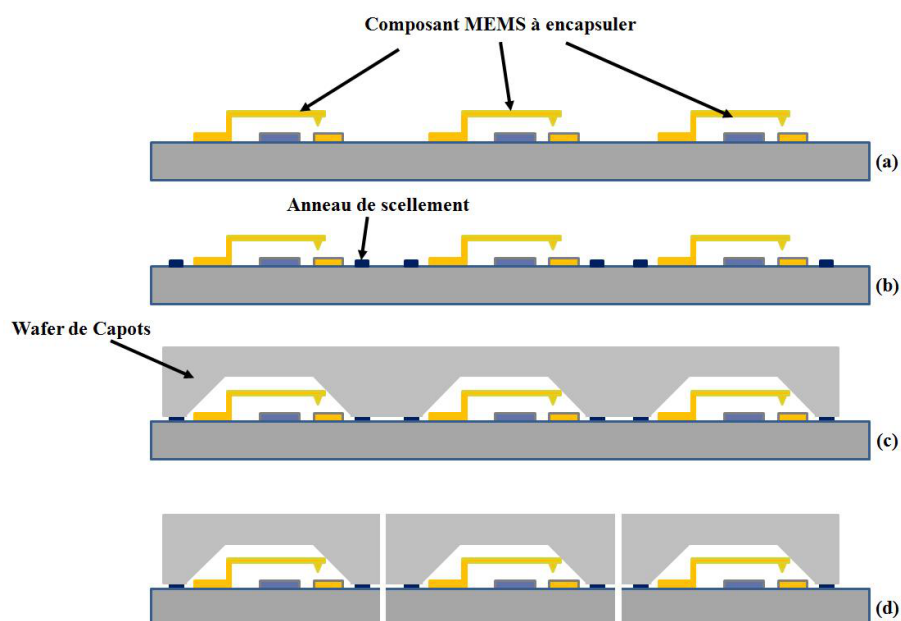


FIGURE 1.20 – Principe de l'encapsulation wafer-wafer

pour cette technique, la phase d'alignement reste très complexe et nécessite alors de nouveaux équipements. Cette technique d'encapsulation permet tout de même des gains significatifs en termes de temps et de coûts de production. La figure 1.20 présente les différentes étapes de cette technique d'encapsulation.

Le groupe Radant MEMS présente ainsi un commutateur ohmique sur substrat de verre encapsulé avec cette technique par un capot en silicium (cf. figure 1.21) [23]. Le scellement des capots en silicium est fait par une technique appelée scellement anodique où l'on applique une tension et une température élevées aux surfaces à sceller. Cependant, cette technique est très limitée pour l'encapsulation des MEMS car la température élevée n'est pas compatible avec les structures fragiles des MEMS RF. Les composants risquent d'être endommagés voire détruits durant ce processus avant même leur utilisation. Radant MEMS ne précise pas l'impact de ces capots en silicium sur le fonctionnement des commutateurs ohmiques. De plus cette technique de scellement que l'on abordera dans la partie suivante ne garantit pas une herméticité totale.

Cette technique d'encapsulation niveau wafer reste la plus répandue à l'heure actuelle. Elle permet d'obtenir des boîtiers de taille réduite, robuste et de protéger les micro-commutateurs lors de la découpe. Les boîtiers créés n'ont que très peu d'impact sur les performances des composants encapsulés. Cependant, la phase d'alignement et du report des deux substrats est très difficile à réaliser et ne garantit pas une herméticité totale. De plus, elle nécessite des moyens supplémentaires à la technologie MEMS. Une étude,

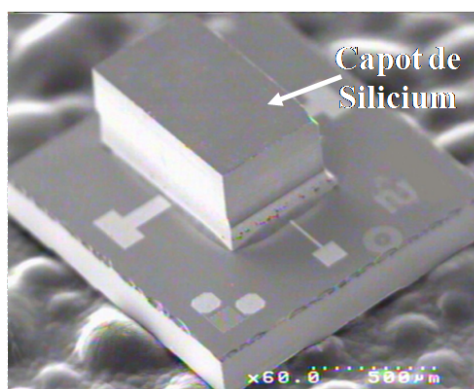


FIGURE 1.21 – Micro-commutateur ohmique Radant encapsulé.

développée pendant cette thèse, de cette encapsulation par liaison de wafers de silicium est présentée en annexe A. Cette étude confirme le caractère difficile de cette encapsulation [24].

1.6.3 Encapsulation puce par puce (CSP)

Cette encapsulation est également appelée encapsulation à l'échelle de la puce, ou Chip Scale Packaging (CSP) en anglais. Des capots sont micro-usinés individuellement puis reportés sur chaque puce présente sur le wafer avant la découpe (cf. figure 1.22) [25][26]

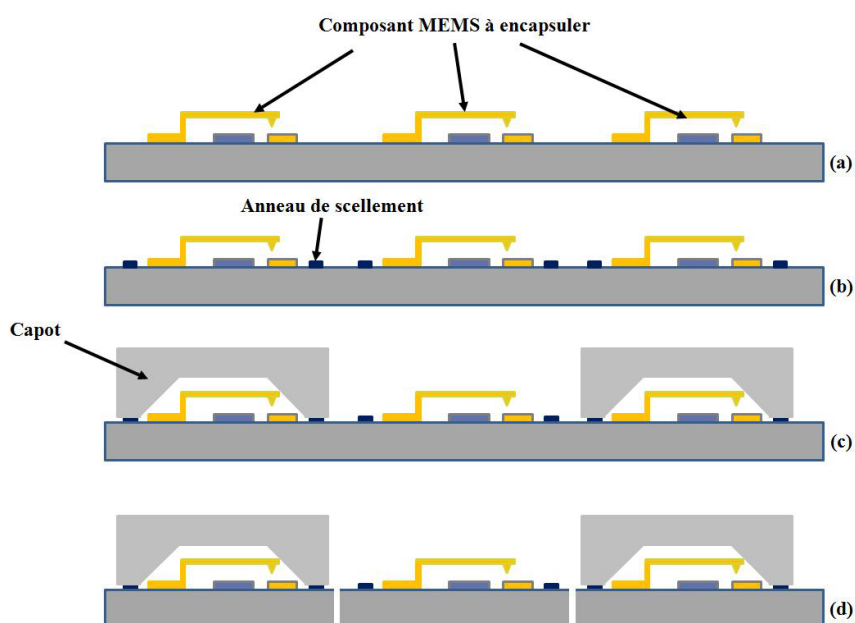


FIGURE 1.22 – Principe de l'encapsulation puce par puce.

Dans un premier temps, des anneaux de scellement sont déposés autour des composants à encapsuler (b), puis les capots sont reportés directement sur le wafer (c). Les composants encapsulés sont finalement découpés du substrat (d). Dans cette technique, les capots sont généralement réalisés en verre ou en silicium qui sont des matériaux classiquement utilisés pour la conception micro-électronique et dont le micro-usinage est bien maîtrisé.

Cette technique d'encapsulation permet bien d'obtenir des boîtiers de taille réduite, et de protéger les puces lors de la découpe. Cependant, le report des capots est réalisé individuellement. Il faut donc découper les capots et les reporter un par un sur les composants MEMS libérés de leur couche sacrificielle, puis de découper les puces. Ce procédé semble donc extrêmement long et délicat pour les composants MEMS. Il est aussi difficile à automatiser ce qui entraîne des coûts de production des MEMS trop élevés. Il a donc fallu mettre au point de nouvelles techniques d'encapsulation niveau zéro afin d'optimiser l'étape du report des capots.

1.6.4 Les différentes techniques de scellement

L'étape clé des techniques d'encapsulation par liaison de deux wafers est la phase de scellement du boîtier. Elle va déterminer la solidité et l'herméticité du boîtier. En effet, les risques de fissures ou de fuites vont être localisés au niveau du scellement entre le substrat et le capot du boîtier, et la qualité de l'encapsulation va dépendre directement de la qualité du scellement réalisé. Le type de scellement va également déterminer le contrôle de l'atmosphère initiale à l'intérieur du boîtier.

Il existe plusieurs techniques de scellement du verre et du silicium, chacune ayant des atouts et étant adaptées à un type d'application. Ce paragraphe présente les techniques les plus couramment utilisées pour le scellement des micro-boîtiers MEMS.

1.6.4.1 Le scellement anodique

Le scellement anodique est utilisé pour le scellement des boîtiers verre-silicium [27]. Une température et une tension sont appliquées entre les deux substrats à sceller typiquement 1,2 kVolts à 400°C. La cathode est appliquée sur le wafer de verre et l'anode sur le wafer du silicium. Sous l'action de la température, des ions sodium Na^+ présents dans le verre migrent vers la cathode. Un champ électrique intense est alors créé à l'interface des deux wafers. Ce champ plaque les deux wafers ensemble et entraîne la diffusion des atomes d'oxygène présents dans le verre à travers le silicium. Il se crée alors des liens covalents entre l'oxygène et le silicium formant ainsi à l'interface des deux wafers une couche d'oxyde de silicium. Les deux wafers sont alors définitivement scellés.

Des scellements silicium-silicium peuvent être réalisés avec cette technique en intercalant une couche de verre entre ces deux wafers. Cette technique provoque une très bonne herméticité mais la qualité du scellement va dépendre de la planéité des zones de contact. Cependant, cette technique nécessite une forte température et est donc limitée pour l'encapsulation des MEMS.

1.6.4.2 Le scellement eutectique

Dans cette technique, un anneau métallique est utilisé pour le scellement des deux wafers. Cet anneau est chauffé et forme ainsi un alliage avec le capot et le substrat. De nombreux métaux peuvent être utilisés pour réaliser l'anneau de scellement. Le plus répandu pour le scellement eutectique est l'or mais l'aluminium, l'argent, le platine ou encore le titane peuvent être préférés. Ce type de scellement est principalement utilisé pour des boîtiers silicium-silicium [28] [29].

Tout comme le scellement anodique, le scellement eutectique permet d'obtenir des micro-boîtiers hermétiques. Cependant, de trop fortes températures sont également utilisées avec cette technique, ce qui limite donc son utilisation pour l'encapsulation des MEMS. En effet, la création d'un alliage entre le métal de l'anneau de scellement et le silicium du boîtier à sceller nécessite des températures équivalentes aux températures du scellement anodique.

1.6.4.3 Le scellement direct

Le scellement direct est le scellement par fusion du silicium. C'est une technique également utilisée pour le scellement des micro-boîtiers silicium-silicium [30]. Tout comme les deux techniques de scellements expliquées précédemment, elle permet d'obtenir des scellements hermétiques. Cependant, cette technique a l'avantage de supprimer l'étape du dépôt de l'anneau de scellement. Une simple pression combinée avec une température sur les deux wafers de silicium crée des liaisons covalentes au niveau de l'interface de scellement. Les deux wafers de silicium doivent être préalablement oxydés pour garantir un scellement de bonne qualité. Les surfaces à sceller doivent être parfaitement planes. Pour avoir une bonne qualité de scellement, la rugosité doit être inférieure à 6 nm. Il est donc impossible de faire passer des lignes d'interconnexions au niveau de l'interface entre le substrat et le capot. Des vias devront être intégrés à travers le boîtier pour pouvoir échanger des données avec l'extérieur.

Pour qu'il y ait adhésion des wafers, le scellement doit être réalisé à une température d'au moins 300 °C. Toutefois, à cette température, les molécules d'eau créées lors de la formation des liaisons covalentes ne peuvent pas être évacuées correctement et forment des

”vides” à l’interface de scellement. Il faut alors une température de 1000 °C pour avoir un scellement homogène. A cette température, le composant est détruit puisqu’il contient des couches métalliques susceptibles de fondre. En effet, la température de fusion de l’or est de 1063 °C. La seule solution est alors d’utiliser un système de chauffage localisé, coûteux et complexe à mettre en place donc totalement incompatible avec la technologie MEMS.

1.6.4.4 Le scellement par polymère

Les trois techniques présentées précédemment permettent de réaliser des scellements hermétiques de bonne qualité. Cependant, les conditions auxquelles sont soumis les boîtiers lors de la phase de scellement rendent ces techniques difficilement utilisables pour l’encapsulation des MEMS. On utilise alors un quatrième type de scellement : le scellement adhésif organique.

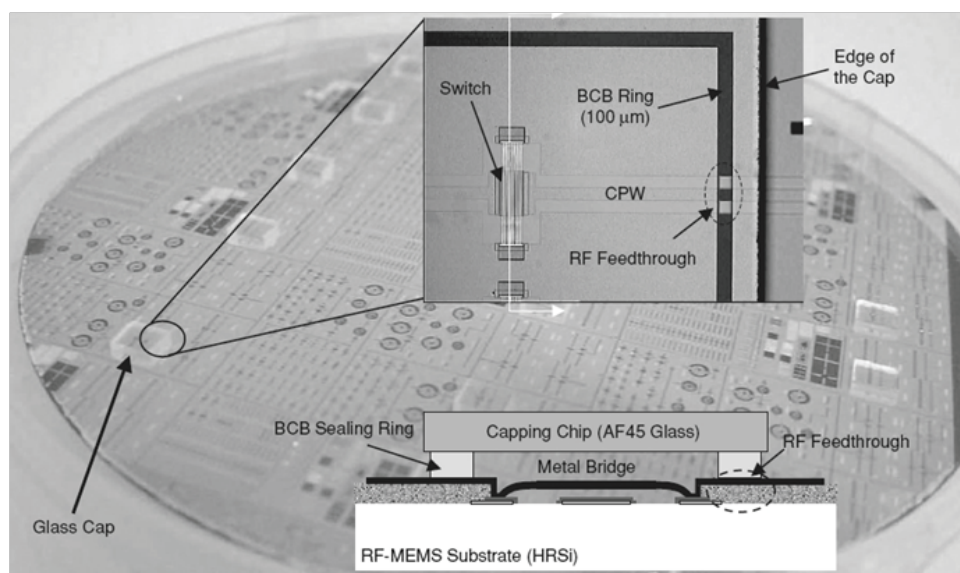


FIGURE 1.23 – Exemple de commutateur RF MEMS de Tilmans encapsulé par un scellement verre/silicium et une couche liante type BCB.

On utilise un matériau polymère afin de réaliser les anneaux de scellements. Plusieurs types de polymères peuvent être utilisés. On trouve par exemple des anneaux de scellement réalisés avec des résines époxy ou des polyimides. Le polymère est généralement déposé à la tournette sur l’un des wafers à sceller, directement sur le wafer ou par l’intermédiaire d’un promoteur d’adhésion. Puis les anneaux sont soit obtenus par photolithographie, soit par gravure sèche en fonction du polymère utilisé. Les wafers sont ensuite scellés à faible température par polymérisation des anneaux de scellement.

Un exemple d’encapsulation d’un switch RF MEMS par un assemblage de verre/silicium avec une couche de benzo-cyclo-butène (BCB) développé par Tilmans est reporté sur la figure 1.23 [31]. Ces techniques permettent d’obtenir des cavités étanches

mais leur herméticité n'est pas garantie compte tenu de la perméabilité des polymères à certains gaz et à l'humidité.

1.6.4.5 Récapitulatif

Le tableau ci-dessous récapitule les conditions, principalement la température et la tension appliquée, lors d'encapsulation par différentes méthodes décrites précédemment. Compte tenu des températures mises en jeu (supérieures aux températures de fusion de la plupart des métaux), seules les techniques de scellement par polymère et d'encapsulation par dépôt de films minces seront étudiées pour le packaging de MEMS dans cette thèse.

TABLE 1.2 – Comparaison des performances des MEMS par rapport à leurs concurrents

Méthode	Température	Tension	Herméticité
Film mince	110 °C	0 V	Possible
Scellement par polymère	250 °C	0 V	Possible
Scellement eutectique (Or-Silicium)	363 °C	0 V	Oui
Scellement Anodique (Verre-Silicium)	420 °C	>400 V	Oui
Scellement Direct (Silicium-Silicium)	>1000 °C	0 V	Oui

1.6.5 Encapsulation par dépôt de films minces

Cette technique d'encapsulation est beaucoup moins répandue que les autres mais semble très prometteuse. Cette encapsulation par dépôt d'un film mince ou encore appelée Wafer Level Thin Film Packaging (WLTFP) en anglais est une technique intéressante car elle permet de s'affranchir des problèmes de scellements rencontrés lors de l'encapsulation niveau wafer classique [32]. En effet, pour celles-ci, la couche de scellement peut fuier dans les cavités et empêcher alors le bon fonctionnement des composants MEMS.

Les différentes étapes de ce procédé d'encapsulation sont présentées sur la figure 1.24.

Une couche sacrificielle est tout d'abord déposée sur les composants MEMS à encapsuler (b). Au dessus de cette couche sacrificielle, on ajoute une couche protectrice de dioxyde de silicium SiO_2 ou de nitrure de silicium Si_xN_y par dépôt chimique en phase vapeur (c). Les MEMS sont ensuite libérés en gravant la couche sacrificielle grâce à des accès gravés dans la couche protectrice (e). Il ne reste plus qu'à boucher ces accès utilisés pour la libération du composant pour obtenir un boîtier avec une très bonne herméticité puis de le découper (f et g). Cette encapsulation permet donc d'obtenir par un procédé relativement simple des boîtiers de taille extrêmement réduite puisqu'ils épousent la forme du composant. De plus, cette technique ne nécessite pas d'équipement supplémentaire et

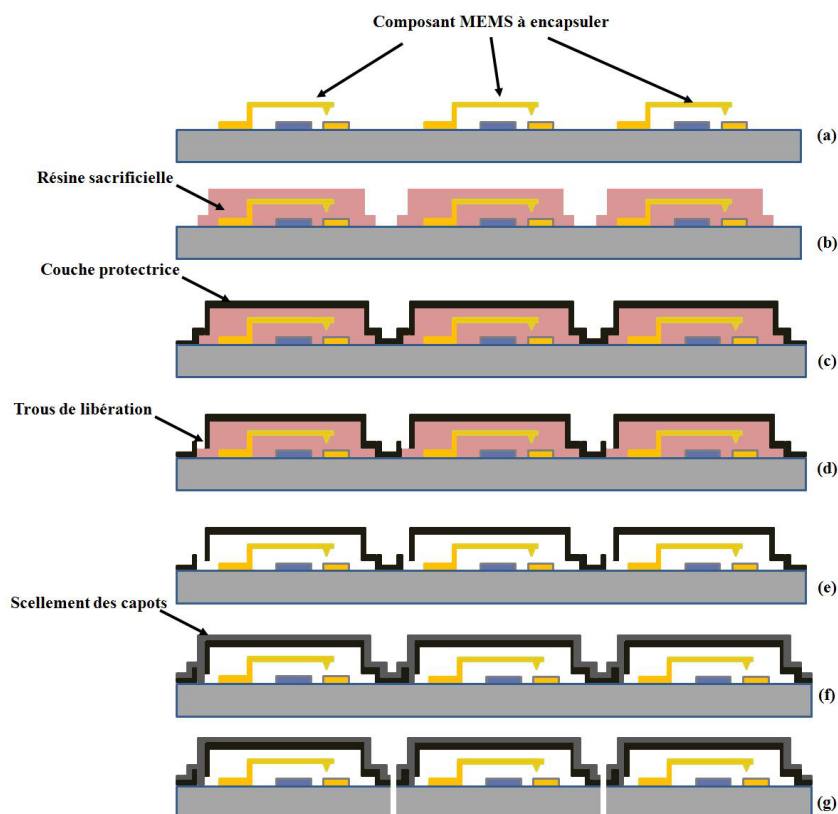


FIGURE 1.24 – Principe de l'encapsulation par dépôt de film mince.

fait partie intégrante du procédé de fabrication des MEMS. Elle permet d'obtenir des capots de quelques micromètres d'épaisseur, contre plusieurs dizaines voire centaines de micromètres pour les boîtiers réalisés par scellement de wafers.

La compagnie MEMTRONICS Corporation présente ainsi un micro commutateur capacitif encapsulé par cette technique (cf. figure 1.25) [33].

La structure du capot est métallique puis une fois percée, les résines sacrificielles du capot et du micro-commutateur capacitif sont enlevées par gravure sèche. Une couche protectrice de BCB (Benzo Cyclo Butene) est ensuite étalée par tournette puis une couche de niture de silicium est déposée pour sceller le capot. Ce packaging ne provoque que peu de dégradations sur les performances du switch capacitif puisqu'il ne provoque que 0,05 dB supplémentaire de pertes à celle du micro-commutateur capacitif à 35 GHz (cf. figure 1.26). La double couche de scellement garantit, suivant un modèle d'accélération de fiabilité de capot que l'on décrira en annexe, une herméticité de 600 ans.

Le CEA Leti présente également cette solution d'encapsulation pour MEMS RF mais par un dépôt de film mince de dioxyde de silicium [34]. Cette couche est alors évaporée par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) pour créer le dôme et le sceller. La pression à l'intérieur des cavités est alors celle de l'enceinte lors du dépôt de scellement. Afin de déterminer l'herméticité de cette structure, un résonateur est alors encapsulé.

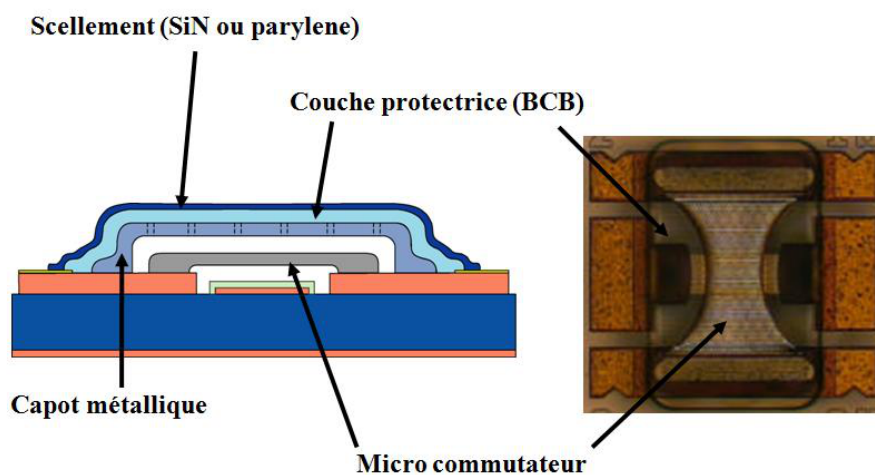


FIGURE 1.25 – Micro-commutateur capacitif développé par MEMTRONICS encapsulé par dépôt de film mince.

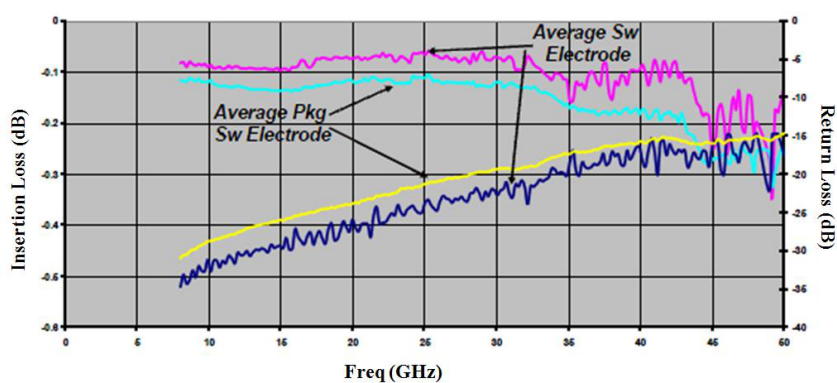


FIGURE 1.26 – Comparaison des performances du micro commutateur packagé et non packagé.

Ainsi, la dépendance du facteur de qualité de ce résonateur est utilisée pour contrôler le vide à l'intérieur de ce package. Une calibration est nécessaire pour déterminer la pression à l'intérieur de la cavité. Ainsi, le facteur de qualité d'un résonateur non encapsulé a été mesuré à différentes pressions puis comparé aux facteurs de qualité d'un résonateur encapsulé. Il en résulte alors une pression de 1 mbar dans cette cavité. La figure 1.27 présente ce package et la mesure du facteur de qualité.

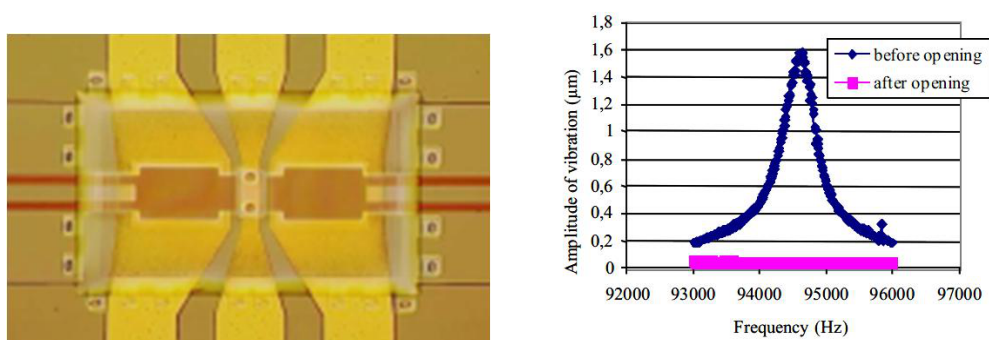


FIGURE 1.27 – Résonateur encapsulé par un film mince de dioxyde de silicium.

Cependant, cette solution nécessite un moyen supplémentaire afin d'évaporer le dioxyde de silicium augmentant le coût de production. De plus, il est très difficile de contrôler le stress interne de ce diélectrique lors de son évaporation, provoquant alors des cassures au niveau des dômes.

Compte tenu des méthodes de fabrication utilisées (électrodéposition ou dépôts par phase vapeur), il est difficile de garantir une encapsulation hermétique et de faibles valeurs de pression. Stark [35] a développé une technique d'encapsulation de capacités inter-digitées basée sur une électrodéposition de nickel et un scellement en plomb, illustré en figure 1.28. Cette méthode permet d'obtenir des pressions de l'ordre du milibar. D'autres matériaux comme l'indium électrodéposé [36] peuvent également être utilisés lors de l'encapsulation.

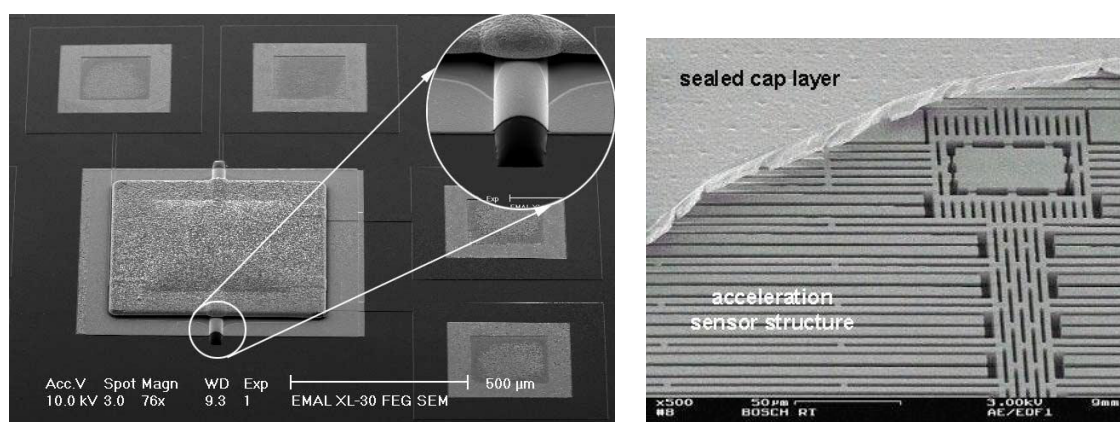


FIGURE 1.28 – Structures MEMS encapsulés par une couche mince métallique

Nous avons également utilisé cette technique afin d'encapsuler des micro-

commutateurs capacitifs et ohmiques [37]. Une étude d'un package de film mince métallique et de l'impact que ces capots métalliques auront sur les composants MEMS sera présentée dans le chapitre 3.

Une fois l'encapsulation du composant MEMS maîtrisée, il est indispensable de connaître la fiabilité du package et sa capacité à être hermétique.

1.7 Le problème de l'herméticité et de l'étanchéité des packages

La notion d'étanchéité est définie vis-à-vis d'une espèce chimique déterminée et son état de phase (liquide ou gazeuse). Dans le cas de liquide, une encapsulation peut-être par exemple imperméable à l'eau mais perméable à des solvants tels que l'éthanol. Le problème est d'autant plus complexe avec les espèces chimiques en phase gazeuse comme l'oxygène ou la vapeur d'eau.

Une encapsulation hermétique est définie comme étant étanche à toutes les espèces chimiques quelle que soient leurs phases. Une encapsulation hermétique est donc étanche, mais l'inverse n'est pas forcément vérifié. Ainsi, une grande partie des problèmes de défaillance observés sur les micro-systèmes sont liés à l'encapsulation et peuvent être résolus grâce à une optimisation du boîtier.

Le rôle principal d'une mise en encapsulation est donc le contrôle de l'atmosphère de travail du composant encapsulé et sa protection contre l'humidité. L'herméticité des boîtiers est donc l'une des préoccupations majeures des concepteurs de MEMS RF. En effet, les nombreuses défaillances des MEMS sont dues aux problèmes liés à la condensation de vapeur d'eau au niveau du composant ou à des variations de pression ou de composition de l'atmosphère interne de la cavité.

1.7.1 Les problèmes de fiabilité des MEMS liés aux conditions environnementales

Selon les conditions d'utilisation du MEMS encapsulé, le boîtier va jouer un rôle primordial pour la protection du composant vis-à-vis de son environnement extérieur, aussi bien en ce qui concerne les variations de température, que les chocs et vibrations auxquels il peut être soumis tout le long de sa vie.

Parmi les problèmes de fiabilité des MEMS, on peut par exemple citer le stress résiduel induit par des températures de scellement excessives. Les micro-structures MEMS peuvent être construites suivant un assemblage de matériaux présentant des coefficients de dilation thermique différents. Toute variation de température pendant la mise en boîtier génèrera des contraintes mécaniques aux interfaces entre ces différents matériaux. Ces contraintes entraînent alors une dégradation des performances, voire la destruction du MEMS dans les cas extrêmes.

L'humidité peut être aussi à l'origine de nombreuses défaillances pour les MEMS. En effet, leurs structures libérées et mobiles sont extrêmement vulnérables à des phénomènes de collage. La présence de vapeur d'eau à l'intérieur d'un boîtier MEMS peut être à l'origine de défaillance de collage observée sur les MEMS. Ainsi, les forces de surface habituellement négligeables deviennent prépondérantes par rapport aux forces macroscopiques. Elles entraînent alors le collage des micro-structures MEMS si ces structures entrent en contact. La figure 1.29 présente un exemple de structures collées par des forces capillaires.

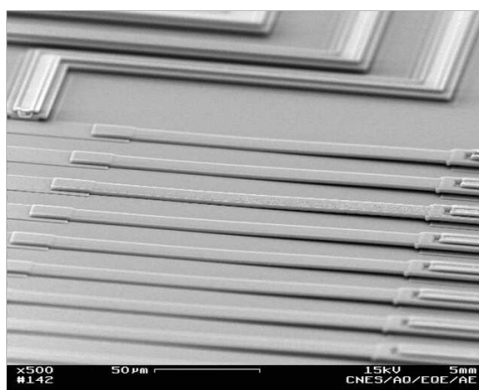


FIGURE 1.29 – Défaillance des MEMS due aux forces capillaires trop importantes.

Les forces capillaires, les forces de Van der Waals et les forces électrostatiques sont à l'origine des phénomènes de collage de ces micro-structures. Les forces capillaires sont de loin les plus importantes. Ces forces sont dues à la condensation de la vapeur d'eau dans les pores et les fissures d'une surface lisse. Lorsque les deux surfaces entrent en contact, une fine couche d'eau présentant une forte tension de surface apparaît entre les points de contact et les maintient collés, comme le montre la figure 1.30.

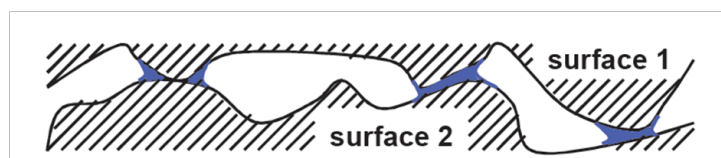


FIGURE 1.30 – Collage dû aux forces capillaires.

Ce phénomène peut se produire également pendant le processus de fabrication du MEMS, en général lors des gravures humides.

1.7.2 Comment contrôler l'atmosphère interne d'un boîtier ?

L'évolution de l'atmosphère interne d'un boîtier peut être déterminée à partir du taux de fuite. Si un boîtier présente une fuite, et si la pression interne du gaz considéré à l'intérieur de la cavité est différente de la pression externe, la pression interne va progressivement évoluer jusqu'à l'équilibre avec la pression externe. Ainsi, pour déterminer l'herméticité des boîtiers, on se réfère généralement à la méthode 1014 de la norme américaine MIL-STD-883[38]. Cette norme recense la totalité des méthodes de test d'herméticité homologuées, et définit les valeurs limites de taux de fuite autorisées. Tous ces tests d'herméticité définis par cette norme seront décrits en annexe. D'autres tests peuvent être utilisés tels la détermination de la déflexion d'un capot, la mise en place de "capteurs in situ" dans les boîtiers pour évaluer l'herméticité des packages. Tous ces tests sont également décrits en annexe B.

1.8 Conclusion

Nous avons montré dans ce chapitre les nombreux avantages présentés par les composants MEMS RF ainsi que l'émergence de ces composants au cours de ces dernières années et l'intérêt de développer ces composants pour de nombreuses applications. Les micro-commutateurs MEMS RF peuvent être choisis non seulement pour leur taille mais aussi pour leur perte d'insertion, leur isolation, leur consommation, leur nombre de cycles ainsi que leur linéarité. C'est pourquoi, on peut les retrouver dans de nombreux dispositifs hyperfréquences.

Nous avons aussi présenté la plupart des techniques de mise en encapsulation des MEMS qui se sont développées ces dernières années. Pour effectuer cette encapsulation, différentes méthodes ont été mises au point, chacune présentant des avantages et des inconvénients en terme d'herméticité, de risque de détérioration du composant encapsulé et de coût de revient. Toutefois, on a vu que peu de ces méthodes peuvent convenir à l'encapsulation de MEMS RF du fait de leurs structures fragiles. Seules deux de ces méthodes peuvent y parvenir et seront donc étudiées par la suite. Au cours du deuxième chapitre, nous détaillerons la conception d'un micro-commutateur ohmique à grande force de contact. Ce micro-commutateur est conçu à partir d'outils de conceptions mécaniques et électromagnétiques (logiciels de simulation) pour ensuite être encapsulé.

Chapitre 2 :

Conception et réalisation d'un micro-commutateur à contact ohmique

2.1 Introduction

Nous avons vu les principaux avantages que les micro-commutateurs MEMS RF présentent face à leur concurrent, les composants semi-conducteurs et l'intérêt de développer ces composants pour des applications hyperfréquences. Leurs petites tailles, leurs faibles pertes d'insertion, leur excellente isolation en font des candidats idéaux pour remplacer les composants semi-conducteurs pour certaines applications en hyperfréquences. Cependant, nous avons vu que malgré des avantages indéniables, leurs structures fragiles et mobiles nécessitent une mise en encapsulation spécifique. Ainsi, le chapitre 1 a détaillé les techniques d'encapsulation les plus appropriées pour les composants MEMS RF. Ces techniques d'encapsulation, pour rester compétitives face aux composants semi-conducteurs, doivent rester bas coût et doivent s'intégrer facilement dans le procédé de fabrication d'un MEMS.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'étude d'un micro-commutateur à contact ohmique que l'on pourra encapsuler par la suite facilement. L'objectif premier de cette étude est donc le développement d'une topologie de micro-commutateur ohmique la plus simple possible et qui puisse résister ensuite aux contraintes de l'encapsulation. La réalisation d'un commutateur MEMS destiné à des applications hyperfréquences nécessite des étapes de conception indispensables sur les plan mécaniques et électromagnétiques.

Ce chapitre 2 débute par une étude mécanique qui va permettre de dimensionner la zone déformable du composant et sa zone d'actionnement. Cette étude mécanique, va d'une part prévenir des mécanismes de défaillance tels les phénomènes d'adhérence ou les contraintes que les matériaux structurels du composant peuvent subir (températures, stress interne etc...), et d'autre part optimiser les performances du composant telles que sa fréquence de résonance mécanique, sa force de contact ou encore sa tension d'actionnement. Notre choix s'est porté sur une structure comprenant plusieurs ancrages car, comme nous le verrons par la suite, cette topologie semble la mieux adaptée pour maximiser la force de contact et à une encapsulation ultérieure. Les conditions de dépôt des matériaux sont également mieux maîtrisées et rendent reproductible la fabrication de micro-structures de ce type. De plus cette topologie a déjà montré des résultats très intéressants dans le cas de micro-commutateurs similaires à ceux que nous souhaitons développer [39].

Nous nous attacherons à concevoir ce micro-commutateur afin d'avoir une force de contact maximale et une tension d'actionnement la plus faible possible. Nous détaillerons également le procédé de fabrication de ce commutateur et nous veillerons à ce que son

procédé de fabrication soit compatible avec les techniques d'encapsulation développées par la suite. Les mesures des performances mécaniques et électromagnétiques de ce commutateur seront présentées, validant ainsi les résultats de cette étude pour ensuite les comparer aux performances du même micro-commutateur encapsulé dans le chapitre 3.

2.2 Notions de mécanique

2.2.1 Le système masse - ressort

Les dispositifs MEMS peuvent être assimilés à un système masse-ressort du premier ordre comme le montre la figure 2.1. Un micro-commutateur, que ce soit en configuration pont ou cantilever (bi ou mono-encastree), se caractérise par deux électrodes, l'une est fixe et l'autre est mobile [13].

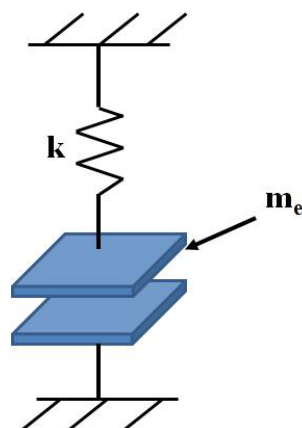


FIGURE 2.1 – Système masse-ressort du premier ordre.

m_e représente la masse effective de la poutre mobile de masse réelle m et k la raideur de cette poutre. La masse effective de la poutre mobile représente généralement 35 à 45% de sa masse réelle.

La masse effective m_e se calcule en fonction de la constante de raideur k et de la pulsation de résonance mécanique ω_0 par la relation 2.1.

$$m_e = \frac{k}{\omega_0^2} \quad (2.1)$$

2.2.2 Utilisation du logiciel ANSYS

Le logiciel ANSYS permet de décrire des structures mécaniques complexes à l'aide d'un maillage qui divise la structure à simuler en éléments finis sur lesquels seront appliquées les contraintes mécaniques. Cette méthode de simulation rigoureuse est assez

lourde à prendre en main, et nous avons procédé dans un premier temps à une comparaison entre ce logiciel et une structure simple qu'on peut calculer de manière analytique. [40].

Pour une poutre bi-encastree de longueur l , de largeur w et d'épaisseur t , il est possible d'établir l'équation de la déflexion engendrée par une force F répartie uniformément sur la structure de la poutre comme le montre la figure 2.2.

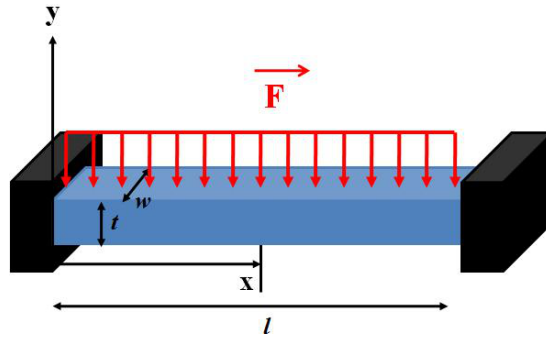


FIGURE 2.2 – Poutre bi-encastree soumise à une force uniformément répartie.

On montre [41] que l'équation de la déflexion engendrée en tous points du pont est donnée par 2.2 :

$$y = \frac{Fx^2}{24EI}(L - x)^2 \quad (2.2)$$

Où E est le module d'Young du matériau et I le moment quadratique de la poutre bi-encastree.

Ce moment dépend essentiellement de la géométrie de la structure. Il est exprimé en m^4 , ou en μm^4 dans le cas de structures micro-mécaniques. Pour une section quelconque de surface S , il est donné par l'expression 2.3 :

$$I = \int \int_S y^2 dS \quad (2.3)$$

Donc pour une poutre de largeur w et d'épaisseur t , en intégrant sur S aire de la section, on obtient : 2.4 :

$$I = w \int y^2 dy = \left[\frac{wy^3}{3} \right]_{-\frac{t}{2}}^{\frac{t}{2}} = \frac{wt^3}{12} \quad (2.4)$$

Le logiciel ANSYS [42] est un logiciel multi-physique de calcul par éléments finis. Ce logiciel permet d'optimiser des géométries complexes (gain de temps) et donc d'optimiser

des processus de conception et de fabrication.

En effet, il permet de résoudre des problèmes de thermique, d'électrostatique, d'électromagnétisme et de mécanique. Il permet, en outre, plusieurs types d'analyse : statique, harmonique ou encore transitoire.

On pourra alors utiliser ce logiciel par la suite pour déterminer la fréquence de résonance de nos structures, leurs tensions d'actionnement, et il nous sera indispensable pour concevoir la géométrie de leurs électrodes d'actionnement afin de concentrer la zone déformable et ainsi d'avoir une force de contact la plus grande possible.

Pour valider l'utilisation de ce logiciel à l'échelle microscopique, une simple poutre bi-encastrée de longueur $l = 160 \mu m$, de largeur $w = 50 \mu m$ et d'épaisseur $t = 2 \mu m$ est simulée. Cette poutre est soumise à une force uniformément répartie sur sa structure. La figure 2.3 montre la déformation de cette poutre ancrée des deux côtés et la figure 2.4 compare le modèle RdM [40] que l'on a vu pour une poutre bi-encastrée à la simulation ANSYS. Les résultats obtenus à partir de ce logiciel sont en accord avec ceux obtenus à partir du modèle RDM.

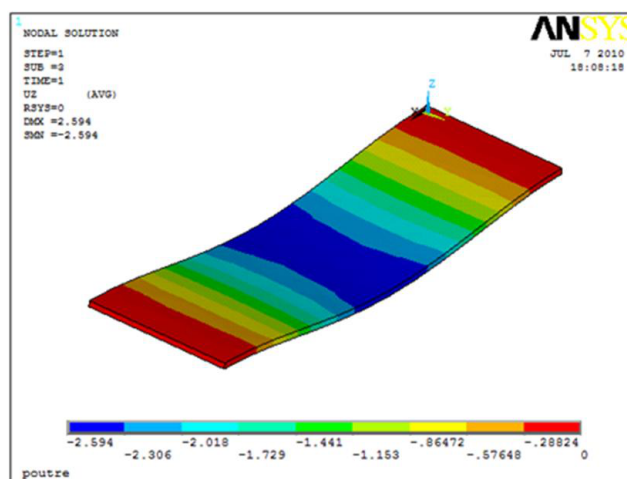


FIGURE 2.3 – Simulation sous le logiciel ANSYS de la déformation d'une poutre bi-encastrée sous l'effet d'une force uniformément répartie

2.2.3 Bilan des forces mises en jeu

Le micro-commutateur que nous souhaitons développer se présente sous la forme d'une micro-poutre bi-encastrée placée en parallèle au dessus d'une ligne de transmission radio fréquence. Cette poutre possède plusieurs bras d'ancrage fixés sur le substrat. Une électrode d'actionnement, qui elle aussi est fixée sur le substrat, permet de déformer la micro-poutre jusqu'à ce qu'elle vienne en contact sur la ligne de transmission ra-

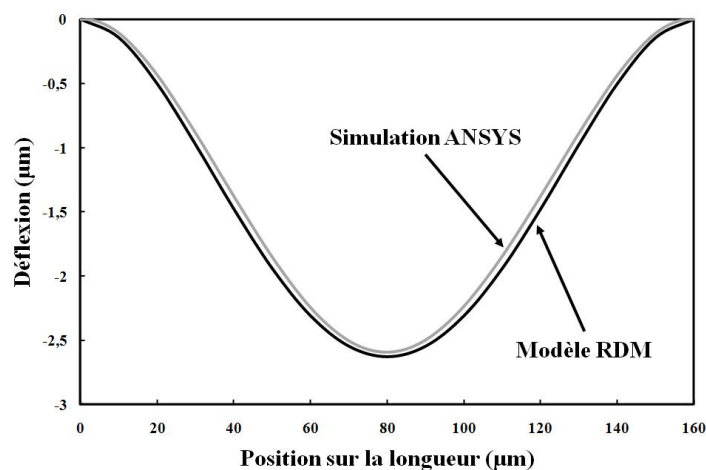


FIGURE 2.4 – Validation du logiciel ANSYS

diométrie par l'intermédiaire d'un doigt de contact que l'on nommera par la suite plot de contact.

La figure 2.5 présente simplement la géométrie du micro-commutateur ohmique et le bilan des forces mises en jeu lors de son actionnement.

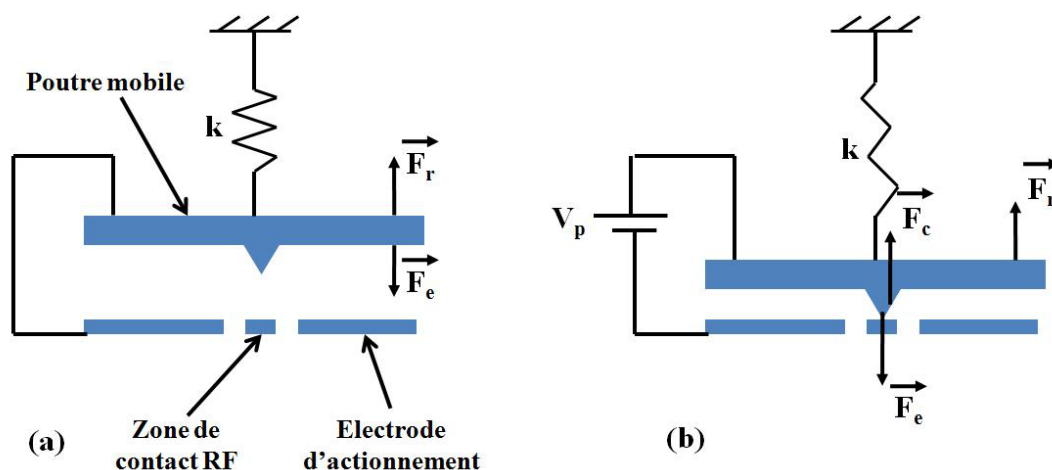


FIGURE 2.5 – Bilan des forces mises en jeu lors de l'actionnement électrostatique d'un micro-commutateur ohmique, (a) Micro-commutateur à l'état bloqué, (b) Micro-commutateur à l'état passant.

Une force est appliquée sur la structure mobile pour la déplacer vers la zone de contact. Dans le cas d'un actionnement électrostatique que l'on verra dans le paragraphe suivant et que l'on utilisera par la suite, elle sera nommée force électrostatique \vec{F}_e .

S'oppose à la déflexion de la poutre une force de rappel \vec{F}_r du fait de la rigidité des matériaux qui la composent. Si la force d'actionnement est suffisante, la poutre mobile se déforme jusqu'à venir en contact avec la zone de contact RF. Une force de contact \vec{F}_c apparaît alors pour bloquer la structure. Cette force de contact est directement liée

à la résistance du contact d'un commutateur. Elle s'avère donc cruciale pour le bon fonctionnement d'un micro-commutateur ohmique.

Les forces mises en jeu lors de la déflexion de la poutre sont donc la force électrostatique \vec{F}_e , qui est dirigée vers le substrat, la force de rappel \vec{F}_r , qui s'oppose à l'actionnement, et la force de contact \vec{F}_c , qui elle aussi s'oppose à l'actionnement. Le principe fondamental de la statique impose que la résultante de ces trois forces soit nulle quand l'équilibre est atteint comme le montre l'équation 2.5 [43].

$$\vec{F}_e = \vec{F}_r + \vec{F}_c \quad (2.5)$$

2.2.4 L'actionnement électrostatique

2.2.4.1 La force électrostatique

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, l'actionnement électrostatique est aujourd'hui le plus utilisé essentiellement pour sa simplicité de mise en oeuvre. Nous allons détailler dans ce paragraphe les phénomènes mis en jeu lors de cet actionnement, ses avantages et ses inconvénients. On parle d'actionnement électrostatique, lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes métalliques. Ainsi, un champ électrique s'installe entre les deux électrodes métalliques et génère une force attractive attirant l'électrode mobile sur l'électrode fixe. Cette force attractive est nommée force électrostatique. Cette force s'exprime en fonction des paramètres géométriques des électrodes en regard et est donnée par l'équation ci-dessous 2.6 [41] :

$$F_{\text{électrostatique}} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{g^2} \quad (2.6)$$

V est la tension aux bornes du dispositif, S représente la surface en vis à vis des électrodes et g la distance entre ces électrodes.

On remarque alors que plus les électrodes sont proches l'une de l'autre, plus la force électrostatique est importante pour une même tension d'actionnement. De plus, comme cette force électrostatique est proportionnelle à la différence de potentiel au carré V^2 , elle est indépendante du signe de la tension appliquée. On peut donc faire commuter la poutre entre un état haut et un état bas en y appliquant une tension continue ou une tension bipolaire [44].

2.2.4.2 La force de rappel

La rigidité de la poutre mobile s'oppose à ce déplacement sous la forme d'une force de rappel F_r qui elle, contrairement à la force électrostatique, varie linéairement avec le déplacement. Cette force est donnée par l'équation ci-dessous 2.7 :

$$F_{rappel} = k(g_0 - g) \quad (2.7)$$

où g_0 représente la distance initiale entre l'électrode mobile et l'électrode fixe.

Cette force mécanique de rappel dépend de la raideur de la poutre k qui dépend de la géométrie de la poutre et du matériau la constituant.

2.2.4.3 La tension d'actionnement

L'équation décrivant l'évolution de la tension d'actionnement en fonction du déplacement engendré, s'établit en résolvant l'équation 2.5 avec $\vec{F}_c = 0$.

La position d'équilibre est atteinte alors lorsque $\vec{F}_e + \vec{F}_r = \vec{0}$.

A l'équilibre on obtient 2.8 :

$$-F_e = F_r \Leftrightarrow \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (2.8)$$

On en déduit alors l'expression de la tension d'actionnement V 2.9 :

$$V = \sqrt{\frac{2kg^2(g_0 - g)}{\epsilon_0 S}} \quad (2.9)$$

Prenons une poutre de forte raideur $k = 100$ N/m, de largeur $50 \mu m$, de longueur $160 \mu m$ et suspendue à $2 \mu m$ au dessus d'une électrode de même dimension. La figure 2.6 illustre le déplacement de cette structure en fonction de la tension appliquée, de sa position initiale jusqu'au phénomène d'effondrement où la poutre s'abaisse de façon brutale. Cette tension pour laquelle l'électrode mobile vient s'effondrer sur l'électrode fixe est appelée "tension de seuil ou tension d'abaissement" que l'on désignera par V_p . Ainsi, on remarque sur cette courbe, que la poutre mobile vient subitement s'écraser pour une tension de 100 Volts à $2/3$ de g_0 soit $g = 1,33 \mu m$. Pour cette tension, le système passe de l'état stable à l'état instable lorsque $\sqrt{\frac{2kg^2(g_0 - g)}{27\epsilon_0 S}}$ est maximal, c'est à dire lorsque $\frac{d}{dg}(g^2(g_0 - g)) = 0$, soit pour $g = \frac{2}{3}g_0$ [45].

A $\frac{2}{3}g_0$, on obtient alors l'expression de la tension d'abaissement 2.10 :

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\epsilon_0 S}} \quad (2.10)$$

Pour le type de micro-commutateur que nous souhaitons développer, l'instabilité est un avantage car elle va limiter la valeur de la tension d'actionnement. En effet, un micro-commutateur ohmique se comporte comme un interrupteur comprenant deux états : état ouvert et état fermé. L'état fermé sera alors obtenu en appliquant une tension d'actionnement suffisante pour dépasser ce point d'instabilité et provoquer la commutation du

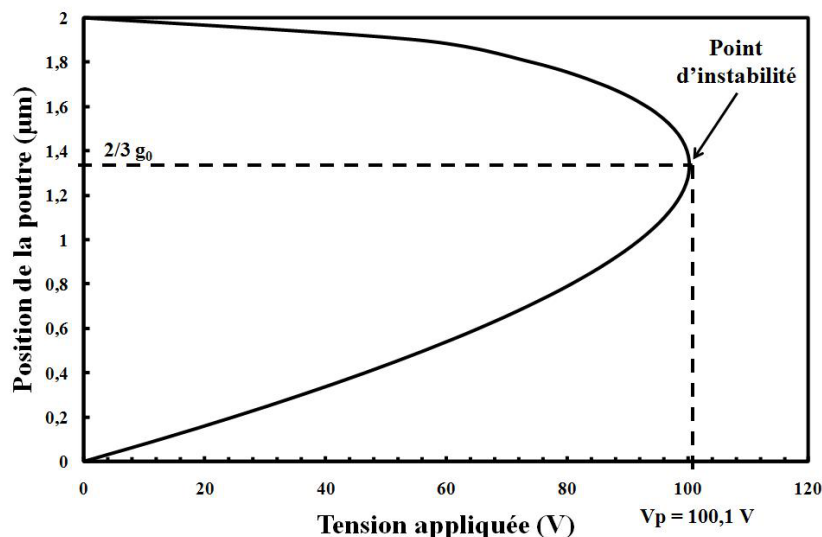


FIGURE 2.6 – Illustration du phénomène d'abaissement.

dispositif. Il suffira alors d'appliquer une tension pouvant faire baisser l'électrode mobile sur uniquement un tiers de la distance initiale g_0 afin de réaliser la fonction de commutation.

2.2.4.4 La force de contact

La force de contact représentée sur la figure 2.7 est la force appliquée par la micro-poutre sur l'électrode de contact RF sous l'action de la force électrostatique.

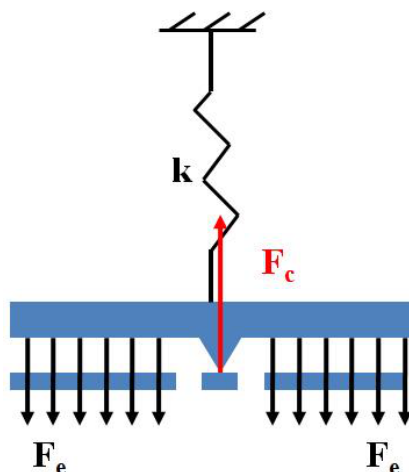


FIGURE 2.7 – Représentation de la force de contact F_c sur une micro-poutre actionnée.

Pour construire un micro-commutateur ohmique à grande force de contact, il faut rapprocher le plus possible l'électrode d'actionnement de la zone de contact RF. Ainsi, l'électrode d'actionnement peut induire une force de contact de 40 à 95% de la force électrostatique [17]. La force de contact est donc directement liée à la force électrostatique

qui elle évolue non linéairement avec la tension d'actionnement. Une forte tension d'actionnement entraînera alors une force de contact élevée et réduira ainsi les pertes liées à la résistance de contact. Pour la suite de notre étude, une tension d'actionnement limitée à 100 Volts sera choisie dans un premier temps pour le micro-commutateur ohmique développé.

De plus, les phénomènes d'adhérence constituent le principal problème de fiabilité des structures MEMS à contact en particulier si le micro-commutateur dispose d'une grande force de contact. Le plot de contact du dispositif peut rester collé sur la zone de contact RF alors que l'actionnement a été stoppé. Dans ce cas là, le MEMS est défaillant puisqu'il ne peut pas retourner à sa position d'origine.

Pour éviter cette défaillance, il est alors indispensable que le micro-commutateur dispose d'une grande force de rappel. Comme elle est directement liée à la raideur de la poutre mobile, la micro-poutre devra disposer d'une raideur importante, d'où notre choix sur une poutre de type pont.

2.2.5 Déformation induite par des contraintes internes

Les micro-commutateurs de type pont sont plus sensibles aux contraintes axiales. En effet, ces contraintes dépendent des conditions de dépôt des couches formant la micro-poutre des micro-commutateurs. Ces contraintes sont aussi fortement liées aux gradients de température que peuvent subir les micro-commutateurs.

Elles sont donc difficiles à maîtriser, difficiles à reproduire et peuvent avoir une forte influence sur la tension d'actionnement du dispositif. La raideur d'une poutre bi-encastree est la somme de deux terme k' et k'' . k' tient compte des caractéristiques du matériau. k'' dépend de la contrainte résiduelle bi-axiale σ de la poutre. Cette contrainte peut être compressive ou en tension.

Si la poutre est soumise à une contrainte bi-axiale compressive, une fois libérée, elle peut "flamber" c'est-à-dire que ces contraintes repoussent les points d'ancrage. Ainsi, le gap séparant l'électrode d'actionnement et la micro-poutre augmente entraînant irrémédiablement une augmentation de la tension d'actionnement (d'après l'équation 2.9). Le flambage de la micro-poutre de type pont peut alors détruire le composant si celui-ci est encapsulé. En effet, le gap entre le package et la micro-poutre peut diminuer jusqu'à devenir nul comme le montre la figure 2.8 (g_1 augmente et g_2 diminue) [41].

Les contraintes en tension tendent au contraire à tirer sur ces points d'ancrage. Ainsi, un micro-commutateur de type pont dont la raideur est très forte, sera moins sensible à ces contraintes. Une optimisation géométrique de la structure doit donc être réalisée.

Pour le micro-commutateur étudié, il sera alors indispensable d'évaluer la dispersion

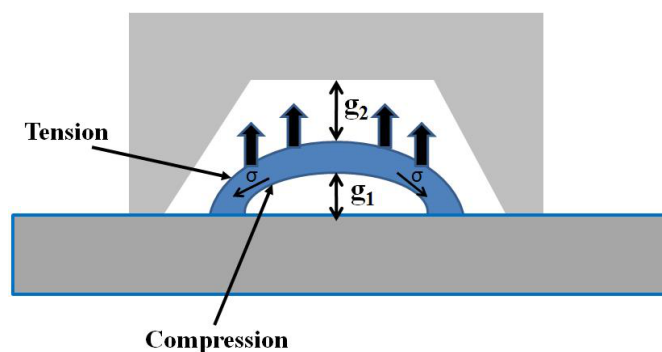


FIGURE 2.8 – Flambage d'une poutre bi encastrée soumise à une température.

de la tension d'actionnement en fonction de la température.

2.3 Première géométrie d'un commutateur à contact ohmique

Pour qu'un micro-commutateur soit reproductible dans le temps, qu'il ne soit pas soumis aux forces d'adhérence, sa raideur doit être suffisamment forte.

De plus, une forte raideur implique une meilleure tenue en température. Augmenter la raideur de la structure implique aussi un temps de commutation plus petit. En effet, des structures à faibles constantes de raideur sont beaucoup plus lentes. Cependant, la force électrostatique doit lutter contre la raideur du pont MEMS. Plus la raideur sera importante et plus la tension nécessaire à la commutation de la structure sera élevée.

Un compromis sera donc nécessaire entre raideur, force de contact et tension d'actionnement. Une étude mécanique (simulation sous ANSYS) est alors indispensable pour réaliser ce compromis. Deux géométries ont été étudiées et réalisées afin d'obtenir un micro-commutateur ohmique possédant de bonnes performances mécaniques et hyperfréquences.

2.3.1 Géométrie d'un commutateur à un seul point de contact

Le micro-commutateur développé se présente comme un pont possédant un seul point de contact comme le montre la figure 2.9. Nous nous sommes donc intéressés dans un premier temps à la géométrie de la micro-poutre de type pont et notamment à la géométrie du plot de contact.

g_1 est le gap entre le plot de contact et la ligne de transmission RF et g_2 est la hauteur du plot de contact. On désigne la tension V_{app} la tension réellement appliquée aux bornes du micro-commutateur.

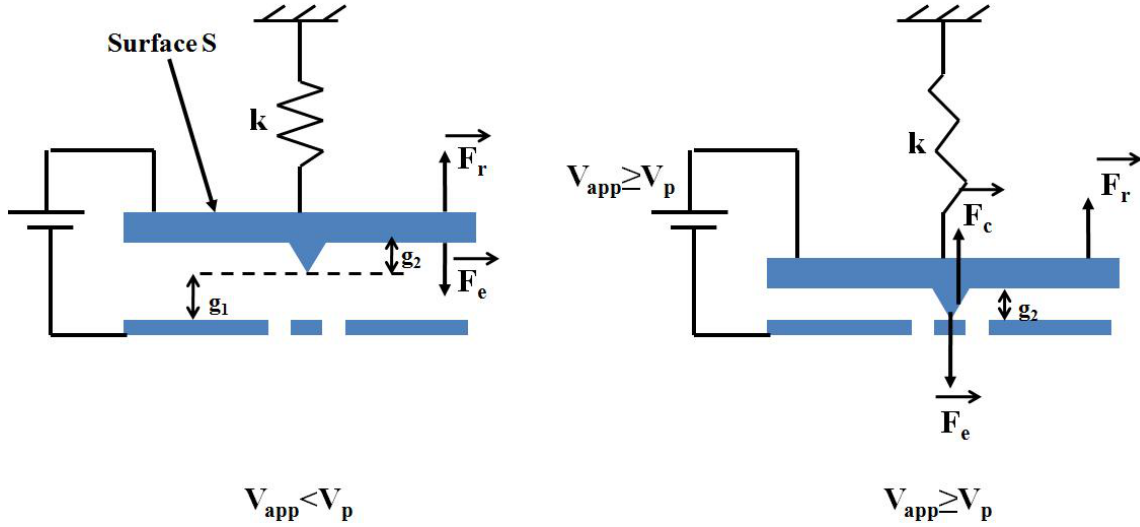


FIGURE 2.9 – Micro-commutateur ohmique à un point de contact.

A l'état bloqué (état haut), le gap total est donc $g_1 + g_2$.

A l'équilibre, c'est à dire lorsque le micro-commutateur est en contact, la tension est $V_{app} \geq V_p$ on a :

$$\vec{F}_c + \vec{F}_r = \vec{F}_e \quad (2.11)$$

En remplaçant la force de rappel et la force électrostatique par leur formule respective, on obtient :

$$F_c + k g_1 = \frac{\epsilon_0 S V_{app}^2}{2 g_2^2} \quad (2.12)$$

En se plaçant dans le cas où la tension réellement appliquée correspond à la tension d'abaissement de la micro-structure soit $V_{app} = V_p$ on obtient :

$$F_c = \frac{\epsilon_0 S V_p^2}{2 g_2^2} - k g_1 \quad (2.13)$$

D'après l'équation 2.10 on a :

$$V_p^2 = \frac{8}{27} \frac{k (g_1 + g_2)^3}{\epsilon_0 S} \quad (2.14)$$

La force de contact est donnée alors par :

$$F_c = \frac{4}{27} \frac{k (g_1 + g_2)^3}{g_2^2} - k g_1 \quad (2.15)$$

Cette force de contact peut alors s'exprimer comme une fonction de V_{app}^2 / V_p^2 :

$$F_c = \frac{4}{27} \frac{V_{app}^2}{V_p^2} \frac{k(g_1 + g_2)^3}{g_2^2} - kg_1 \quad (2.16)$$

Pour la géométrie de notre micro-commutateur, il est intéressant d'exprimer le rapport F_c/F_r . Cette expression peut alors s'exprimer comme :

$$F_c = kg_2 \left[\frac{4}{27} \frac{V_{app}^2}{V_p^2} \frac{(g_1 + g_2)^3}{g_2^3} - \frac{g_1}{g_2} \right] \quad (2.17)$$

Donc on peut établir l'expression 2.18[46] :

$$\frac{F_c}{F_r} = \frac{g_2}{g_1} \left[\frac{4}{27} \frac{V_{app}^2}{V_p^2} \frac{(g_1 + g_2)^3}{g_2^3} - \frac{g_1}{g_2} \right] \quad (2.18)$$

On remarque alors que le rapport force de contact sur force de rappel ne dépend pas de la raideur de la structure, ni de la tension d'abaissement de la structure ($V_{app}=V_p$). Ce rapport dépend alors uniquement de la géométrie du plot de contact et du gap entre la zone de contact RF et la membrane mobile (g_2/g_1). Ce rapport a une influence directe sur la fiabilité de la structure. Les micro-commutateurs ohmiques doivent avoir un rapport F_c/F_r de 2 ou 3 pour être fiables [13].

Dans le cas ou $g_1 = g_2$, $(g_1+g_2)/g_2 = 2$.

$$F_c/F_r = (32 /27 - 1) = 0,17.$$

Si $V_{app}= 1,5 V_p$, $F_c/F_r = 1,37$.

Nous décidons alors de nous placer dans le cas où : $g_1 = g_2$ pour le micro-commutateur que nous allons développer.

Nous nous sommes par la suite intéressés à l'influence de la géométrie de la micro-structure sur sa constante de raideur, sa force de contact et sa tension de commande. Nous avons alors plusieurs paramètres à notre disposition : la surface de la membrane mobile, son épaisseur et le gap entre la zone de contact RF et la membrane.

La constante de raideur et donc la force de rappel sont directement liées au module d'Young : grandeur mécanique propre à chaque matériau. Pour notre application, la micro-poutre sera formée par une mince couche d'or. En effet, l'or est le matériau structural le plus couramment utilisé pour les composants MEMS RF car il possède d'excellentes propriétés électriques qui engendrent de faibles pertes de signal aux fréquences microondes. L'or possède un module de Young de 78 GPa.

Comme le montre la figure 2.10, la poutre mobile du micro-commutateur présente 8 points d'ancrage sur le substrat. Cette particularité doit rendre alors la structure extrêmement raide.

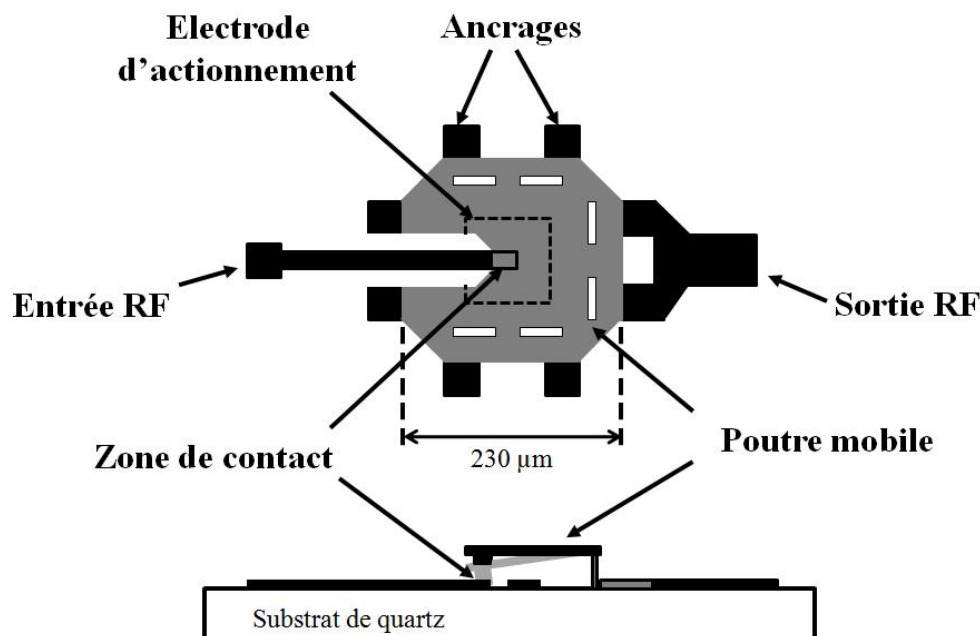


FIGURE 2.10 – Première géométrie du micro-commutateur ohmique.

Cette poutre mobile possède une longueur et une largeur de $230 \mu m$. Elle est "coupée" à l'entrée RF afin d'atténuer la capacité parasite entre la ligne de transmission RF et la membrane. Afin de s'assurer d'une grande force de contact, il est alors nécessaire d'étudier la géométrie de l'électrode d'actionnement qui provoquera une déflexion localisée de la membrane autour de la zone de contact RF.

2.3.2 Géométrie de l'électrode d'actionnement

La tension d'abaissement V_p évolue comme la racine carrée de la constante de raideur d'après l'équation 2.9. Pour limiter cette tension, la raideur de la poutre ne doit pas être trop élevée. Cependant, en contrepartie, le commutateur ohmique sera beaucoup plus sensible à la température, aux contraintes et aux phénomènes d'adhérence du plot de contact. Cette solution n'est donc pas envisageable.

Ainsi, c'est la surface de l'électrode d'actionnement qui va décider de la tension à appliquer pour actionner ce micro-commutateur. Si cette surface est petite, la tension d'actionnement augmentera. En effet, d'après l'équation 2.9, la tension d'effondrement est inversement proportionnelle à la surface S en vis-à-vis de la membrane et de l'électrode d'actionnement.

De plus, pour que la poutre puisse exercer une pression importante sur la zone de contact, la force d'actionnement doit être appliquée au plus près du point de contact. Le design de l'électrode d'actionnement est alors décisif car il peut permettre d'améliorer la qualité du contact et donc de réduire les pertes liées à la résistance de contact. La surface du plot de contact sera de $10 \mu m^2$.

Pour des raisons de fabrication, nous ne voulons pas utiliser de diélectrique pour protéger l'électrode d'actionnement et ainsi empêcher tout court-circuit. En effet, il est très difficile en réalisation de graver les diélectriques et on veut s'affranchir de cette étape supplémentaire. Il est donc essentiel de bien localiser la déflexion de la poutre sur la zone de contact RF, en conséquence de bien dimensionner l'électrode d'actionnement.

Un compromis doit alors être fait entre la surface de l'électrode d'actionnement et la tension d'abaissement. Cette structure a donc été simulée sous le logiciel ANSYS comme le montre la figure 2.11. Dans un premier temps, un gap de $1 \mu m$ est choisi entre la zone de contact et la poutre mobile. La poutre dispose d'une épaisseur de métallisation de $2 \mu m$. Le plot de contact a une hauteur $g_2=0,5 \mu m$ et le gap entre le plot de contact et la zone de contact est $g_1=0,5 \mu m$.

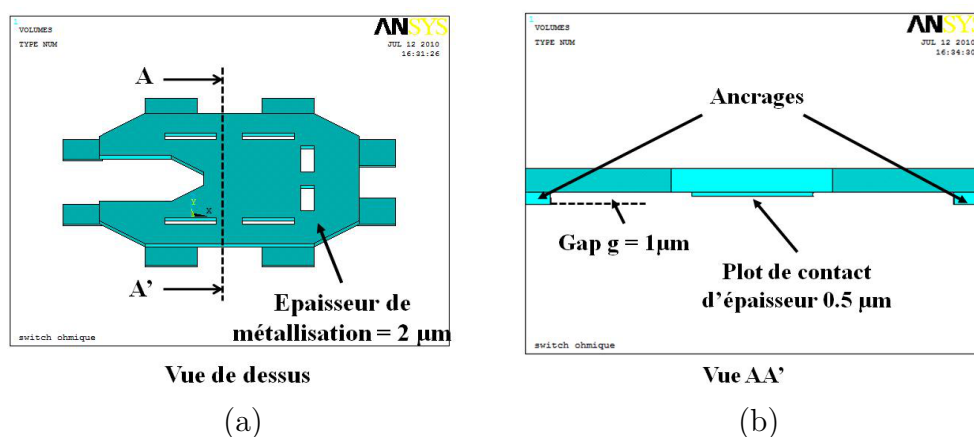


FIGURE 2.11 – (a) Représentation du micro-commutateur sous ANSYS, (b) vue en coupe du micro-commutateur.

Nous avons utilisé une première métallisation d'or d'épaisseur $t=0,1 \mu m$ autour de la zone de contact (cf figure 2.12) et étudié la variation de la tension d'abaissement et la déflexion de la poutre en fonction de la surface de l'électrode d'actionnement.

Pour une électrode d'actionnement possédant une surface de $3400 \mu m^2$ (cas numéro 1), la tension d'effondrement de la structure est de 104 Volts. La figure 2.13 montre la déflexion de la poutre sous 104 Volts.

Pour une surface de $3400 \mu m^2$, la déflexion de la poutre est bien localisée au niveau de la zone de contact RF mais avec une tension d'actionnement assez élevée. En augmentant la surface d'actionnement, on peut alors réduire cette tension d'actionnement. Dans les

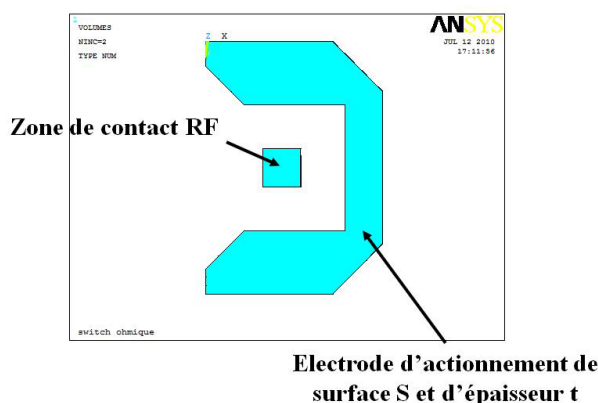


FIGURE 2.12 – Design de l'électrode d'actionnement du micro-commutateur.

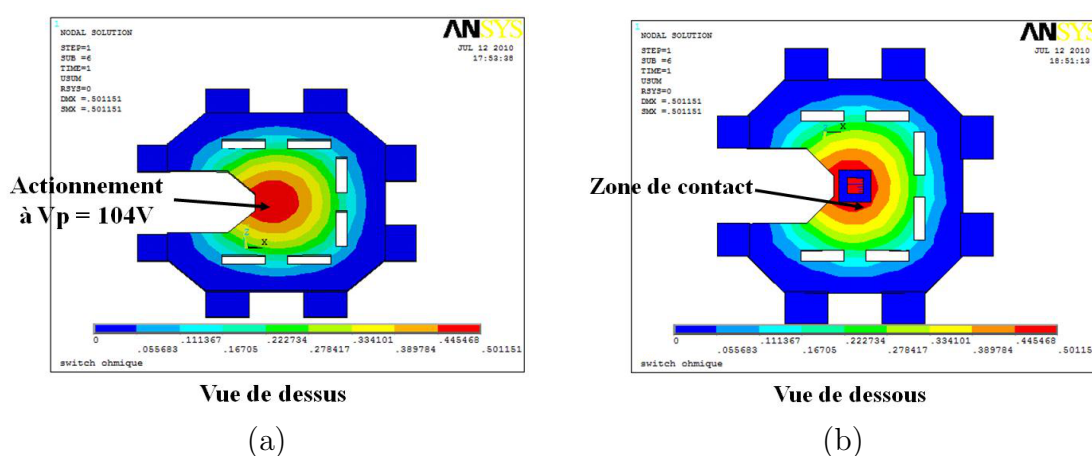


FIGURE 2.13 – Cas 1 : déflexion de la poutre sous 104 Volts, (a) Vue de dessus , (b) Vue de dessous.

cas 2 et 3, nous avons augmenté cette surface (cf figure 2.14). Pour le cas 2, la surface est de $8000 \mu\text{m}^2$ et la tension d'actionnement est de 95 Volts. Pour le cas 3, la surface est de $11300 \mu\text{m}^2$ et la tension d'actionnement est de 85 Volts.

Plus la surface augmente et plus la tension d'actionnement diminue, ce qui est en accord avec l'équation 2.9. Cependant, le fait d'augmenter la surface de l'électrode d'actionnement augmente la zone de contact de la poutre (cf figure 2.14). La poutre mobile pourra rencontrer alors l'électrode d'actionnement ce qui rendra défaillant le micro-commutateur. Le cas 1 sera donc conservé.

2.3.3 Détermination de la raideur de la structure

Quelque soit le point d'application de la force de déflexion, la constante de raideur d'une poutre bi-encastée est directement proportionnelle à son épaisseur au cube.

Nous avons donc, par simulation sous le logiciel ANSYS, déterminé l'influence de l'épaisseur de la raideur de notre structure (cf figure 2.15). Les différentes épaisseurs de

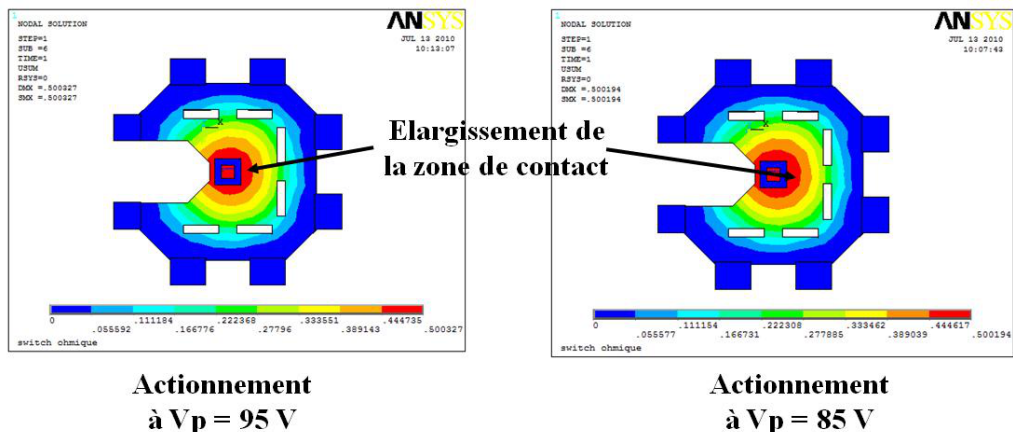


FIGURE 2.14 – Cas 1 et 2 : Elargissement de la zone de contact en fonction de différentes surfaces de l'électrode d'actionnement.

la poutre mobile vont alors faire varier sa raideur, donc sa tension d'abaissement comme le montre la figure 2.16.

Les simulations ont été faites avec une surface de l'électrode d'actionnement de $3400\ \mu\text{m}^2$ comme on l'a vu précédemment et avec un gap $g_1 + g_2$ de $1\ \mu\text{m}$. On pourra alors déterminer la force de rappel de la structure définie par l'équation 2.7, sa force électrostatique grâce à la tension d'abaissement trouvée, et ainsi en déduire sa force de contact.

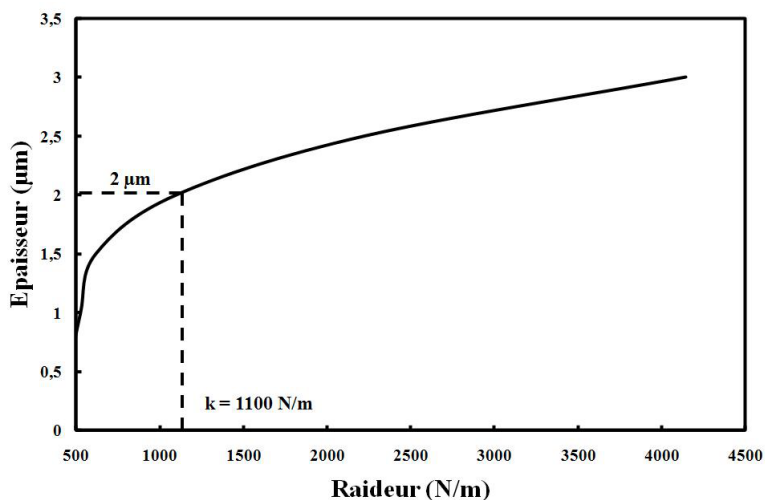


FIGURE 2.15 – Variation de l'épaisseur de la structure en fonction de sa raideur

Les simulations montrent qu'au-delà d'une épaisseur de $2\ \mu\text{m}$, la tension d'abaissement de cette structure est supérieure à 130 Volts. Dans le cas où la poutre possède une épaisseur de $2\ \mu\text{m}$, la tension d'abaissement est de 104 Volts, et la raideur de la structure est de 1100 N/m. Cette forte raideur procurera à notre structure une forte résistance à la température et une bonne vitesse de commutation.

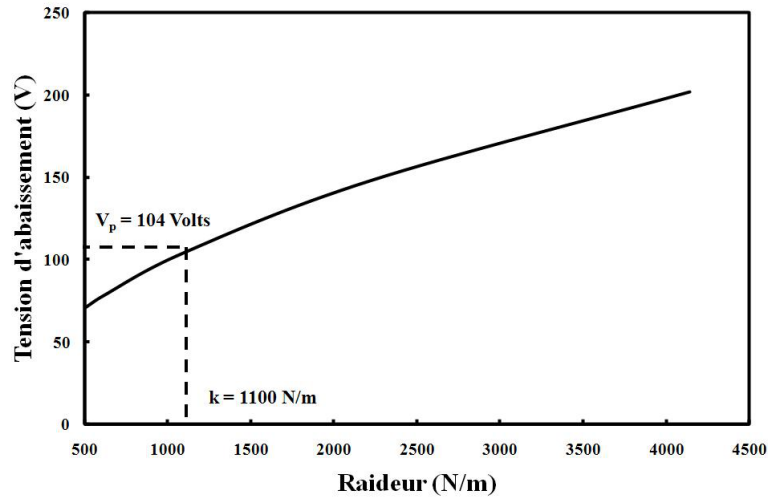


FIGURE 2.16 – Variation de la tension d'abaissement de la structure en fonction de sa raideur.

Le temps de commutation de la structure est déduit de sa fréquence de résonance mécanique f_0 et cette fréquence de résonance mécanique est directement liée à la raideur de la structure.

En fixant l'épaisseur de cette structure à $2 \mu m$, nous pouvons par simulation sous ANSYS, en déduire sa fréquence de résonance mécanique. Le temps de commutation est alors défini par l'équation 2.19 [47] :

$$t_c \approx \frac{3,67.V_p}{2.\pi.f_o.V_{app}} \quad (2.19)$$

$V_{app} > V_p$ est la tension d'actionnement appliquée. On prend alors $V_{app} = 1,5.V_p$

Le tableau ci-après récapitule pour différentes épaisseurs de la poutre mobile, sa raideur, sa tension d'abaissement, sa force électrostatique, sa force de contact, sa fréquence de résonance mécanique et son temps de commutation pour un gap fixé à $g_1 + g_2 = 1 \mu m$ ($g_1 = g_2$) et une surface de l'électrode d'actionnement de $3400 \mu m^2$.

Nous choisissons alors pour ce micro-commutateur ohmique, une épaisseur de métallisation de $2 \mu m$. En effet, malgré une tension d'actionnement assez élevée, la poutre mobile est très raide, ce qui entraîne un temps de commutation assez faible ($1,9 \mu s$). Ce temps de commutation calculé représente la durée nécessaire à la poutre mobile pour passer de sa position haute à sa position basse. Pour l'autre sens, le temps pour remonter en position haute correspond à l'aptitude de la poutre à lutter contre les phénomènes d'adhésion (collage des points de contacts pour un micro-commutateur ohmique construit sans diélectrique). Plus la raideur de la poutre sera importante et plus la poutre luttera contre les phénomènes d'adhésion facilement. A $2 \mu m$ la force

TABLE 2.1 – Récapitulatifs des paramètres du micro-commutateur en fonction de la variation d'épaisseur de sa poutre mobile.

Epaisseur de métallisation (μm)	0,5	1	1,5	2	2,5	3
Tension d'abaissement (V)	67	72	78	104	148	202
Raideur (N/m)	455,8	526,4	617,8	1098,4	2224,4	4143,8
Force électrostatique (μN)	270,4	311,9	366,1	650,9	1318,2	2455,5
Force de contact (μN)	42,5	48,7	57,2	101,7	206,2	383,6
Fréquence de résonance mécanique (kHz)	146,6	154,6	168	196	222	251,4
Temps de commutation (μs)	2,6	2,5	2,3	1,9	1,7	1,5

électrostatique de cette structure est très élevée. La force de contact sera d'autant plus élevée ($100 \mu N$), ce qui alors limitera les pertes sur la ligne de transmission RF lorsque le micro-commutateur sera dans son état passant.

La surface de l'électrode d'actionnement et l'épaisseur de métallisation étant fixées, il est important d'évaluer l'influence du gap entre l'électrode d'actionnement et la poutre sur la tension d'effondrement.

2.3.4 La tension d'abaissement

On a vu dans la partie précédente que la tension d'abaissement d'un micro-commutateur est directement liée à la surface en regard de la poutre mobile et de l'électrode d'actionnement. La surface de ce micro-commutateur est fixée à $3400 \mu m^2$.

Cependant, la tension d'abaissement dépend également fortement du gap $g_1 + g_2$ séparant la poutre mobile de son électrode d'actionnement. Cette distance est directement liée à l'épaisseur de la couche sacrificielle que l'on utilisera pour surélever la poutre mobile. La figure 2.17 montre l'évolution de la tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la couche sacrificielle.

On voit alors qu'il sera indispensable de ne pas dépasser une épaisseur de couche

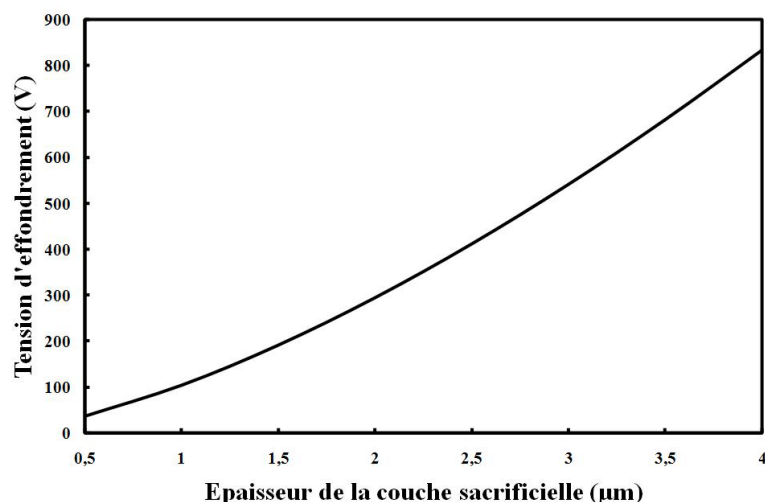


FIGURE 2.17 – Evolution de la tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la couche sacrificielle.

sacrificielle de $1 \mu m$ afin de limiter la tension d'abaissement.

Le tableau ci-dessous récapitule la géométrie de la structure que nous devons respecter pour la fabrication.

TABLE 2.2 – Récapitulatif des paramètres du micro-commutateur.

Surface de l'électrode d'actionnement	$3400 \mu m^2$
Épaisseur de métallisation	$2 \mu m$
Épaisseur de la couche sacrificielle	$g_1 = g_2 = 0,5 \mu m$
Tension d'effondrement attendue	104 V
Temps de commutation attendu	$2 \mu s$

Les paramètres géométriques de la structure étant fixés, il est important de la caractériser en température et notamment d'évaluer la dispersion de sa tension d'actionnement en fonction de la température.

2.3.5 Influence de la température

Pour une mise en encapsulation, ce micro-commutateur ohmique pourra être soumis à différentes températures. Il est donc essentiel, pour un souci de fiabilité de connaître la dérive de sa tension d'actionnement en fonction de la température. Les contraintes internes de ce micro-commutateur sont simulées de façon thermique sous le logiciel ANSYS. Tous les noeuds de la structure sont mis à une température. Si cette température est différente de la température de référence, la poutre d'or se dilate ou se contracte et génère ainsi

une contrainte interne. La figure 2.18 montre l'évolution de la tension d'actionnement en fonction de la température, l'épaisseur de la poutre étant de $2 \mu m$ et le gap de $1 \mu m$.

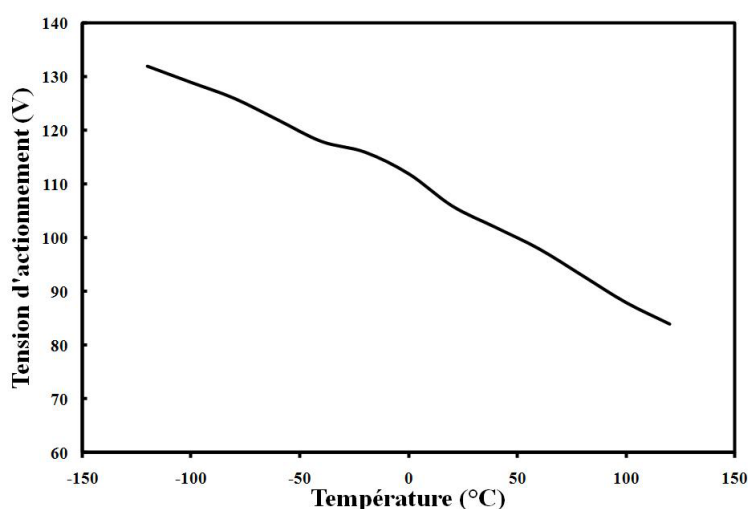


FIGURE 2.18 – Influence de la température sur la tension d'actionnement du micro-commutateur.

Comme prévu, la tension d'actionnement varie en fonction de la température. La poutre mobile soumise à une diminution de température flambe et la tension d'actionnement augmente. A l'inverse, la poutre se dilate et la tension d'actionnement diminue. On remarque cependant que notre micro-commutateur ohmique reste peu sensible jusqu'à $120 \text{ }^\circ\text{C}$. Au delà, la tension d'actionnement est de 80 Volts alors qu'elle est à 104 Volts à température ambiante ($20 \text{ }^\circ\text{C}$). Cette structure est donc potentiellement encapsulable. En effet, comme on le verra dans le chapitre 3, lors de sa mise en encapsulation, la température ne dépassera pas $110 \text{ }^\circ\text{C}$.

2.3.6 Configuration du commutateur à contact ohmique

Nous avons choisi de réaliser ce micro-commutateur en configuration série. Ainsi, la poutre mobile fait partie intégrante de la ligne de transmission. Cette configuration présentera alors une isolation plus faible. Son utilisation pour des fréquences élevées sera alors limitée. Cependant, les pertes d'insertion à l'état bloqué seront plus faibles car cette configuration ne présente qu'un seul point de contact en série. De plus, cette configuration série se réalise assez facilement sur des lignes micro-rubans et permet un encombrement moins important car la poutre est disposée dans le sens de la propagation du signal. La mise en parallèle de plusieurs micro-commutateurs en sera facilitée.

Cependant, pour faciliter les mesures et sa caractérisation microonde, ce micro-commutateur sera réalisé sur une ligne coplanaire comme nous le verrons dans la partie suivante. Pour des raisons de performances hyperfréquences, nous avons choisi un substrat

de quartz (ou silice fondue) ($\epsilon_r = 3,8$, $\tan\delta = 9 \cdot 10^{-4}$). qui présente beaucoup moins de pertes qu'un substrat de silicium.

L'électrode d'actionnement sera réalisée en silicium de chrome SiCr. Pour imposer le potentiel à cette électrode d'actionnement, elle doit être reliée à un plot d'actionnement via une ligne de polarisation. Pour simplifier la mise en oeuvre, nous avons choisi d'utiliser également du SiCr pour cette ligne de polarisation car il possède une résistivité de $4 \text{ k}\Omega / \text{carré}$ et doit protéger la polarisation du signal RF.

La figure 2.19 ci-dessous montre la mise en place de ce micro-commutateur sur une ligne coplanaire.

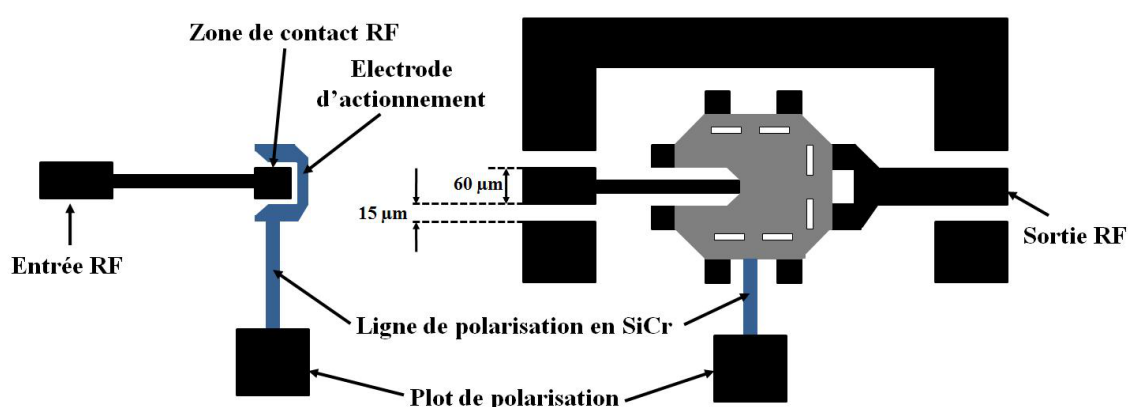


FIGURE 2.19 – Configuration du micro-commutateur ohmique.

2.3.7 Fabrication

Nous allons décrire ici le procédé de fabrication de ce micro-commutateur, procédé qui sera par la suite compatible avec le procédé d'encapsulation par dépôt de film mince.

1. La fabrication de ce micro-commutateur débute avec le dépôt de SiCr pour fabriquer la partie polarisation. On dépose alors 100 \AA de cette couche résistive par évaporation par effet Joule. Une fois le masque réalisé, le SiCr est ensuite gravé avec de l'acide fluorhydrique (HF).

2. Ensuite, un film mince de Cr/Or de $80/1500 \text{ \AA}$ est réalisé, toujours par évaporation thermique, pour réaliser la zone de contact RF et pour relier le micro-commutateur en sortie à la ligne de transmission. Cette particularité sera utile pour la mise en encapsulation que nous verrons dans le chapitre 3. L'or est ensuite électrolysé à $0,5 \text{ }\mu\text{m}$. Cette surélévation par rapport à l'électrode d'actionnement ($0,1 \text{ }\mu\text{m}$) nous permet d'être sûr que le plot de contact du micro-commutateur viendra toucher en premier la zone de

contact RF même si la déflexion maximale à été simulée au niveau de ce point de contact. Il faut alors une tension d'actionnement beaucoup plus élevée pour que la poutre mobile vienne toucher l'électrode d'actionnement et ainsi rendre défaillant le micro-commutateur ohmique (dans ce cas là, il y aura passage d'un courant, le micro-commutateur peut alors rester collé sur l'électrode d'actionnement).

3. Deux couches sacrificielles sont ensuite déposées afin de former le plot de contact et de surélever la poutre. La première couche sacrificielle (MicroChem PMGI [48]) a une épaisseur de $0,5 \mu m$ et est gravée par photolithographie en son centre afin de construire le plot de contact. La deuxième couche sacrificielle a également une épaisseur de $0,5 \mu m$ ($g_1 = g_2$), et vient recouvrir totalement la première couche sacrificielle.

4. Un film mince de Cr/Or est ensuite déposé afin de construire la poutre mobile et les lignes coplanaires. L'or sera électrolysé pour obtenir une épaisseur de $2 \mu m$. Ces couches sont gravées pour définir la deuxième métallisation.

5. Enfin, les couches sacrificielles sont éliminées dans un solvant pendant 2 à 3 jours à $80^\circ C$. Le micro-commutateur sera ensuite soumis à un séchage à point critique afin d'assurer une tenue de la poutre et éviter son collage.

La figure 2.20 montre ce micro-commutateur ohmique une fois libéré. La figure 2.21 montre son modèle équivalent en éléments localisés. Comme décrit dans le chapitre 1, ce micro-commutateur ohmique présente une capacité C_{mems} en série avec une inductance L_s correspondant à l'état bloqué du micro-commutateur et, placée en parallèle, une résistance de contact R_s correspondant à son état passant.

La partie suivante présente les performances mesurées de ce micro-commutateur à contact ohmique.

2.3.8 Performances mesurées du micro-commutateur ohmique

2.3.8.1 Détermination de la tension d'abaissement

Dans un premier temps, nous avons mesuré la valeur de la tension d'abaissement. Une pointe DC est appliquée sur le plot de polarisation. Nous augmentons progressivement la tension d'actionnement appliquée au composant jusqu'à détecter un changement significatif sur le signal de sortie. Le paramètre de transmission (S_{21}), à une certaine valeur de tension, va basculer d'un état capacitif à un état résistif (passage de l'état bloqué à l'état passant). Sur une campagne de mesure réalisée sur plusieurs micro-commutateurs, la tension d'actionnement est autour de 110 Volts donc proche de la valeur attendue de

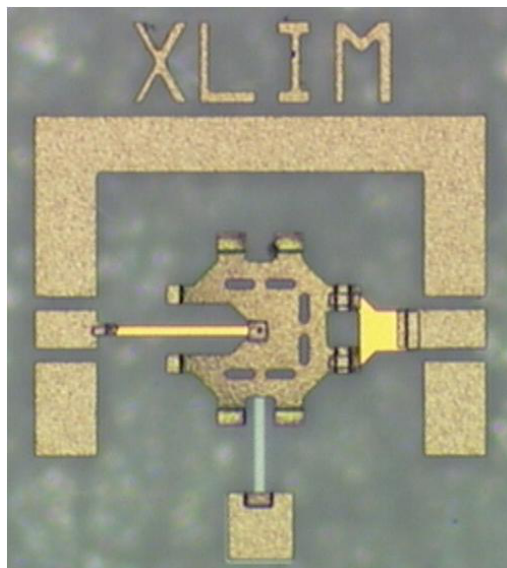


FIGURE 2.20 – Micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire Xlim.

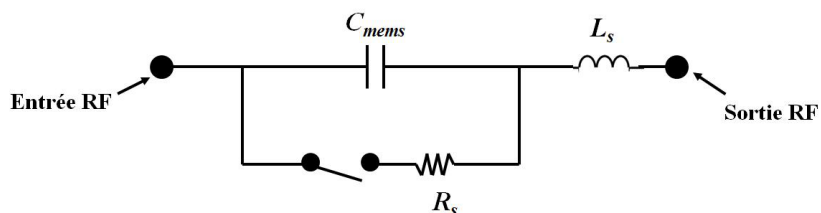


FIGURE 2.21 – Modèle équivalent du micro-commutateur ohmique.

104 Volts.

2.3.8.2 Mesure du temps de commutation et de relâchement

Pour mesurer les temps de commutation et de relâchement, le composant à tester doit être actionné par des impulsions dont le front de montée doit être le plus bref possible. La tension d'effondrement de ce micro-commutateur étant relativement élevée, il est alors difficile d'atteindre des temps de montée suffisamment courts avec l'amplificateur de tension dont nous disposons. Les temps de de commutation ont été mesurés pour différentes tensions appliquées. Pour mesurer le temps de commutation, nous avons choisi l'intervalle correspondant à 10 % et 90 % de la hauteur du signal détecté. La figure 2.22 représente les différents temps de commutation pour différentes tensions appliquées. La figure 2.23 représente la mesure des temps de relâchement.

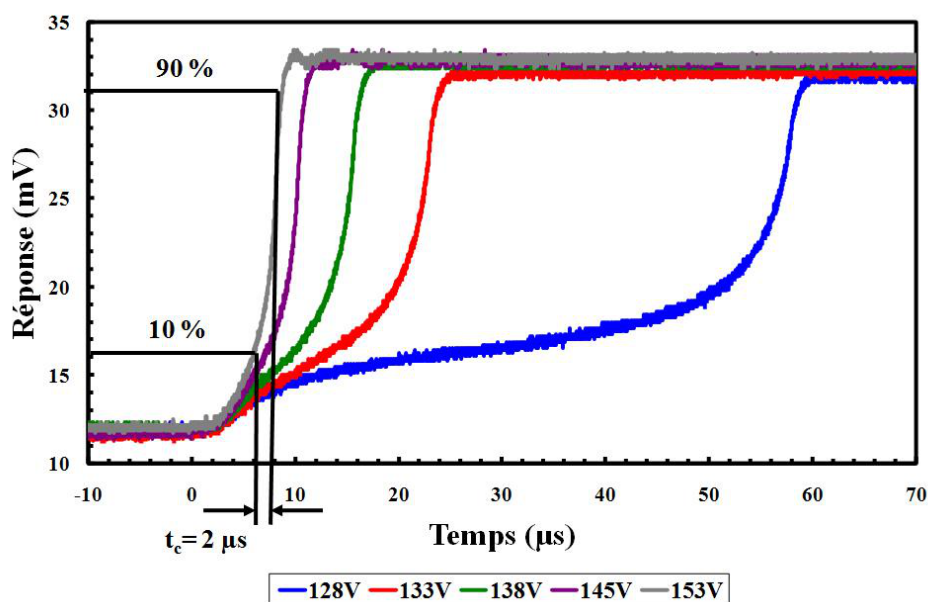


FIGURE 2.22 – Temps de commutation du micro-commutateur en fonction de la tension d'actionnement.

Pour une tension d'actionnement de 153 Volts, ce temps sera alors de $2 \mu s$. A 128 Volts, on voit que ce temps de commutation est très élevé (plus de $55 \mu s$). Le plot de contact ne touche pas complètement la zone de contact et induit cet effet de marche. Pour mesurer le temps de relâchement, nous diminuons progressivement la tension d'actionnement. Cette mesure se fait sur le front descendant du signal d'actionnement du type rectangle. Pour chaque tension d'actionnement, ce temps est relativement faible ($2 \mu s$), ce qui indique que la force de rappel est élevée donc que la raideur de la structure est également élevée. On remarque également la faible dépendance du temps de relâchement à la tension.

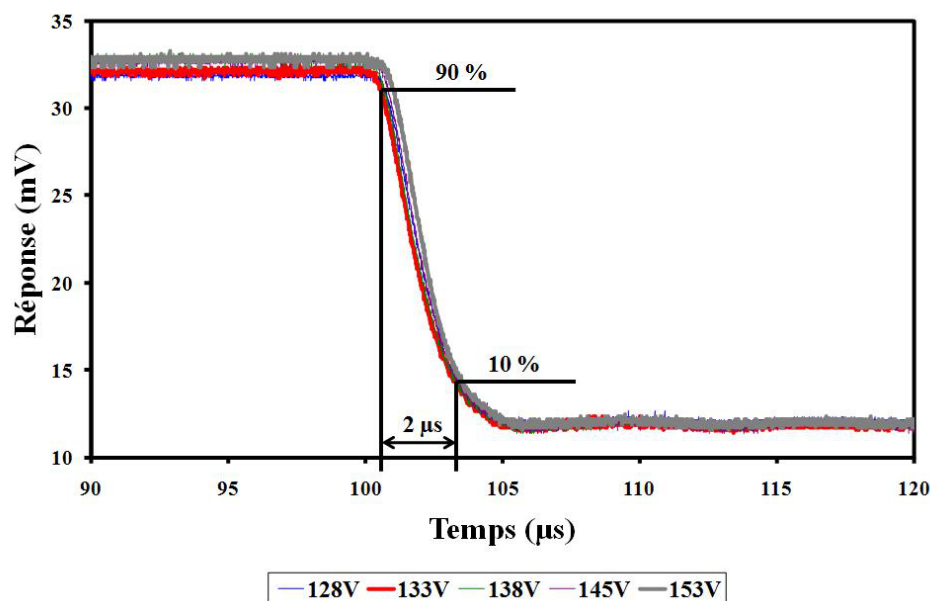


FIGURE 2.23 – Temps de relâchement du micro-commutateur en fonction de la tension d'actionnement.

2.3.8.3 Caractérisation RF

A l'état bloqué (cf figure 2.24), le micro-commutateur présente une capacité série C_{mems} de 20 fF. Il en résulte une isolation supérieure à -25dB à 2 GHz. On remarque également que cette structure présente de fortes pertes à des fréquences plus élevées (0,45 dB à 10 GHz) liées à l'inductance L_s de 0,9 nH.

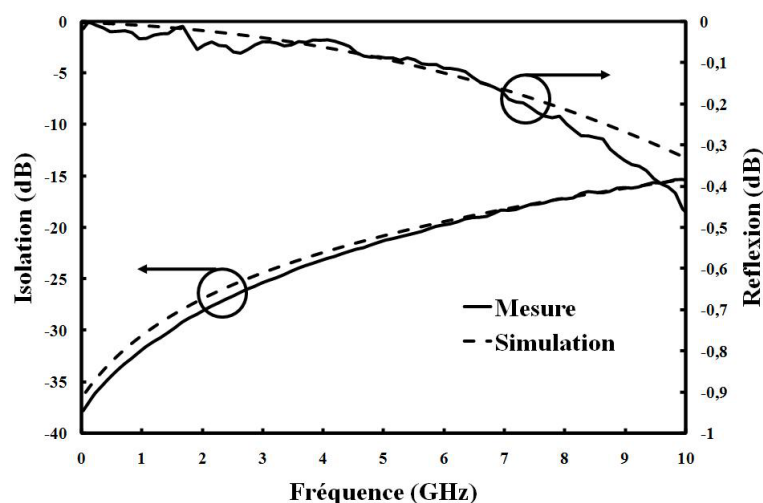


FIGURE 2.24 – Performances mesurées à l'état bloqué.

Les pertes d'insertion du micro-commutateur en position passante, comme le montre la figure 2.25, sont de -0,4dB à 2GHz soit une résistance globale R_s de 4 Ω .

L'électrode d'actionnement de ce micro-commutateur va perturber la propagation du signal lorsqu'il sera actionné. De plus la polarisation entraine des fuites de signal et augmente les pertes d'insertion du micro-commutateur. S'ajoute également l'effet de la pointe DC qui amène la polarisation nécessaire à l'actionnement. Cette pointe, reliée à un générateur de tension d'actionnement augmente les pertes et perturbe la transmission du signal à travers le micro-commutateur.

La nature du contact du micro-commutateur peut-être aussi à l'origine de la résistance de contact que présente ce micro-commutateur. En effet, cette structure réalise un contact Cr/Or et non Or/Or. Le chrome s'oxide et rend le contact mauvais. Il est donc indispensable d'optimiser cette structure, afin d'améliorer la résistance de contact et de diminuer la tension d'actionnement.

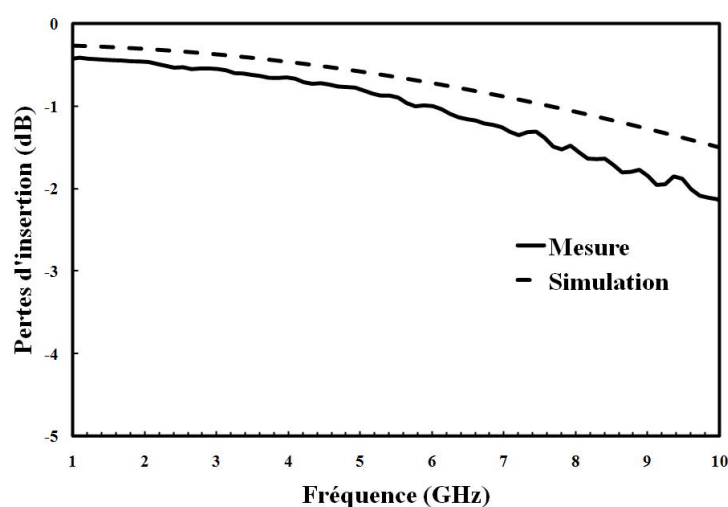


FIGURE 2.25 – Mesures des pertes d'insertion du micro-commutateur actionné.

Les paramètres du modèle ont été extraits et sont montrés sur le tableau ci-dessous :

TABLE 2.3 – Paramètres extraits de la mesure

	Paramètres extraits du modèle
C_{mems}	20 fF
R_s	4 Ohms
L_s	0,9 nH

2.4 Optimisation d'un commutateur ohmique à un seul point de contact

2.4.1 Objectif

Dans cette partie, nous allons optimiser la géométrie de ce micro-commutateur afin d'en minimiser les pertes et de réduire sa tension d'actionnement.

L'origine des pertes de notre micro-commutateur est multiple. En effet, les micro-commutateurs ohmiques peuvent être soumis aux mêmes pertes qu'une ligne de propagation comme les pertes diélectriques, par dissipation résistive ou par rayonnement. Il s'ajoute également les pertes ohmiques dues au contact. A l'état passant, les pertes se résument donc essentiellement à des pertes ohmiques et à des fuites de signal dans le réseau de polarisation.

Il est alors possible de réduire ces pertes en optimisant la géométrie de la région où le contact va s'effectuer et en utilisant un matériau plus résistif pour le réseau de polarisation. Cependant, pour des raisons de temps et de facilité de fabrication, la réalisation du réseau de polarisation restera la même. L'électrode d'actionnement sera donc toujours réalisée en SiCr.

2.4.2 Comment diminuer la résistance de contact ?

La résistance de contact, lorsque le micro-commutateur est actionné, va dépendre de la force de contact appliquée au niveau du point de contact et de la qualité du contact métal-métal. Par exemple, il a été montré par plusieurs équipes de recherche que la surface de métal effectivement en contact sur un contact métallique ne représente qu'une faible part des surfaces de contact définies. La force de contact du micro-commutateur est reportée sur un seul point : le plot de contact. Ce plot de contact possède une surface de $10 \mu m^2$. Un moyen de réduire cette résistance est donc de reporter toute la pression de la poutre actionnée sur la surface la plus petite possible. En raison de contraintes imposées par la fabrication, le plot de contact de notre structure possèdera alors une surface de $5 \mu m^2$.

De plus, pour diminuer la valeur de la résistance de contact, il faut améliorer la nature du contact métal-métal [17]. Des matériaux de contact à base de métaux réfractaires tel que le Ruthénium peuvent être une solution pour améliorer la tenue dans le temps de la résistance de contact. La dégradation du contact métal-métal en serait alors réduite. Notre micro-commutateur réalisera alors un contact Or/Or. Le plot de contact et la zone de contact seront donc de même nature, la résistance de contact devrait s'améliorer. Pour mieux quantifier cette résistance de contact, des micro-commutateurs "tests" seront réalisés dans lesquels les plots de contact sont initialement réalisés en contact avec la zone

de contact RF. La valeur de la résistance de contact sera alors déduite de la différence entre pertes d'insertion d'un micro-commutateur actionné et pertes d'insertion d'un micro-commutateur "test".

2.4.3 Comment diminuer la tension d'actionnement de cette structure ?

D'après l'équation 2.9, les paramètres à changer pour diminuer la tension d'abaissement de cette structure sont sa raideur et la surface de l'électrode d'actionnement. La raideur doit alors diminuer et la surface augmenter.

Comme le montre l'équation 2.18, nous décidons de respecter le principe $g_1 = g_2 = 0,5 \mu m$. Nous décidons également de garder la même géométrie de l'électrode d'actionnement pour la déflexion de la poutre. Pour diminuer la raideur de cette structure, nous décidons de ne garder que cinq points d'ancrage sur le substrat.

La raideur du premier micro-commutateur étant très forte, nous décidons alors de la diviser par deux. La prochaine structure gardera alors une bonne raideur lui assurant une force de rappel suffisante et une bonne tenue en température. Les simulations ANSYS montrent alors que pour une surface en vis-à-vis de $18300 \mu m^2$ et une épaisseur de métallisation de $5 \mu m$, la tension d'effondrement de cette structure est alors de 35 Volts. La poutre possède alors une longueur et une largeur de $500 \mu m$ et un plot de contact de surface $5 \mu m^2$. Les figures 2.26 et 2.27 montrent le nouveau design de ce micro-commutateur ohmique et la déflexion engendrée sous l'effet de la tension de commande.

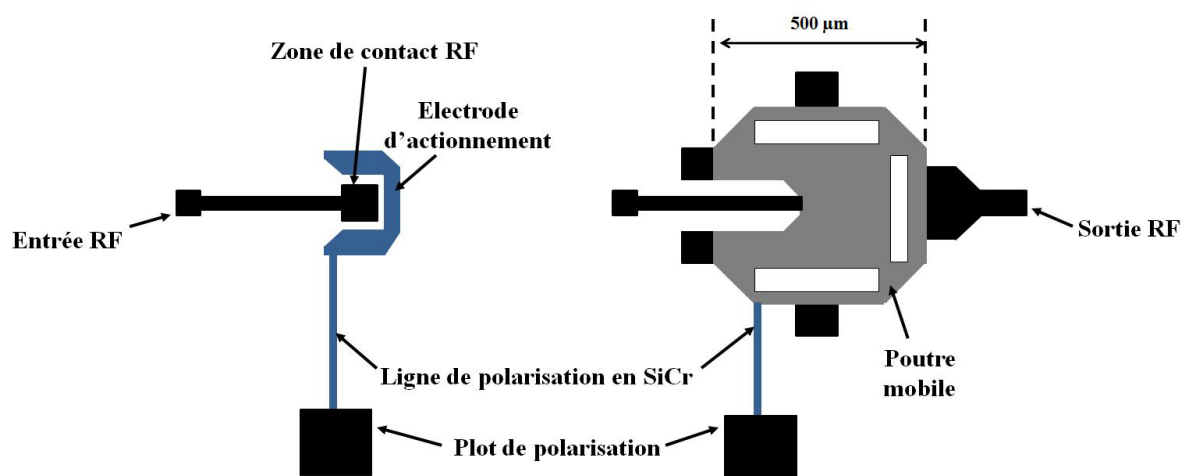


FIGURE 2.26 – Micro-commutateur ohmique après optimisation.

La forte épaisseur de métallisation permet de garder une raideur importante de la structure. Cependant, par simulation sous ANSYS, la raideur de la structure diminuant, la fréquence de résonance mécanique a diminué impliquant une augmentation du temps

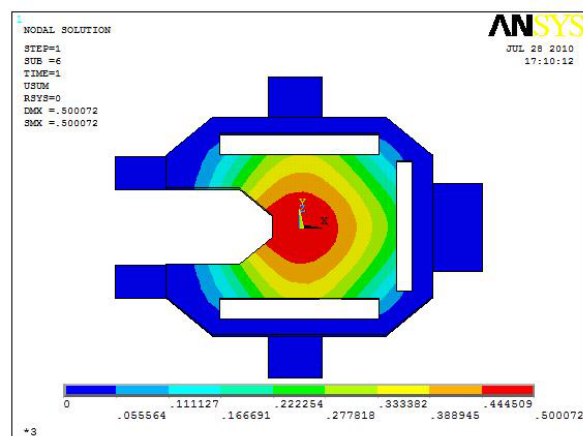


FIGURE 2.27 – Simulation du nouveau micro-commutateur.

de commutation. Ainsi, le temps de commutation de cette structure est passé de $2 \mu s$ à $10 \mu s$. De plus, la tension d'actionnement et la raideur diminuant, la force de contact de la structure a logiquement diminué. En reportant cette force sur un plot le plus petit possible, nous espérons quand même avoir une faible résistance de contact.

Le tableau 2.4 récapitule les différents paramètres de cette structure simulée sous le logiciel ANSYS et les compare à l'ancienne structure.

Cette deuxième structure à été alors réalisée de la même façon que la première. De la même manière, nous avons donc également choisi de réaliser ce micro-commutateur en configuration série. Ainsi, la poutre mobile fait partie intégrante de la ligne de transmission. Ce micro-commutateur sera également réalisé sur une ligne coplanaire sur un substrat de quartz.

Comme nous l'avons vu, l'électrode d'actionnement et la ligne de polarisation seront réalisées en SiCr. La figure 2.28 montre ce micro-commutateur ohmique, réalisé au sein du laboratoire XLIM, une fois libéré et prêt à faire l'objet d'une caractérisation mécanique et hyperfréquence.

2.4.4 Performances mesurées du deuxième micro-commutateur ohmique

2.4.4.1 Détermination de la tension d'abaissement

L'épaisseur de la poutre étant de $5 \mu m$, la dérive de cette épaisseur est beaucoup plus forte que pour la première structure. Ainsi, en mesurant au profilomètre les épaisseurs de métallisations de plusieurs composants en des points stratégiques du substrat, l'épaisseur varie au maximum de 20 %. La tension d'actionnement de cette structure varie suivant l'épaisseur de métallisation du composant. Ainsi, après plusieurs mesures, cette deuxième structure de micro-commutateur ohmique s'actionne à des tensions variant entre 25 Volts

TABLE 2.4 – Simulation des nouveaux paramètres de la structure.

	Première structure	Deuxième structure
Surface de l'électrode d'actionnement (μm^2)	3400	18300
Surface de la poutre (μm^2)	250 * 250	500 * 500
Epaisseur de métallisation (μm)	2	5
Tension d'effondrement (V)	104	35
Raideur de la poutre (N/m)	1098,4	595
Force électrostatique (μN)	650,9	352,7
Force de contact (μN)	101,7	55,2
Fréquence de résonance mécanique (kHz)	196	37,6
Temps de commutation (μs)	2	10

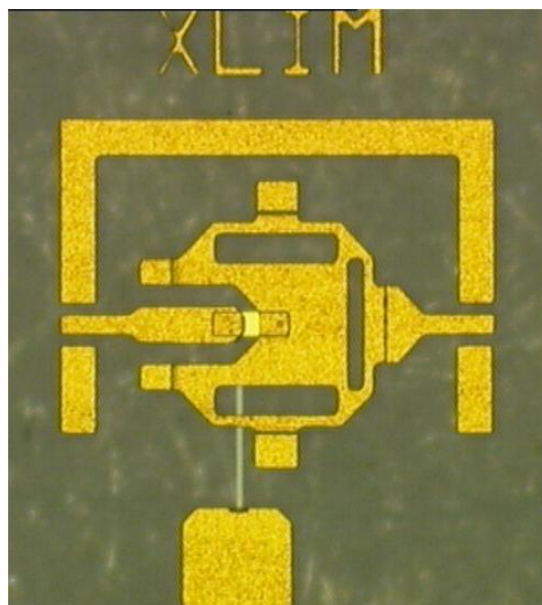


FIGURE 2.28 – Deuxième micro-commutateur ohmique réalisé au laboratoire XLIM.

et 55 Volts.

2.4.4.2 Influence de la température sur la tension d'actionnement

Nous nous sommes donc intéressés à l'influence de la température sur cette structure. En effet, son encapsulation ultérieure que l'on décrira dans le chapitre 3 peut faire varier ses paramètres mécaniques. De plus, pour diverses applications ultérieures, ce micro-commutateur ohmique pourra être placé dans des conditions environnementales spécifiques. Un micro-commutateur ohmique basé sur la deuxième structure a donc été soumis à différentes températures : 35°C, 45°C, 55°C et 65°C. La figure 2.29 montre l'évolution des tensions d'abaissement et de relâchement du micro-commutateur en fonction de la température. La tension d'abaissement de ce micro-commutateur est de 55 Volts à 25 °C.

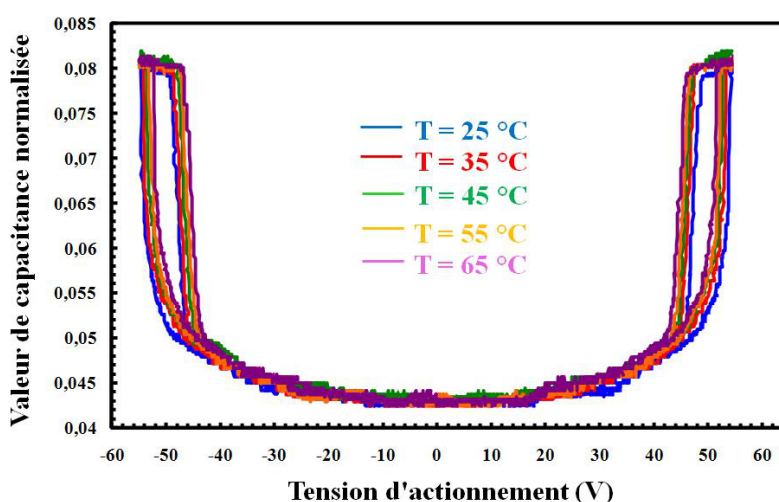


FIGURE 2.29 – Evolution des tensions d'abaissement et de relâchement d'un micro-commutateur en fonction de la température.

Ce micro-commutateur est donc très peu sensible à la température. La tension d'actionnement relevée varie de 54 Volts pour $T = 25^{\circ}\text{C}$ à 49 Volts pour $T = 65^{\circ}\text{C}$. La raideur de la poutre, malgré sa taille, est donc suffisante pour supporter ces températures. Une fois ces mesures faites, nous nous sommes intéressés aux caractéristiques hyperfréquences que présente cette nouvelle structure et notamment sa résistance de contact.

2.4.4.3 Caractéristiques Hyperfréquences

A l'état bloqué, cette deuxième structure présente également une capacité série C_{mems} de 20 fF comme le montre la figure 2.30. Il en résulte une isolation supérieure à -25dB

à 2 GHz. Pour des fréquences supérieures à 10 GHz, l'isolation n'est plus suffisante. Ce composant est donc limité à des applications du continu (DC) jusqu'à 10 GHz.

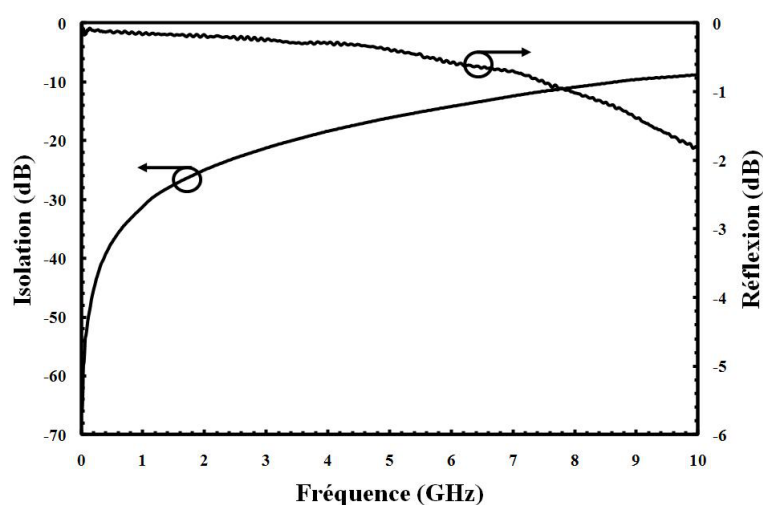


FIGURE 2.30 – Performances mesurées à l'état bloqué de la deuxième structure.

La figure 2.31 présente les pertes d'insertion de ce micro-commutateur jusqu'à 10 GHz à l'état passant. Les pertes sont présentes à cause du réseau de polarisation que l'on utilise. En effet, le S_iCr n'est pas assez résistif et il est la principale source de pertes à l'état passant impliquant que les pertes sont bien supérieures à celle générées par la résistance de contact. La bande de fréquence utilisable est alors de 0 à 4 GHz.

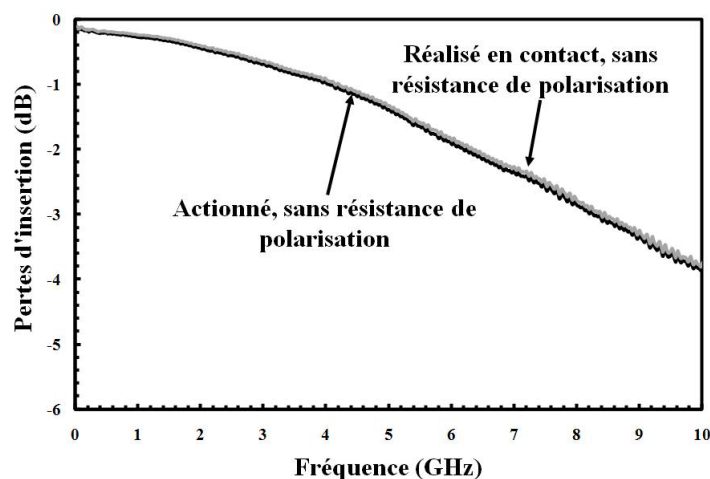


FIGURE 2.31 – Mesures des pertes d'insertion d'un micro-commutateur actionné et d'un micro-commutateur réalisé en contact.

Cependant, on remarque que les pertes ohmiques et les pertes engendrées par le contact Or/Or ont largement diminué. En effet, comme le montre la figure 2.32, ce niveau de perte d'insertion est de 0,22 dB à 500 MHz. En comparant alors ce niveau de perte avec celui

mesuré d'un micro-commutateur réalisé directement en contact, la résistance de contact peut alors être extraite. On constate qu'il n'y a une différence de 0,04 dB entre ces deux micro-commutateurs ce qui correspond à une résistance de contact de 1 Ohms. ($R_{contact} = 10^{(0,04/20)}$).

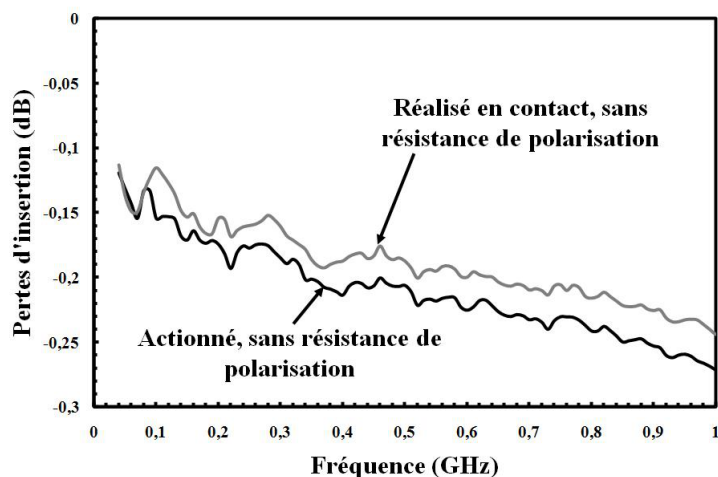


FIGURE 2.32 – Evaluation de la résistance de contact.

2.4.4.4 Conclusion

Les performances de ce micro-commutateur ohmique commencent à être intéressantes. En effet, malgré le fait de trop fortes pertes d'insertion à l'état passant en raison du réseau de polarisation utilisé, ce micro-commutateur n'est que très peu sensible à la température, s'actionne à une tension modérée et possède une grande force de contact comme le montre la faible résistance de contact obtenue. Les pertes occasionnées par ce réseau de polarisation sont donc un facteur limitant mais peuvent être facilement résolues en intégrant de fortes résistances de polarisation au sein de ce réseau.

A l'avenir, nous pourrions réaliser des composants avec des matériaux de contact plus dur afin d'éviter une détérioration du plot de contact.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception et une optimisation géométrique d'un micro-commutateur MEMS à contact ohmique et à actionnement électrostatique pour des applications hyperfréquences. L'objectif de cette étude était de réaliser un composant le plus simple possible présentant de bonnes performances mécaniques et pouvant supporter une encapsulation.

Une optimisation des performances mécaniques nous a conduits à rendre le commutateur moins rigide mais avec une tension d'actionnement faible. Nous avons pu constater que cette deuxième structure nous a permis d'obtenir une bonne résistance de contact

signe de grande force de contact donc de potentiellement de faibles pertes d'insertion. Cependant, beaucoup de travail reste à faire en termes de caractérisation de fiabilité même si ces composants ont été laissés une nuit à l'état passant et remontent finalement.

Les performances obtenues sont alors suffisantes pour l'application visée. Nous nous sommes alors intéressés à l'étude d'une solution d'encapsulation collective appliquée pour l'encapsulation des structures présentées dans ce chapitre 2 de ce manuscrit.

Chapitre 3 :
Etude d'une encapsulation pleine
tranche pour les
micro-commutateurs MEMS RF

3.1 Introduction

Les performances des MEMS RF mesurées dans le chapitre précédent indiquent une très forte sensibilité à l'environnement. Ils doivent être impérativement encapsulés afin d'obtenir des réponses stables dans le temps et le packaging de ces micro-systèmes dans une atmosphère contrôlée est aujourd'hui une étape nécessaire pour un fonctionnement optimal et un passage obligé pour une commercialisation industrielle. Le capot étudié doit être conçu pour ne pas perturber ou dégrader les performances des MEMS qu'il contient, et doit conserver le plus longtemps possible les meilleures conditions pour un fonctionnement optimal du système.

Il doit également permettre l'intégration et la protection du MEMS à un moindre coût, un faible poids et être compact afin de rester compétitif face aux composants semi-conducteur. Il doit aussi assurer la connectivité du composant encapsulé et doit avoir une bonne résistance aux chocs mécaniques. Cette encapsulation reste difficile étant donné la taille des MEMS et leur fragilité, et ne doit pas atteindre des températures critiques afin de ne pas détériorer le composant.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, deux solutions d'encapsulation de MEMS RF sont aujourd'hui en concurrence : l'encapsulation par liaison de deux tranches et l'encapsulation par dépôt de film mince. Grâce à ces deux méthodes, l'ensemble des micro-commutateurs présents sur un substrat seront encapsulés en une seule fois. Ces deux techniques d'encapsulation sont valables pour différents types de micro-commutateur : ohmique et capacitif. Nous nous sommes particulièrement intéressés à l'encapsulation par dépôt de film mince. L'encapsulation par liaison de deux tranches, la plus répandue à l'heure actuelle présente de nombreux inconvénients. En effet, la phase d'alignement et du report des deux substrats est très difficile à réaliser. De plus, elle nécessite un effort de compression élevée provoquant la plupart du temps une mauvaise planéité des capots. Son procédé de fabrication nécessite des moyens et équipements supplémentaires par rapport à la fabrication des micro-commutateurs rendant ainsi le coût de production plus élevé. (Un travail de ce type est présenté en Annexe A.)

Ce chapitre présente une solution d'encapsulation par dépôt d'un film mince pour deux types de micro-commutateurs. Cette solution d'encapsulation a été présentée dans la littérature scientifique pour les MEMS RF mais par des dépôts de films minces diélectriques. Cependant, le contrôle des contraintes internes de ces films est difficile à réaliser pour le packaging des MEMS RF. L'utilisation de films minces métalliques électrolysés peut alors être envisagée. En effet, leur excellente tenue mécanique, leur

faible contrainte interne, et la vitesse du procédé sont des atouts indéniables pour le packaging des MEMS. Cette technique d'encapsulation n'a jamais été étudiée auparavant pour des commutateurs RF et est la plus prometteuse solution pour les MEMS RF que l'on a réalisée durant cette thèse. Cependant, un capot métallique est susceptible d'introduire une capacité parasite et ainsi réduire les performances des MEMS encapsulés. Nous allons pourtant montrer qu'une simple optimisation électromagnétique permet de réduire ces perturbations à un niveau acceptable et d'obtenir ainsi de très bonnes performances.

Enfin, on montrera grâce à ce package innovant, la possibilité de créer une capacité variable à fort contraste grâce à l'encapsulation d'un micro-commutateur connecté au capôt.

3.2 Principe de l'encapsulation par un film mince métallique.

Nous avons vu qu'un micro-commutateur ohmique se comporte comme un interrupteur entre une ligne fixe qui transmet le signal RF et une partie métallique mobile qui vient fermer le contact sur la ligne.

Ainsi, lorsqu'il est dans son état bloqué, il présente une capacité C_{mems} qui domine le comportement du composant. A l'état passant, le contact métal-métal est représenté par une résistance R_s . La figure 3.1 représente une vue en coupe et le modèle équivalent d'un micro-commutateur ohmique.

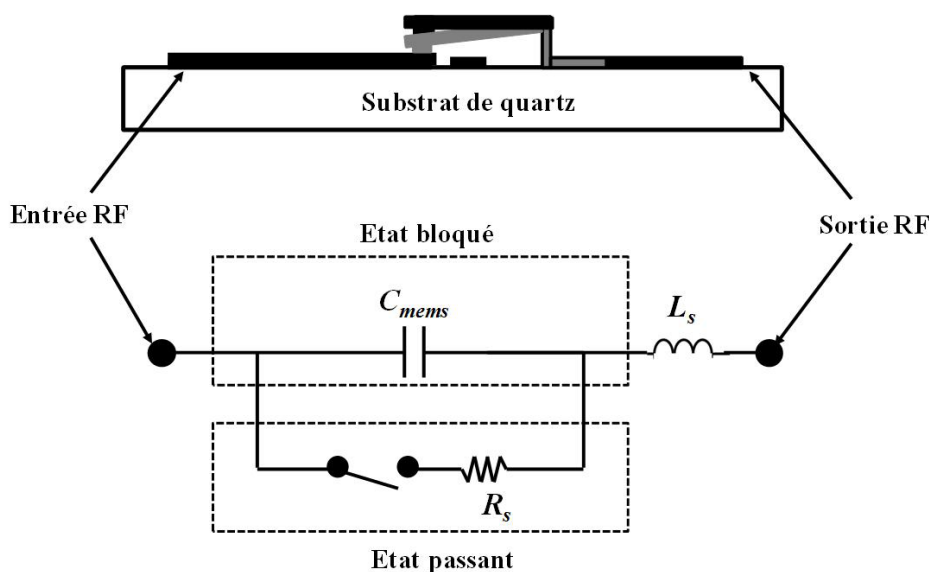


FIGURE 3.1 – Fonctionnement du micro-commutateur ohmique et son schéma équivalent.

L'ajout d'un capot métallique introduit sur le micro-commutateur une capacité qui se place en parallèle avec celle présentée par le micro-commutateur ohmique à l'état bloqué C_{mems} . Cette capacité se partage en deux capacités en série (cf figure 3.2).

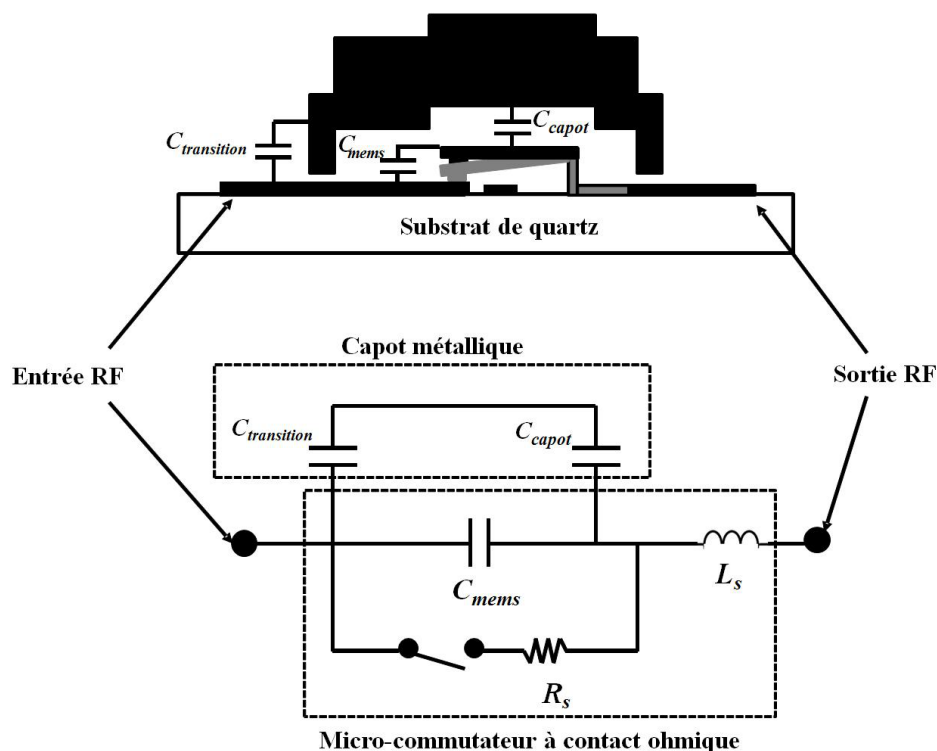


FIGURE 3.2 – Vue en coupe d'un package métallique sur un micro-commutateur ohmique et son schéma équivalent.

Le capot métallique introduit alors une capacité $C_{transition}$ aux accès du micro-commutateur lié au gap entre le dôme d'or et les accès RF au MEMS. Cette capacité est en série avec une grande capacité C_{capot} entre la membrane mobile et le haut du capot d'or. Ces deux capacités étant en série, $C_{transition}$ est donc la capacité qui a le plus d'influence et qui doit alors être la plus petite possible afin de ne pas limiter les performances RF. $C_{transition}$ vient s'ajouter à la capacité à l'état bloqué du micro-commutateur. Elle a donc pour effet de diminuer l'isolation du composant à l'état bloqué. La figure 3.2 représente une vue en coupe et le modèle équivalent d'un micro-commutateur ohmique encapsulé par un capot d'or.

3.3 Encapsulation par un capot d'or pour le micro-commutateur ohmique développé.

3.3.1 Evaluation de l'impact du dôme d'or sur le micro-commutateur à contact ohmique

La géométrie du dôme d'or sur le micro-commutateur ohmique est présentée sur la figure 3.3. Ainsi, pour des raisons mécaniques et de limite de scellement que l'on verra dans les parties suivantes, ce dôme d'or possède une épaisseur de $5 \mu m$, une distance de $3 \mu m$ entre le dôme et le micro-commutateur, et possèdera quatre points d'ancrage sur le substrat laissant alors quatre ouvertures pour la libération des différentes couches sacrificielles. Ces ouvertures seront de hauteur $1 \mu m$ pour faciliter le scellement que l'on verra par la suite.

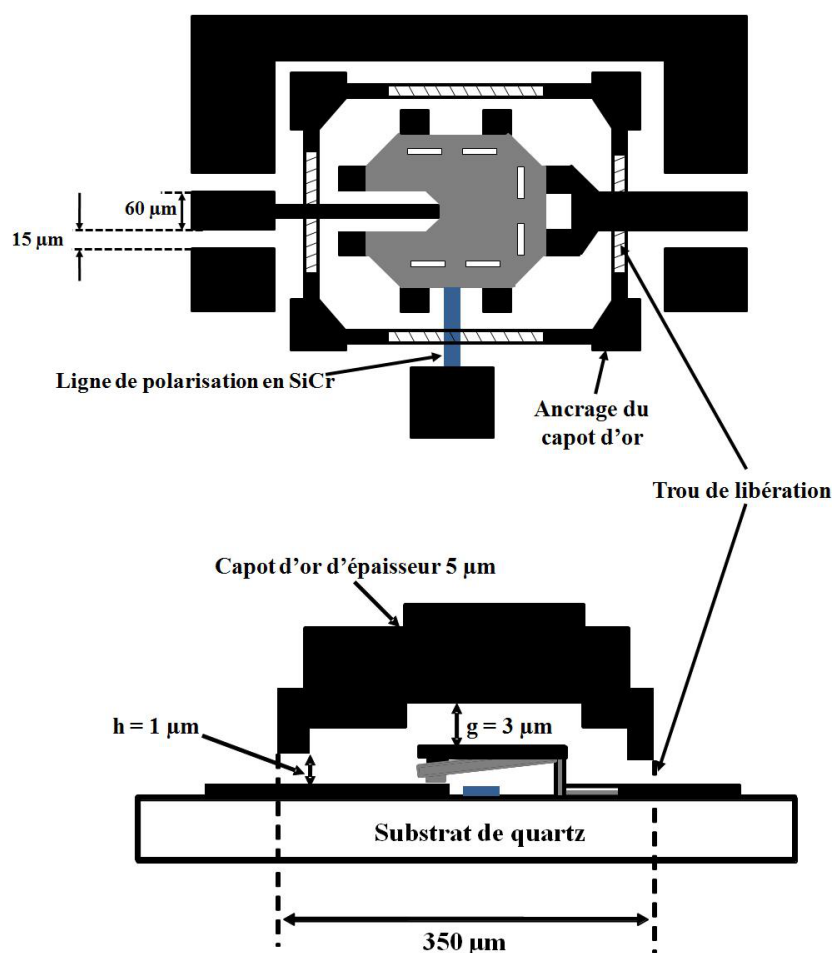


FIGURE 3.3 – Géométrie du capot d'or.

En utilisant le logiciel de simulation électromagnétique Agilent Momentum, les différents éléments du modèle équivalent d'un micro-commutateur ohmique encapsulé

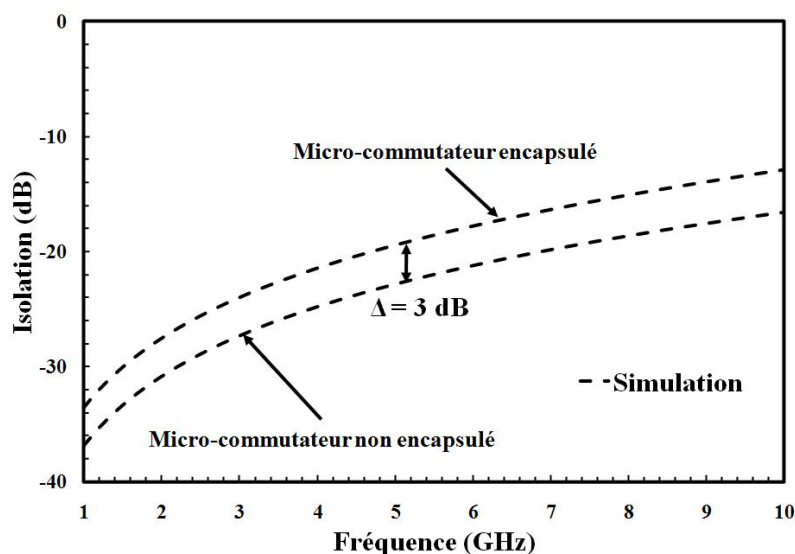


FIGURE 3.4 – Isolation du micro-commutateur ohmique encapsulé à l'état bloqué.

peuvent être extraits. Ces simulations des paramètres S d'un micro-commutateur encapsulé et non encapsulé à l'état bloqué et passant sont présentés sur les figures 3.4 et 3.5. La figure 3.4 nous permet alors de voir l'impact direct du capôt sur le micro-commutateur. Sur une bande de fréquence 0-10 GHz, le capot réduit l'isolation de $\Delta = 3 \text{ dB}$ en introduisant une capacité parasite.

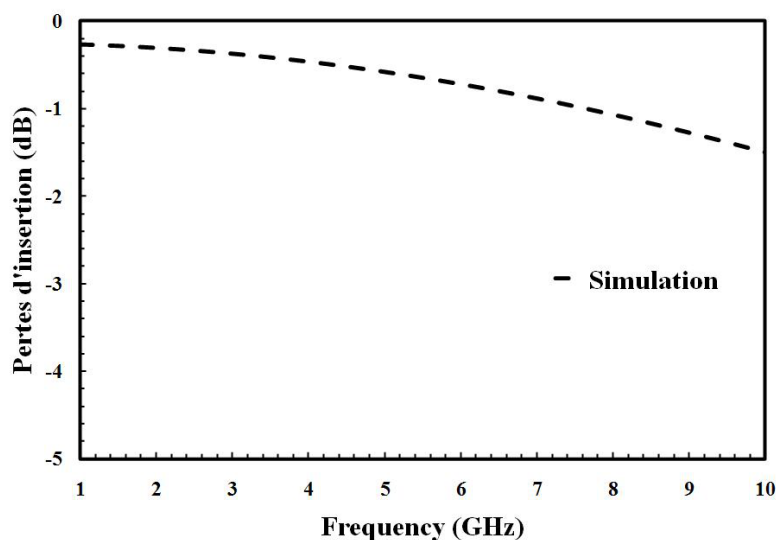


FIGURE 3.5 – Pertes d'insertion d'un micro-commutateur ohmique encapsulé à l'état passant.

De plus, on remarque que sur la figure 3.5 montrant les pertes d'insertion à l'état passant du micro-commutateur que le capot n'a pas d'influence sur les pertes à l'état haut. En effet, le capot métallique n'a d'influence sur le micro-commutateur que lorsqu'il est dans son état bloqué. La résistance de contact entre un micro-commutateur non

encapsulé et encapsulé doit alors être la même.

Nous pouvons alors extraire les différentes valeurs du modèle par simulation électromagnétique sous ADS et déterminer la capacité parasite principale $C_{transition}$ qu'introduit le capot métallique. Nous obtenons alors une capacité parasite globale de 12 fF mais il serait intéressant de déterminer réellement les capacités C_{capot} et $C_{transition}$. En effet, la capacité C_{capot} n'est pas directement mesurable du fait de l'influence de $C_{transition}$. Ainsi, en court-circuitant la capacité $C_{transition}$ sous Momentum comme le montre la figure 3.6 c'est-à-dire en reliant le dôme d'or à la l'accès RF d'entrée du micro-commutateur, nous pourrions déterminer C_{capot} et par déduction $C_{transition}$.

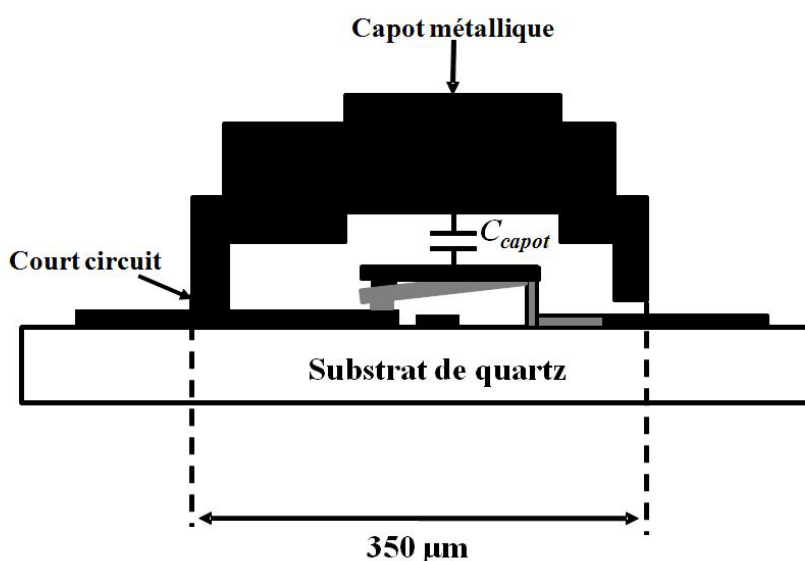


FIGURE 3.6 – Capot métallique court-circuité.

La capacité C_{capot} est alors estimée à 180 fF et $C_{transition}$ à 12 fF a une influence directe sur C_{mems} lorsqu'il est à l'état bloqué puisqu'elle représente près de 50 % de celle ci.. Le tableau 3.1 récapitule les différentes valeurs de ce modèle équivalent.

TABLE 3.1 – Extraction des paramètres du modèle.

	Paramètres du modèle simulés
C_{mems}	22 fF
R_s	4 Ohms
L_s	0,9 nH
C_{capot}	180 fF
$C_{transition}$	12 fF

3.3.2 Procédé de fabrication du capot d'or

Après avoir réalisé le micro-commutateur ohmique (non libéré (a)), le capot d'or est fabriqué suivant la procédure décrite sur la figure 3.7.

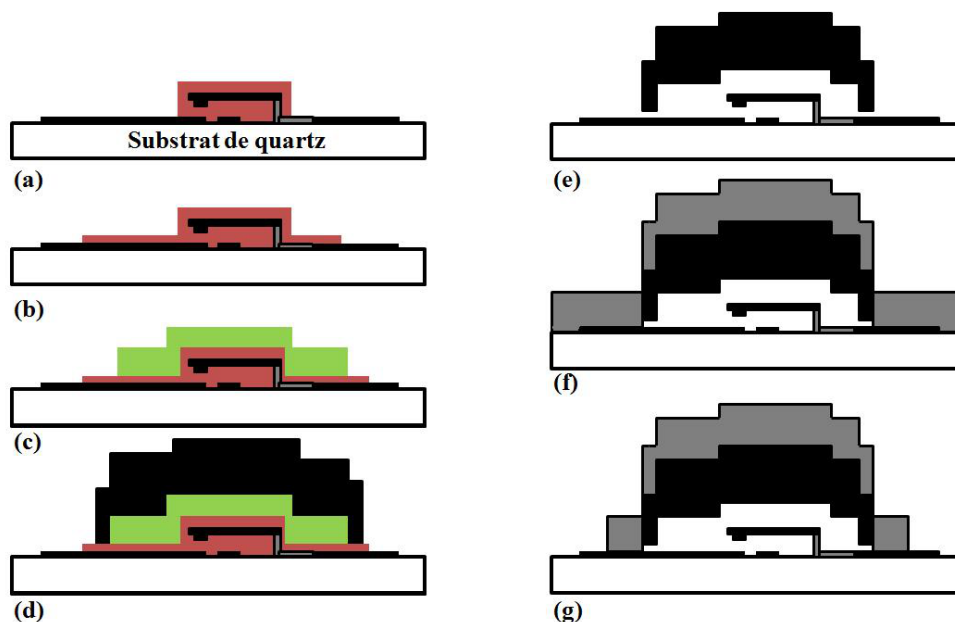


FIGURE 3.7 – Procédé de fabrication du capot d'or.

La fabrication de cette encapsulation commence par le dépôt à la tournette de $1 \mu m$ d'une couche sacrificielle du type PGMI (Microchem) (b). Cette couche sacrificielle va permettre d'ouvrir le futur dôme d'or pour la libération de l'ensemble de la structure. $3 \mu m$ d'une deuxième couche sacrificielle de type différent (S1828) est ensuite déposée (c) et va décider la distance entre le micro-commutateur et le dôme d'or.

Le dôme d'or est ensuite construit après plusieurs évaporations par effet joule de couches titane (10 nm) /or (100 nm) puis la couche d'or est électrolysée à $5 \mu m$ (d).

L'évaporation d'or étant effectuée, il reste à épaissir par électrolyse cette couche à $5 \mu m$. Le substrat est alors plongé dans une solution de d'aurocyanure de potassium, en contact avec une pince faisant office d'électrode négative. Une seconde électrode, une grille de platine est portée à un potentiel positif en vis à vis de la surface du substrat. En appliquant un courant de quelques mA, une réaction d'oxydoréduction se crée provoquant la formation d'une couche d'or sur les surfaces déjà recouvertes d'or. La vitesse du dépôt dépend de l'intensité du courant et de la surface d'or à épaissir. Ainsi, 50 minutes sont nécessaires à la formation d'une couche d'or de $5 \mu m$.

Une couche de chrome est ensuite évaporée sur cette dernière couche d'or afin

d'améliorer l'adhérence de la couche de scellement. Après avoir gravé le dôme d'or par photolithographie, le micro-commutateur et le dôme d'or sont libérés de leurs couches sacrificielles respectives dans un solvant (Remover PG) porté à une température de 70°C (e). Les dispositifs seront alors testés et validés avant tout scellement des dômes. La figure 3.8 présente un dôme d'or libéré.

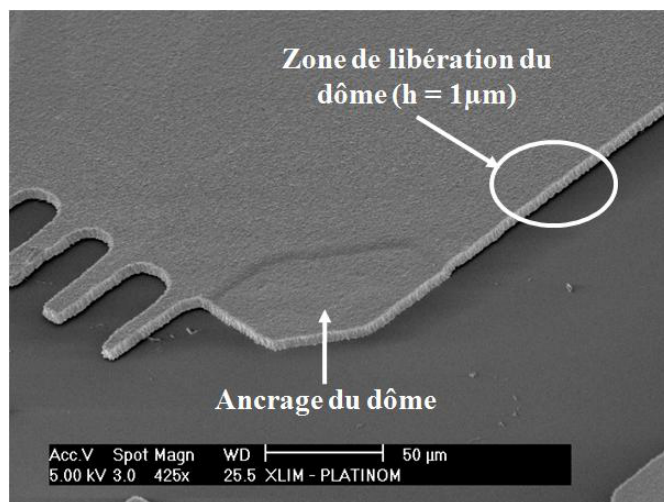


FIGURE 3.8 – Dôme d'or libéré.

Nous avons scellé ces dômes par évaporation au canon à électrons de $2\ \mu\text{m}$ de d'oxyde de silicium (f) (voir Annexe C). Plusieurs essais ont été effectués pour le scellement de ces dômes par un film mince de dioxyde de silicium. En effet, les contraintes internes de ce film mince sont très difficiles à maîtriser lors de l'évaporation aux canons à électrons. De plus, le dépôt doit s'effectuer à basse température pour ne pas fragiliser les micro-commutateurs encapsulés rendant impossible le contrôle de ces contraintes. Les premiers capots métalliques présentent des ouvertures de libération de hauteur $h = 2\ \mu\text{m}$. $3\ \mu\text{m}$ de d'oxyde de silicium sont alors déposés pour sceller ces dômes. La figure 3.9 illustrent les premiers essais de scellement.

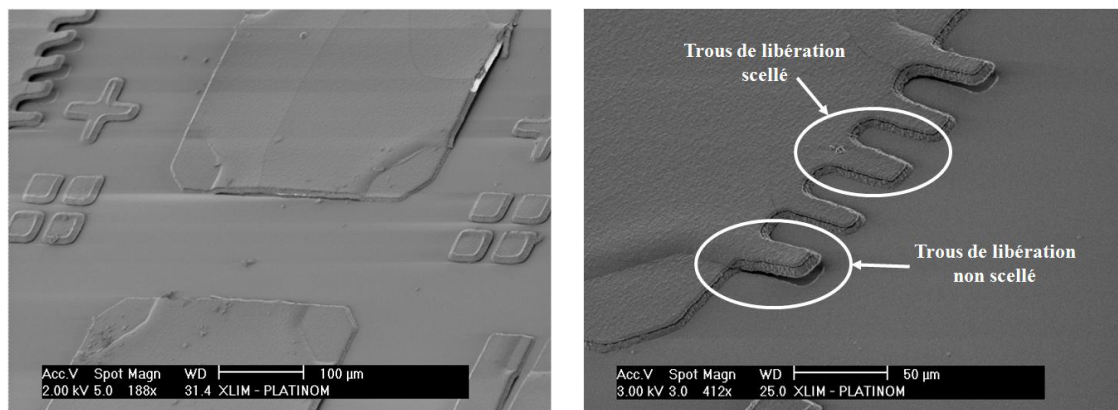


FIGURE 3.9 – Premier essai de scellement par un oxyde de silicium : dôme d'or fragilisé.

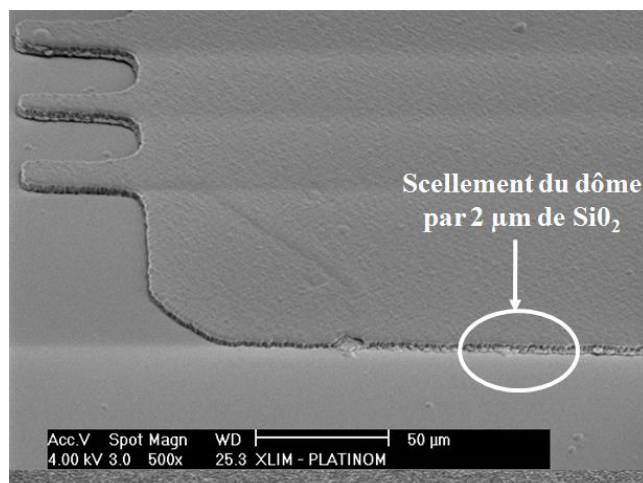


FIGURE 3.10 – Dôme d'or scellé.

Ainsi, l'oxyde de silicium déposé au canon à électrons est en tension ce qui fragilise le dôme et rend impossible son scellement. En effet, plus ce film mince se dépose, et plus la hauteur $h = 2 \mu m$ des trous de libérations a tendance à augmenter.

Nous avons alors diminué la hauteur h à $1 \mu m$. La figure 3.10 illustre le résultat obtenu avec $2 \mu m$ de dioxyde de silicium déposé sur les dômes.

Les dôme d'or est correctement scellé dans ces conditions, il reste alors à graver cette couche pour permettre l'accès au micro-système encapsulé (g). Cette gravure s'effectue en phase humide avec une solution d'acide fluoridrique.

Les micro-commutateurs protégés peuvent être alors découpés un à un puis pourront être implémentés dans différents circuits.

Ce procédé de fabrication est donc tout à fait compatible avec les procédés de fabrication des MEMS RF. Il est faible température ($\leq 120 \text{ }^\circ\text{C}$), faible coût (film mince d'or, peu de temps supplémentaire à la construction de l'encapsulation) et très simple à mettre en oeuvre. Il permet d'obtenir alors des boîtiers de taille extrêmement réduites puisqu'ils vont épouser la forme des micro-commutateurs. De plus, il permet une encapsulation collective de micro-commutateurs à l'échelle du substrat.

Une série de mesures a alors été réalisée pour valider le modèle équivalent. Les mesures et les performances RF du micro-commutateur à contact ohmique encapsulé sont présentées dans la partie suivante.

3.3.3 Performances RF du switch ohmique encapsulé

Ce micro-commutateur à contact ohmique a donc été mesuré de la même façon qu'un micro-commutateur non encapsulé. La figure 3.11 présente une vue de dessous de ce micro-

commutateur une fois libéré et encapsulé. On remarque bien qu'aucune trace de polymère n'est visible et donc que le micro-commutateur ainsi que son dôme d'or sont bien libérés.

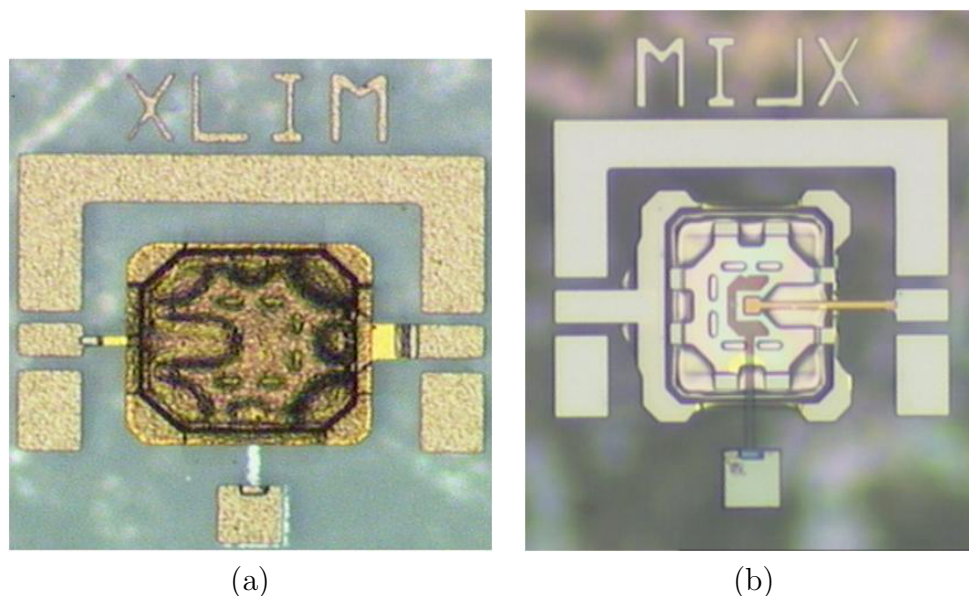


FIGURE 3.11 – (a) Vue de dessus du capot métallique, (b) Vue de dessous du capot métallique.

Aucune différence n'a été trouvée dans leur tension d'actionnement et leur résistance de contact. En effet, les composants encapsulés s'actionnent autour de 110 Volts et présentent une résistance de contact de 4 Ohms. Les performances RF mesurés de ces composants sont présentées sur les figures 3.12 et 3.13 et ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. On constate alors qu'il y a une bonne concordance entre mesures et simulations et donc que le modèle équivalent prédit bien la structure.

Tout comme pour les simulations, les paramètres du modèle équivalent peuvent être extraits. La capacité de ce micro-commutateur dans son état passant est estimée à 21 fF et sa résistance de contact dans son état bloqué à 4 Ohms. Cependant, il nous est impossible de dissocier les capacités $C_{transition}$ et C_{capot} ramenées par le capot d'or sur le micro-commutateur ohmique. Seule la capacité globale peut être déterminée par rétro-simulation en comparant la différence d'isolation Δ d'un micro-commutateur encapsulé et non encapsulé dans leur état bloqué. Ainsi, la capacité globale C_{global} qui est représentée majoritairement par $C_{transition}$ est estimée à 12 fF en accord avec les simulations réalisées auparavant. Cette capacité parasite représente alors plus de 50 % de la capacité C_{mems} .

Le tableau ci-dessous récapitule les différentes valeurs de ce modèle équivalent extraite de la mesure. On note bien une bonne concordance entre simulations et mesures.

Ces résultats prouvent alors bien la faisabilité de cette approche et on peut facilement quantifier l'impact que le capot métallique aura sur le micro-commutateur.

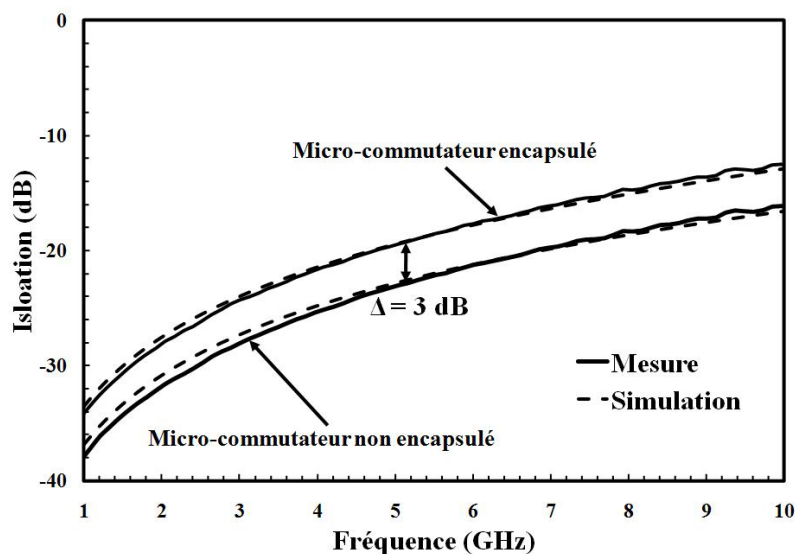


FIGURE 3.12 – Différence d'isolation entre un micro-commutateur ohmique encapsulé et non encapsulé à l'état bloqué.

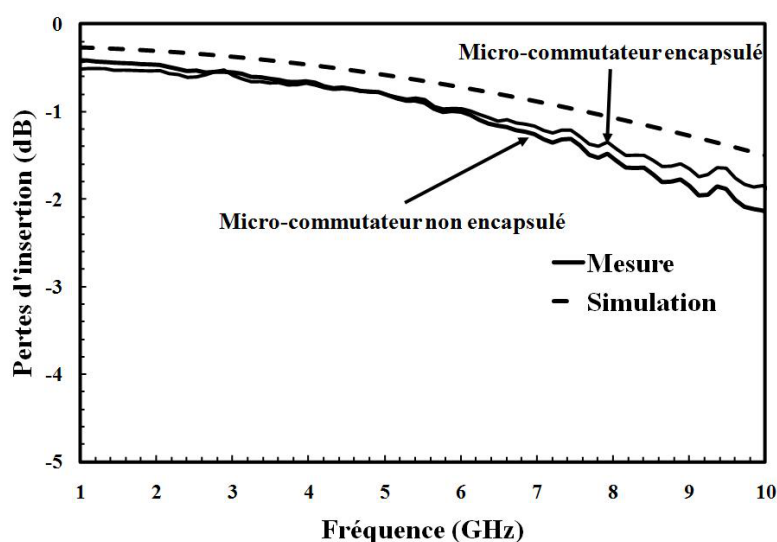


FIGURE 3.13 – Différence de pertes d'insertion d'un micro-commutateur ohmique encapsulé et non encapsulé à l'état passant.

TABLE 3.2 – Extraction des paramètres du modèle.

	Paramètres du modèle simulés	Paramètres du modèle mesurés
C_{mems}	22 fF	21 fF
R_s	4 Ohms	4 Ohms
L_s	0,9 nH	0,8 nH
C_{global}	12 fF	12 fF

3.3.4 Comment réduire l'influence de $C_{transition}$?

Pour réduire la valeur d'une capacité, il faut augmenter la distance entre les deux plaques métalliques ou réduire leur surface en vis-à-vis ou diminuer la valeur de la permittivité entre les deux plaques métalliques. Par la fabrication, la largeur de l'accès RF du micro-système est limitée à $10 \mu m$ et l'isolant entre les deux plaques métalliques est de l'air. Nous avons alors effectué des simulations en diminuant la largeur de l'accès RF à $10 \mu m$ et en augmentant le gap qui existe entre l'accès RF et le capot métallique comme on l'a vu dans la partie précédente.

Le tableau ci-dessous récapitule ces différentes simulations.

TABLE 3.3 – Diminution de l'influence de $C_{transition}$.

Hauteur entre la transition et le capot	Largeur de la ligne d'accès	$C_{transition}$
$1 \mu m$	$10 \mu m$	8,5 fF
$1 \mu m$	$15 \mu m$	12 fF (travail de cette thèse)
$2 \mu m$	$10 \mu m$	4,5 fF

Ainsi, avec ces simulations électromagnétiques montrent que la valeur de $C_{transition}$ peut être réduite à 4,5 fF et représente seulement 20 % de C_{mems} . Cette capacité parasite ramenée par le dôme métallique est alors tout à fait acceptable pour l'encapsulation d'un micro-commutateur à contact ohmique. Cette solution d'encapsulation basse température, faible coût, peut donc être bien adaptée à un micro-commutateur ohmique. Du fait de cette faible capacité parasite, cette solution d'encapsulation peut être facilement intégrable pour un micro-commutateur capacitif. En effet, ceux-ci présentant généralement de fortes valeurs de capacités, le capot métallique n'aura alors qu'une influence minimale sur leurs performances. La partie suivante présente cette encapsulation par un film mince d'or mais pour un micro-commutateur capacitif.

3.4 Encapsulation par un film mince d'or d'une capacité commutée

Les micro-commutateurs à contact capacitif possèdent des performances électriques supérieures à leur concurrents semi-conducteurs, en terme d'isolation et pertes en transmission. Leur excellentes performances et leur facilité d'intégration ont font des candidats particulièrement adaptés pour des applications industrielles. Cependant, tout comme les micro-commutateurs à contact ohmique, leur encapsulation reste un frein à leur commer-

cialisation. Cette partie montre alors que la solution d'encapsulation par un film mince d'or est également particulièrement adaptée pour les micro-commutateurs capacitifs.

3.4.1 Etude et réalisation d'une capacité commutée encapsulée

Le principe de cette capacité est présenté sur la figure 3.14. Comme pour le micro-commutateur à contact ohmique, cette capacité est construite sur un substrat de quartz en utilisant une membrane mobile ancrée sur le substrat en huit endroits. Un diélectrique (AlN de permittivité $\epsilon_r = 11,5$) est utilisé pour isoler l'électrode mobile de l'électrode d'actionnement.

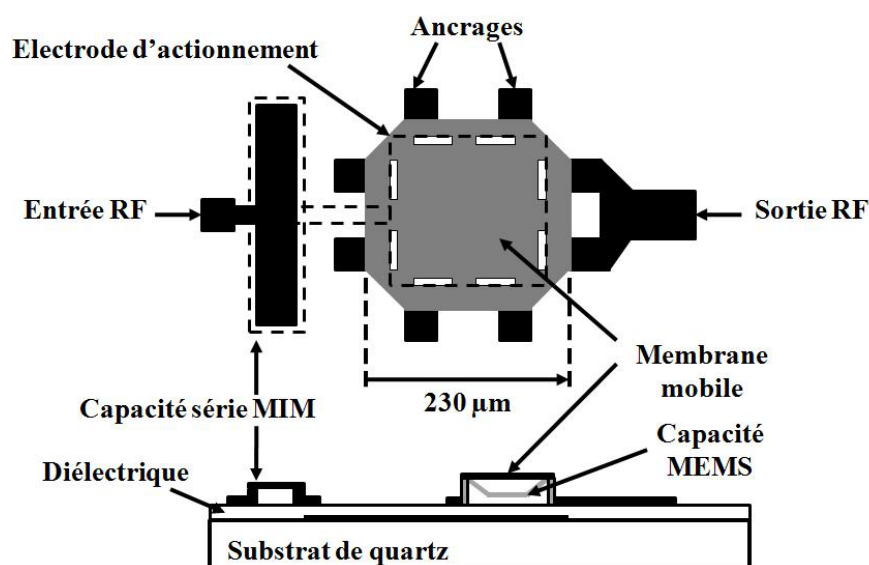


FIGURE 3.14 – Description de la capacité commutée réalisée au laboratoire XLIM.

Après une première évaporation d'or nécessaire à l'élaboration de l'électrode d'actionnement, 400 nm de ce diélectrique est pulvérisé sur tout le substrat par pulvérisation cathodique réactive. Cette couche n'est pas gravée. Une capacité MIM (Métal Isolant Métal) de couplage est insérée pour l'accès au micro-système comme le montre la figure 3.14 La poutre mobile d'épaisseur de métallisation $2 \mu m$ est suspendue de $2 \mu m$ par rapport à son électrode d'actionnement.

Pour la facilité de mesure, cette capacité commutée est également implémentée sur une ligne coplanaire et les variations d'impédance de la structure sont modélisées par une inductance série L_s . La géométrie et les performances RF de ce micro-commutateur capacitif ont été étudiés afin qu'il possède un rapport capacitif de 3 à 4. Le modèle équivalent de ce micro-commutateur capacitif est illustré sur la figure 3.15. A l'état bloqué c'est-à-dire lorsque la poutre mobile est dans son état haut, ce micro-commutateur présente une capacité C_{off} . A l'état passant, lorsque la poutre mobile est en contact avec le diélectrique,

le micro-commutateur présente une capacité C_{on} . La figure 3.16 présente ce composant

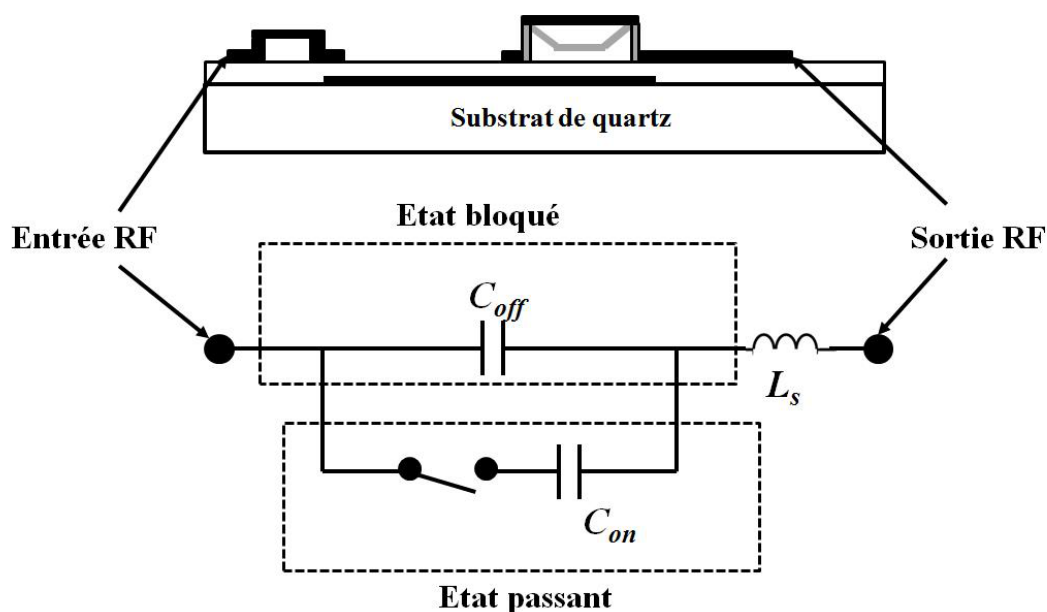


FIGURE 3.15 – Principe de la capacité commutée.

libéré et prêt à être mesuré.

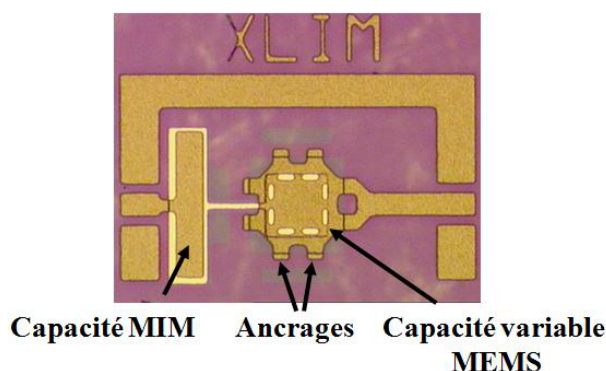


FIGURE 3.16 – Capacité commutée étudiée dans cette thèse.

La tension d'actionnement mesurée de cette structure se situe autour de 40 Volts. Les performances RF sont présentées sur les figures 3.17 lorsque la capacité est à l'état haut et 3.18 lorsqu'elle est à l'état bas. A l'état haut, cette capacité possède à 2 GHz d'une isolation de -8dB. Il en résulte alors par rétro-simulation une capacité C_{off} de 310 fF . A l'état passant, la capacité commutée possède une isolation de -3,5 dB à 2 GHz. Il en résulte alors une capacité C_{on} de 1,1 pF. L'inductance série liée à la masse RF est estimée à 1,1 nH. Le rapport capacitif de cette structure est donc de $C_{on}/C_{off} = 3,3$.

Ce micro-commutateur, une fois caractérisé, il est alors nécessaire d'évaluer l'impact du capot métallique sur la capacité commutée. Cet impact sera évalué dans la partie suivante.

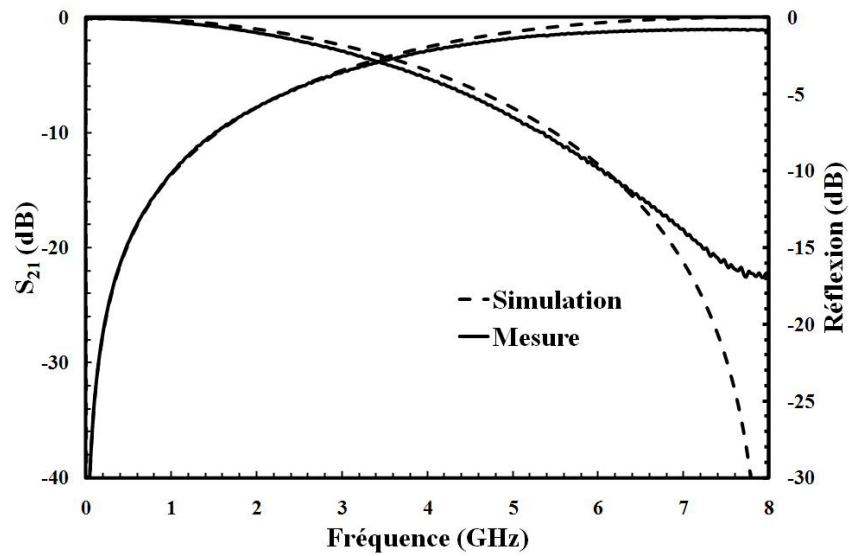


FIGURE 3.17 – Paramètre S mesurés de la capacité commutée non encapsulée à l'état haut.

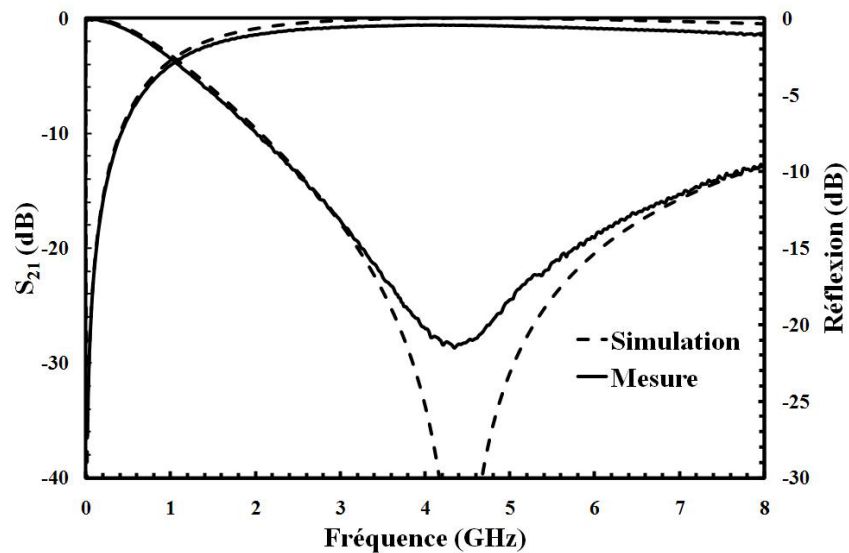


FIGURE 3.18 – Paramètre S mesurés de le capacité commutée non encapsulée à l'état passant.

3.4.2 Evaluation de l'impact d'un capot d'or sur la capacité commutée.

Tout comme pour le micro-commutateur ohmique, le capot d'or sur cette structure possède une épaisseur de métallisation de $5\ \mu\text{m}$ et est ancrée quatre fois sur le substrat. Il y a un gap de $3\ \mu\text{m}$ entre cette structure et le capot d'or. Les quatre trous de libération ont une épaisseur de $1\ \mu\text{m}$ pour pouvoir réaliser le scellement de dioxyde de silicium comme on l'a vu précédemment.

Le capot métallique sur ce MEMS introduit également deux capacités parasites lorsqu'il est à son état bloqué et passant. Une vue en coupe de ce micro-commutateur encapsulé et des différents éléments que le capot métallique introduit est illustré sur la figure 3.19.

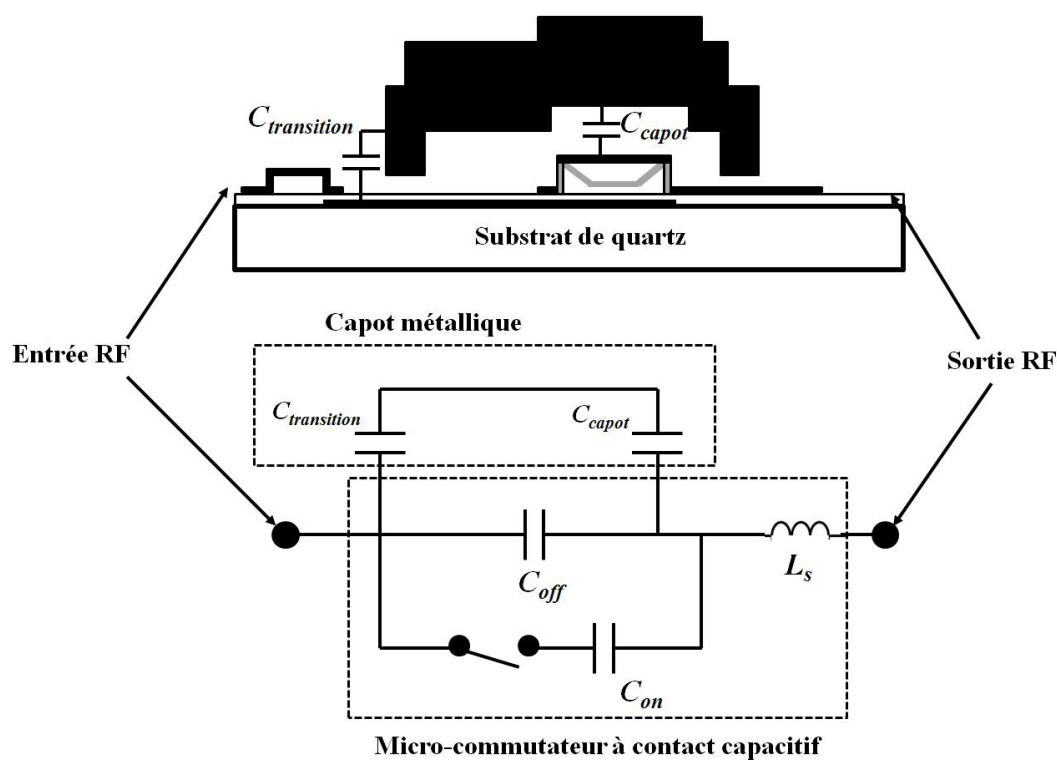


FIGURE 3.19 – Principe du micro-commutateur capacitif encapsulé.

Ainsi, le capot d'or introduit une capacité globale qui se place en parallèle avec celles présentées par la capacité MEMS lorsqu'il est passant ou bloqué. Cette capacité globale se partage en deux capacités en série. Le capot métallique introduit alors une capacité $C_{transition}$ aux transitions du MEMS qui correspond au gap entre le dôme d'or et les accès RF au micro-système en série avec une grande capacité C_{capot} entre la membrane mobile et le haut du capot d'or. C'est toujours la capacité $C_{transition}$ qui aura le plus d'influence sur le MEMS et particulièrement lorsqu'il est dans son état bloqué. En effet, c'est dans cet état qu'il présente une capacité C_{off} faible, donc potentiellement le capot aura plus

d'influence.

Nous pouvons alors extraire les différentes valeurs du modèle par simulation électromagnétique sous ADS et déterminer la capacité parasite principale $C_{transition}$ qu'introduit le capot métallique de la même manière que pour le micro-commutateur ohmique. Ainsi, cette capacité est également estimée à 12 fF, donc n'a qu'une faible influence parasite devant les capacités que présente le MEMS ($C_{off} = 360$ fF, $C_{on} = 1,2$ pF). Le tableau ci-dessous illustre les différentes valeurs extraites de ce modèle.

TABLE 3.4 – Extraction des paramètres du modèle d'un micro-commutateur capacitif encapsulé

	Paramètre du modèle
C_{on}	1,2 pF
C_{off}	360 fF
L_s	0,9 nH
C_{capot}	180 fF
$C_{transition}$	12 fF

3.4.3 Mesures et performances RF de la capacité commutée encapsulée

Cette structure a été encapsulée suivant le même procédé que le micro-commutateur à contact ohmique. La figure 3.20 présente ce micro-commutateur à contact capacitif non encapsulé et encapsulé.

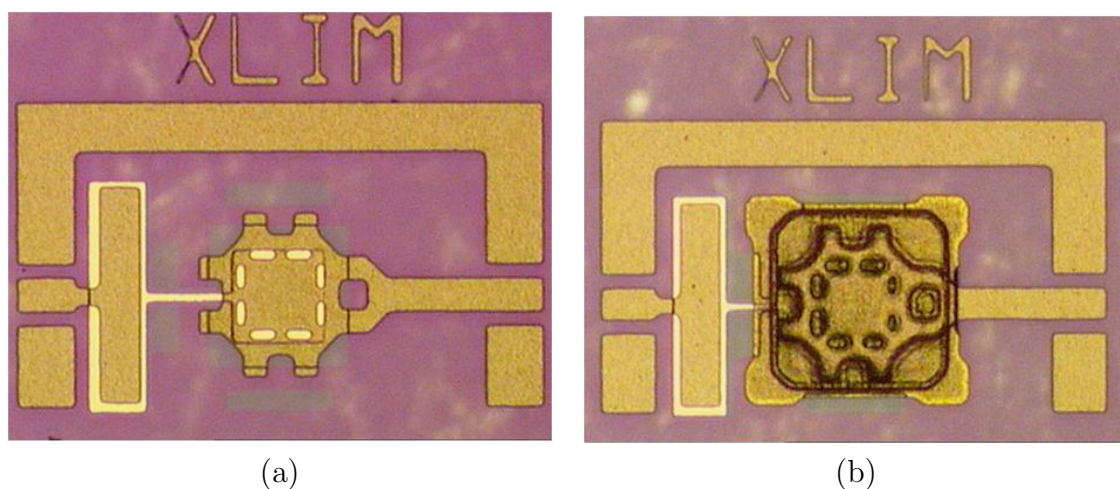


FIGURE 3.20 – (a) Micro-commutateur capacitif, (b) Micro-commutateur capacitif encapsulé.

Les performances RF de cette capacité encapsulée ou pas, dans l'état bloqué et passant sont montrées sur les figures 3.21 et 3.22. On voit qu'il y a une bonne concordance entre les simulations et les mesures et que encore une fois, cette structure est relativement facilement modélisable. On peut constater qu'il n'y a aucune différence d'isolation significative entre le composant encapsulé et non encapsulé quelque soit l'état du MEMS. Comme prédit, ce dôme d'or n'a que peu d'influence et est donc particulièrement adapté pour ce type de structure.

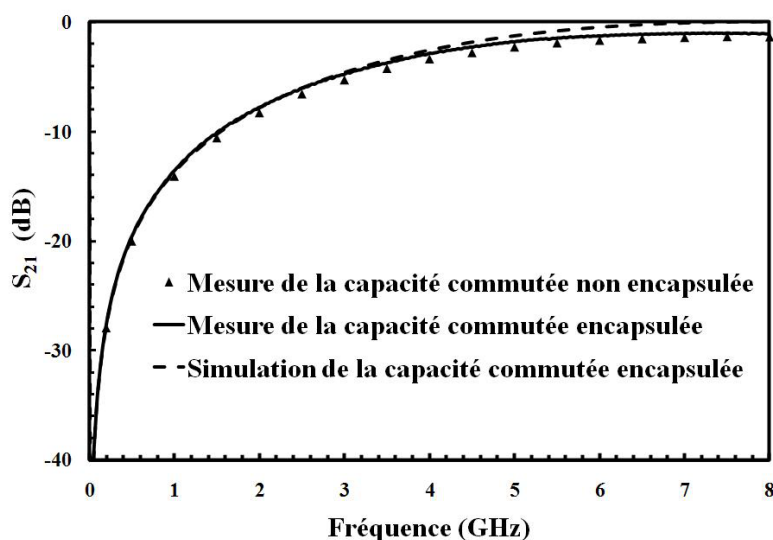


FIGURE 3.21 – Paramètres S de la capacité encapsulée et non encapsulée à l'état bloqué.

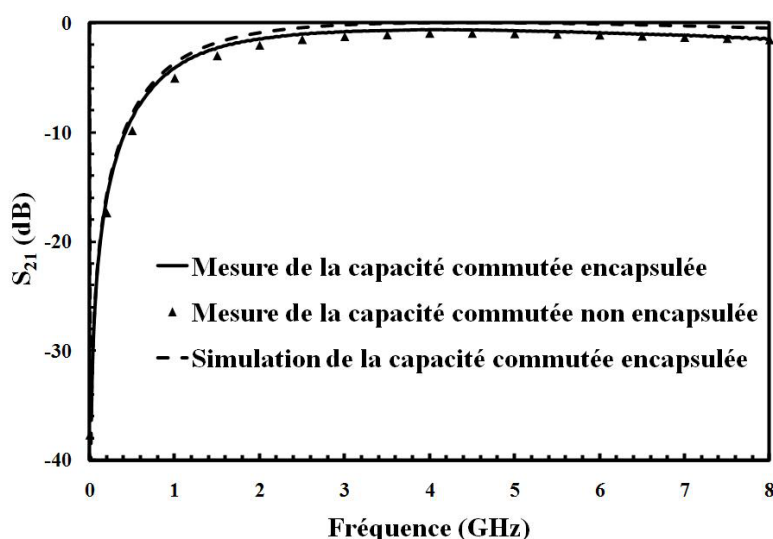


FIGURE 3.22 – Paramètres S de la capacité encapsulée et non encapsulée à l'état passant.

Pour intégrer différents types de micro-commutateurs dans d'autres circuits à plus grande échelle, il serait important de connaître la tenue mécanique du capot d'or développé

face à de fortes pressions. En effet, la majorité des composants électroniques sont encapsulés à l'aide d'injection plastique à haute pression et un MEMS encapsulé au niveau zéro doit pouvoir supporter de telles pressions.

3.5 Etude mécanique du capot d'or

En utilisant le logiciel de simulation multi physique ANSYS, nous pouvons déterminer l'épaisseur nécessaire du capot métallique pour qu'il résiste face à de telles pressions. (cf figure 3.23)

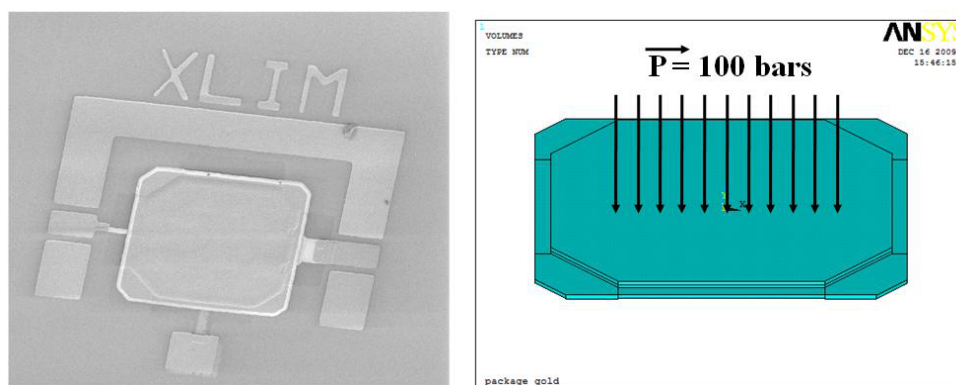


FIGURE 3.23 – Modélisation du capot d'or sous le logiciel ANSYS.

La figure 3.24 ci-dessous illustre la variation de la déflexion maximale au centre du capot métallique en fonction de son épaisseur sous une pression de 100 bars.

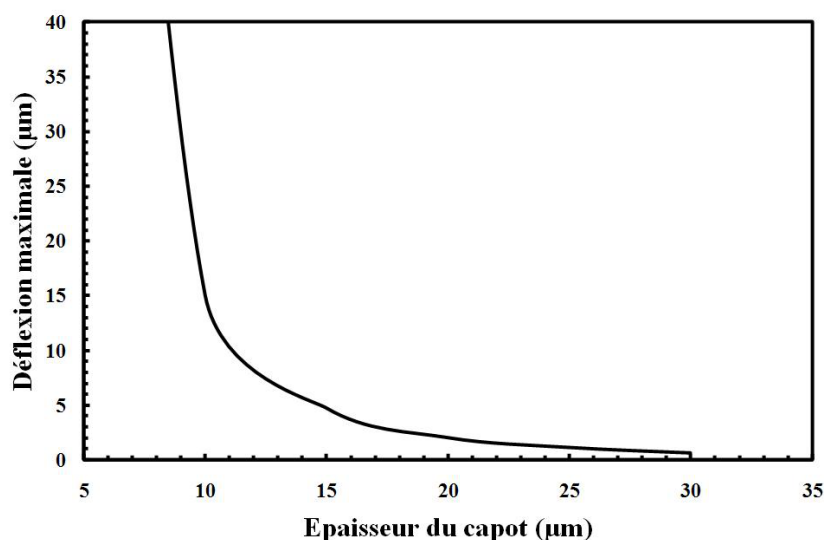


FIGURE 3.24 – Variation de la déflexion maximale du capot métallique en fonction de son épaisseur sous 100 bars.

TABLE 3.5 – Simulation de la déflexion du capot métallique.

Epaisseur du capot (μm)	Déflexion du capot (μm)
5	120 (travail de cette thèse)
10	15
20	2
30	0,6

Ainsi, l'épaisseur du capot d'or devra être d'au moins $30 \mu m$ pour pouvoir supporter une pression de 100 bars et ne pas avoir une déformation supérieure au gap entre le capot d'or et le micro-commutateur encapsulé. $30 \mu m$ d'or doivent être électrolysés pour tenir la pression d'injection plastique, ce qui est tout à fait possible en fabrication. Le tableau 3.5 présente les différentes déflexions simulées et la figure 3.25 la déformation d'un capot de $30 \mu m$ d'épaisseur sous une pression de 100 bars.

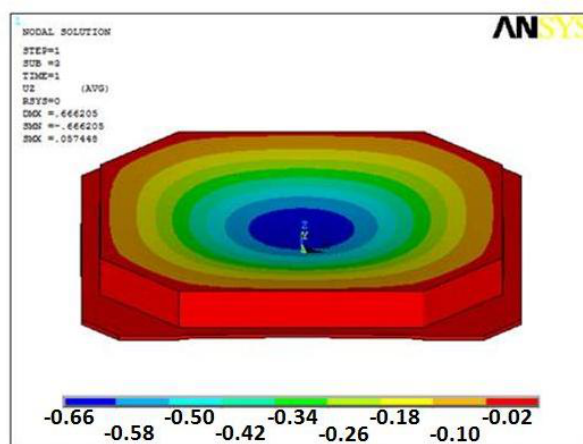


FIGURE 3.25 – Déflexion du capot métallique d'épaisseur $30 \mu m$ sous une pression de 100 bars.

Ces résultats montrent la bonne faisabilité de cette solution d'encapsulation. Cette structure peut être facilement prédite électro magnétiquement et peut résister à de fortes pressions.

Cette solution d'encapsulation est donc très bien adaptée pour les capacités commutées. Les principaux avantages sont que ce procédé d'encapsulation s'effectue à basse température, le capot d'or est potentiellement résistant à la pression d'injection plastique couramment utilisée dans l'industrie et surtout il est bas coût. L'impact du capot a été évalué à travers des simulations électromagnétiques et la capacité qu'il introduit est de 12 fF et nous avons démontré que l'on peut réduire cette capacité parasite à 4,5 fF pour un micro-commutateur à contact ohmique. Cependant, le scellement de ces dômes d'or reste une étape compliquée à mettre en oeuvre puisqu'il nécessite un moyen supplémentaire :

l'évaporation au canon à électrons. De plus, le dioxyde de silicium utilisé ne rendra pas hermétique cette solution. Il sera alors essentiel de trouver un autre type de scellement (polymère) afin de garantir l'herméticité de cette structure. Aucun test d'herméticité de micro-commutateurs encapsulés n'a donc été effectué durant cette thèse.

Nous avons développé à l'aide de ce capot métallique et du micro-commutateur ohmique étudié dans le chapitre 2 une application originale de cette solution d'encapsulation. En effet, en utilisant ce capot métallique sur ce micro-commutateur, nous pouvons élaborer une capacité commutée à fort contraste capacitif. Ce procédé original est présenté dans la partie suivante.

3.6 Une autre application du capot d'or : Etude et réalisation d'une capacité commutée encapsulée

3.6.1 Introduction

Une capacité commutée, comme nous avons développé précédemment, présente un contraste C_{on}/C_{off} entre son état passant ou bloqué et utilise un contact direct entre un diélectrique et une électrode mobile. Cependant, une telle structure est sujette à des problèmes de fiabilité et notamment au piégeage de charges. Nous avons alors développé une capacité commutée à fort contraste, encapsulée, et n'utilisant pas de diélectrique.

3.6.2 Principe de la capacité commutée réalisée

Pour réaliser cette capacité commutée, le capot métallique est connecté à l'accès RF de sortie. Le principe de cette capacité commutée est illustré sur la figure 3.26.

Ainsi, c'est l'état du micro-commutateur ohmique qui va décider de la valeur de la capacité.

Comme nous l'avons vu précédemment le capot métallique introduit sur le micro-commutateur ohmique une capacité parasite $C_{transition}$. Il y a deux capacités en série entre l'entrée RF et la sortie RF. La première C_s représente la capacité du micro-commutateur lorsqu'il est dans son état bloqué. La deuxième C_{capot} représente la capacité entre le haut du capot métallique et le micro-commutateur. Lorsque le commutateur est dans son état bloqué (a), la capacité globale de cette structure est dominée par celle du micro-commutateur C_s . Lorsque le micro-commutateur est dans son état passant (b), la capacité du micro-commutateur est court-circuitée et la capacité dominante est C_{capot} . Le modèle équivalent de cette structure est présenté sur la figure 3.27.

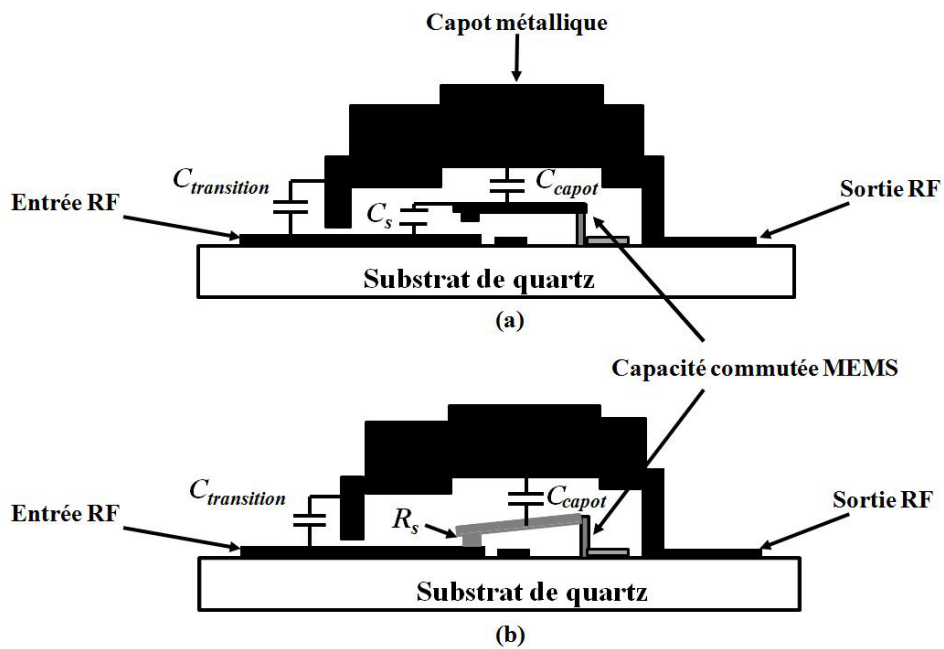


FIGURE 3.26 – Principe de la capacité commutée.

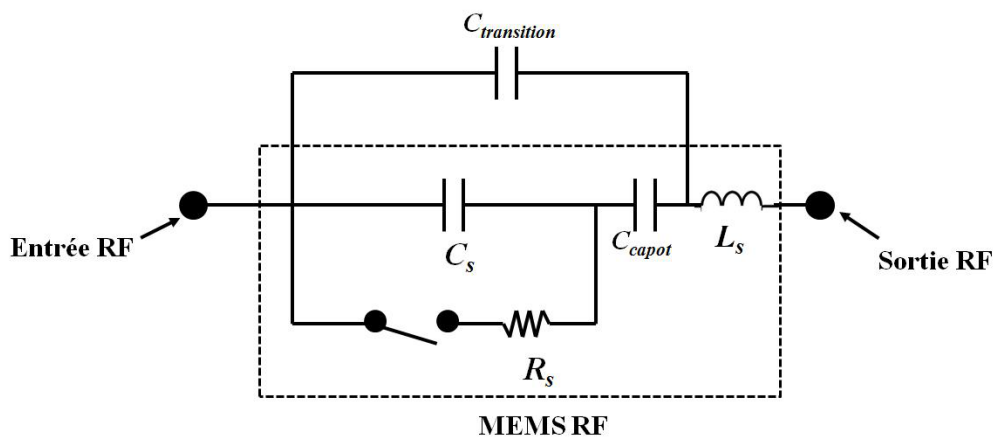


FIGURE 3.27 – Modèle équivalent de la capacité commutée.

Ainsi, la capacité de cette structure à l'état bloqué est donnée par l'équation 3.1.

$$C_{off} = \left(\frac{C_s \cdot C_{capot}}{C_s + C_{capot}} \right) + C_{transition} \quad (3.1)$$

La capacité de cette structure à l'état passant est donnée par l'équation 3.2.

$$C_{on} = C_{capot} + C_{transition} \quad (3.2)$$

Cette structure a été modélisée sous le logiciel Agilent Momentum pour pouvoir extraire les différents éléments de son modèle équivalent.

Les valeurs du modèle équivalent peuvent alors être extraites par simulation et sont données dans le tableau 3.6.

TABLE 3.6 – Simulation des paramètres du modèle équivalent de la capacité commutée.

Paramètres du modèle	Simulations
C_{off}	25 fF
C_{on}	190 fF
L_s	0,8 nH
R_s	4 Ohms

Par simulation, cette structure possède alors un contraste capacitif $C_{on}/C_{off} = 7,6$. Ce contraste pourra alors être augmenté. En effet, en diminuant la hauteur du capot, la capacité C_{on} augmente et le rapport capacitif aussi. Après ces simulations, cette capacité commutée a donc été réalisée et mesurée.

3.6.3 Réalisation de la capacité commutée

La fabrication de cette capacité commutée, comme le montre la figure 3.28 se réalise suivant le même procédé que le micro-commutateur à contact ohmique encapsulé que l'on a vu précédemment.

Ce dôme d'or débute sur le micro-commutateur ohmique non libéré (a) avec le dépôt de $1 \mu m$ d'une résine sacrificielle pour les futures ouvertures du dôme (b). $3 \mu m$ de la même résine sacrificielle est déposée par la suite afin de créer le gap d'air séparant le micro-commutateur et le dôme d'or (c). Ce dôme est ensuite créé par l'évaporation successive de Titane/Or ou l'or sera électrolysé à $5 \mu m$ (d). On remarque que le dôme d'or est bien connecté à l'accès RF de sortie. Finalement, après libération du capot d'or (e) et du micro-commutateur dans un bain de remove, le capot d'or est scellé par $2 \mu m$ d'une couche de SiO_2 par évaporation au canon à électrons (f). Cette couche est enfin gravée pour pouvoir avoir accès au micro-système (g).

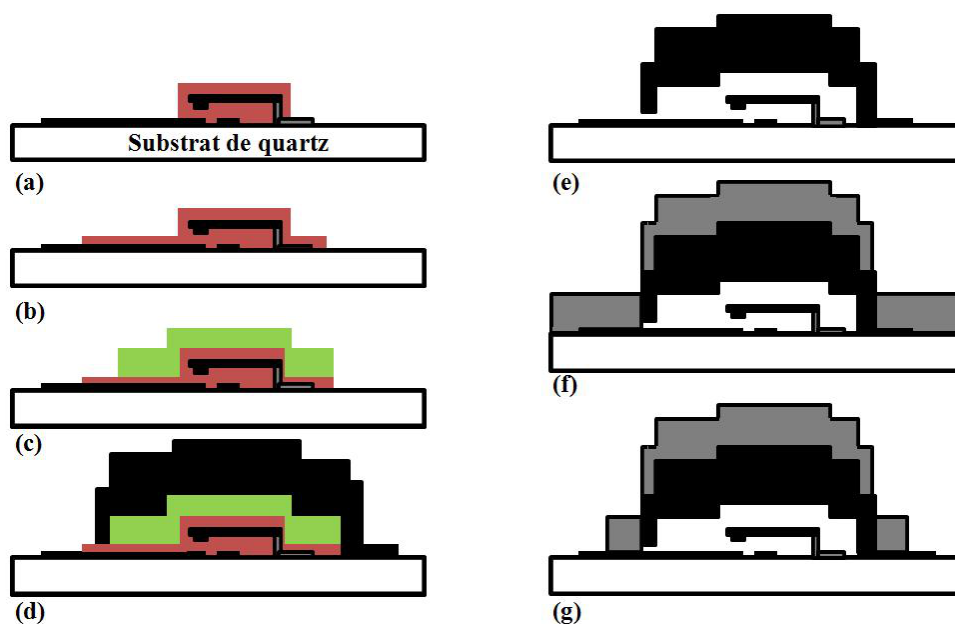


FIGURE 3.28 – Procédé de fabrication d'une capacité commutée.

La figure 3.29 présente cette capacité commutée réalisée au laboratoire et prête à être caractérisée.

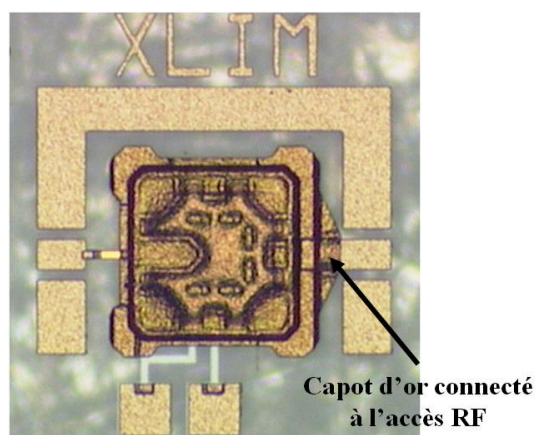


FIGURE 3.29 – Capacité commutée réalisée au laboratoire XLIM.

3.6.4 Mesures et performances RF de la capacité commutée

Les performances de cette structure sont présentées sur la figure 3.30. On voit qu'il y a une bonne concordance entre les simulations et les mesures. Cette structure peut donc être facilement modélisée par un simple schéma équivalent. Le tableau 3.7 présente les valeurs de ce modèle extraites de ces mesures.

Ainsi par mesure, cette capacité commutée présente un contraste entre ses deux états de $C_{on}/C_{off} = 6,9$ et un facteur de qualité à l'état haut de $Q = 600$ à 5 GHz. Il serait

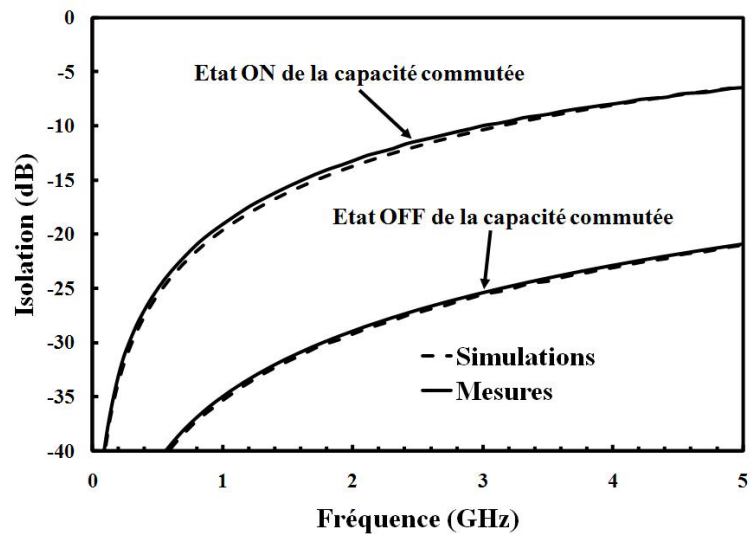


FIGURE 3.30 – Isolation présentée par la capacité commutée dans ses deux états.

TABLE 3.7 – Simulation des paramètres du modèle équivalent de la capacité commutée.

Paramètres du modèle	Simulations	Mesures
C_{off}	25 fF	28 fF
C_{on}	190 fF	195 fF
L_s	0,8 nH	1,2 nH
R_s	4 Ohms	3 Ohms

possible d'améliorer encore la valeur du Q obtenu en utilisant des lignes de commandes plus résistives. Cette capacité commutée, avec une électrode d'actionnement plus résistive, pourra alors être facilement intégrée dans des dispositifs RF reconfigurables dans des applications civiles ou militaires en dessous de 5 GHz. Le procédé de fabrication de cette structure reste bas coût, faible température, et permet une capacité commutée encapsulé viable.

3.7 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons développé une solution d'encapsulation de micro-commutateur MEMS RF : l'encapsulation par dépôt de film mince d'or. Grâce à cette méthode, l'ensemble des micro-commutateurs présentés sur un substrat seront encapsulés en une seule fois.

Nous avons constaté que la mise en boîtier n'est pas aussi simple que le mot suggère. En effet, ce boîtier doit être étudié et conçu pour ne pas perturber ou dégrader les performances des MEMS qu'il contient, et conserver le plus longtemps possible les meilleures conditions pour un fonctionnement optimal du système. La solution que l'on a développée, bas coût, faible température, utilise la technologie MEMS, ne nécessite aucun équipement supplémentaire et permet une encapsulation collective de micro-commutateurs MEMS. Nous avons démontré que l'impact du dôme d'or est négligeable sur les performances électriques de capacités commutées et que cette solution d'encapsulation est tout à fait adaptable pour les deux types de MEMS RF : les micro-commutateurs à contact ohmique et capacitif. Nous avons pu réaliser de plus une capacité commutée prête à être intégrée dans des dispositifs reconfigurables.

Cependant, il reste à démontrer l'herméticité de cette encapsulation, et la fiabilité des structures une fois encapsulée. Cette étape est décisive pour l'industrialisation de ces composants et est en cours au laboratoire. Différents tests d'herméticité que l'on pourra utiliser sont présentés en Annexe C.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire mettent en évidence l'intérêt porté aux composants MEMS RF utilisables dans les systèmes de télécommunication.

Le travail réalisé au cours de cette thèse avait pour but de concevoir une encapsulation simple, collective, fiable et bas coût pour les micro-commutateurs MEMS RF. Ce travail de recherche a également été consacré à la conception et à la réalisation de micro-commutateurs à contact ohmique et capacitif capables de résister à une mise en encapsulation. Ce travail a donc été axé sur le développement d'un procédé technologique de fabrication pour les micro-commutateurs MEMS RF ainsi que pour leur encapsulation. Plusieurs études électromagnétiques et mécaniques ont été montrées et ont permis de valider les structures présentées.

La première partie de ce travail décrite dans le premier chapitre a consisté en un état de l'art des composants MEMS et leurs applications en hyper-fréquence. Nous nous sommes intéressés au fonctionnement de micro-commutateurs à contact ohmique et capacitif, à leurs applications potentielles dans différents circuits hyper-fréquences. Cette étude bibliographique a également porté sur les différentes techniques de packaging utilisées pour l'encapsulation des MEMS avec la description des différentes méthodes d'encapsulation niveau zéro. Les types de scellement associés à ces techniques ont également été présentés. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée aux principales défaillances des micro-commutateurs en particulierité aux conséquences d'une mauvaise herméticité des boîtiers sur la fiabilité des micro-commutateurs encapsulés.

Nous avons présenté dans le second chapitre une étude pour réaliser un micro-commutateur à contact ohmique. L'objectif principal de cette étude a été le développement d'une topologie de micro-commutateur la plus simple possible et qui puisse résister aux contraintes d'une mise en encapsulation. Une étude électromagnétique couplée à une étude mécanique a donc été nécessaire pour la réalisation de ce micro-commutateur. Une optimisation des performances mécaniques d'un premier commutateur nous a conduit à le rendre moins rigide mais avec une tension d'actionnement beaucoup plus faible. Ainsi, cette optimisation nous a conduits à la fabrication de micro-commutateurs sur substrat de quartz présentant de très bonnes performances. A l'état bloqué, le micro-commutateur possède une isolation supérieure à -25 dB à 2 GHz. Des tensions inférieures à 37 Volts permettent d'obtenir un faible niveau de pertes d'insertions qui est de 0,22 dB à 2 GHz. Une différence de 0,04 dB entre un micro-commutateur construit à l'état passant et un micro-commutateur actionné nous montre une résistance de contact de 1 Ohms. Cependant, les pertes occasionnées par le réseau de polarisation prépondérantes aux hautes fréquences sont un facteur limitant mais qui peuvent être facilement réduites en

intégrant de fortes résistances de polarisation.

Dans un dernier chapitre, nous avons cherché à développer une nouvelle solution d'encapsulation pour ces micro-commutateurs MEMS RF. Nous avons choisi d'utiliser un film métallique électrolysé pour l'encapsulation de ces MEMS. Cette technique, jamais utilisée auparavant pour les MEMS RF est très prometteuse puisqu'elle reste bas coût, fiable et nous avons prouvé qu'elle dégrade peu les performances de micro-commutateurs à contact ohmique et capacitif. Des optimisations électromagnétiques ont permis de s'affranchir des perturbations ramenées par un dôme d'or et alors d'obtenir d'excellentes performances. Une étude mécanique a également prouvé que cette solution d'encapsulation peut être intégrée à un processus industriel. Enfin, nous avons cherché grâce à cette solution d'encapsulation innovante, à créer une capacité commutée à fort contraste qui pourra alors se retrouver dans des architectures accordables tels que des filtres ou des antennes..

Les résultats obtenus au cours de ce travail de recherche ouvrent de nombreuses perspectives. Nous avons mis au point une solution d'encapsulation relativement simple et compatible avec les procédés de fabrication de composants électroniques usuels. Les micro-commutateurs développés pendant ces travaux peuvent encore évoluer. En effet, en utilisant un réseau de polarisation plus résistif, les pertes d'insertions à de plus hautes fréquences pourront être facilement réduites.

Le scellement des packages, étape la plus critique dans la solution d'encapsulation que l'on a développée doit être étudié spécifiquement. Une étude d'herméticité doit également être effectuée pour valider cette solution.

Annexe A :
Etude d'une solution d'encapsulation
par liaison de deux tranches

A.1 Rappels

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, deux assemblages existent pour cette technique d'encapsulation : l'assemblage de substrats avec couche intermédiaire et l'assemblage de substrats sans couche intermédiaire comme le montre la figure A.1.

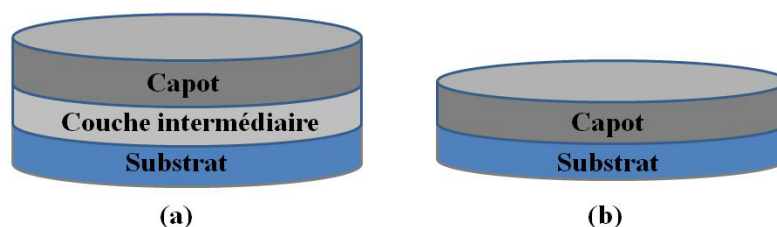


FIGURE A.1 – (a) Assemblage avec couche intermédiaire, (b) assemblage sans couche intermédiaire.

Compte tenu de l'épaisseur couramment utilisée ($> 100 \mu m$), ces méthodes d'assemblage permettent d'obtenir des cavités robustes au niveau mécanique comparé aux films minces. Plusieurs méthodes employant divers matériaux sont couramment employées pour l'assemblage de substrats avec une couche intermédiaire :

- les polymères :

Il est possible d'utiliser des couches de polymères tels le benzo-cyclo-butène (BCB) ou un polymère de type SU8 (résine photosensible négative) comme couche permettant l'assemblage de deux substrats. Cette technique consiste à enduire un des substrats puis de procéder à leur assemblage par pressage. Le maintien est alors assuré par polymérisation du composé par chauffage.

- Fritte de verre :

L'assemblage des deux substrats est assuré par la fusion du verre déposé à environ $425 \text{ }^\circ\text{C}$.

- Thermo-compression :

C'est une méthode similaire à la soudure eutectique. La soudure n'est pas assurée par la formation d'un alliage mais par la fusion d'un même matériau. Presser deux substrats recouverts d'or en certains endroits, au dessus de sa température de fusion permet alors d'obtenir une soudure or-or à $300 \text{ }^\circ\text{C}$. Il est également possible d'utiliser des matériaux à

température de fusion plus faible comme l'étain.

D'autres méthodes existent également pour l'assemblage de deux substrats mais sans l'aide de couches intermédiaires :

- La soudure anodique :

Elle consiste à assembler un substrat de silicium avec un substrat de verre dopé au sodium. Les substrats lors de cette soudure sont portés à des températures de l'ordre de 400 °C pour faciliter la migration des ions dans le verre et obtenir des dilatations similaires entre le verre et le silicium. Une tension (d'environ 500 V) est appliquée entre les deux substrats provoquant ainsi la migration des ions sodiums et oxygènes dans le verre. Il y a alors une accumulation d'ions oxygène à l'interface verre-silicium, créant alors un dioxyde de silicium.

- La soudure directe :

Pour cette soudure directe, généralement silicium-silicium, deux substrats sont pré-assemblés par pressage. Cette structure est ensuite portée à plus de 1000 °C dans un four pour permettre la liaison permanente entre les deux tranches.

Comme nous l'avons montré dans le chapitre 1, le scellement par polymère étant celui qui utilise les températures les plus faibles, nous décidons de choisir ce type de scellement. Nous décidons alors d'utiliser comme couche intermédiaire de scellement la résine négative photosensible SU8 distribuée par la compagnie MicroChem. En effet, ce polymère est facilement manipulable puisqu'il est photosensible. Enfin, on utilisera un substrat en silicium pour définir les cavités, car le silicium cristallin est facilement gravable chimiquement comme nous le montrerons dans la suite de cette annexe.

Il est indispensable de prendre également en compte les contraintes liées aux signaux hyperfréquences. En effet, l'influence de l'encapsulation sur les performances micro-ondes de composants optimisés sans encapsulation doit être minimale. Un problème majeur à régler est alors en premier l'interconnexion électrique.

A.1.1 Les différents types d'interconnexions

A.1.1.1 Interconnexions par traversée verticale (via)

Le signal RF doit être amené au sein de la cavité. Une des solutions, fréquemment utilisée et présentée dans la littérature, est l'utilisation de traversées verticales comme le

montre la figure A.2.

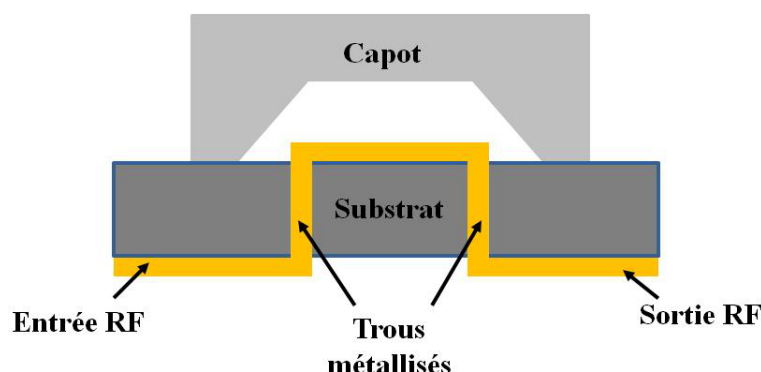


FIGURE A.2 – Représentation de l'interconnexion par traversée verticale.

Cette technique permet de faire transiter le signal RF d'une face à l'autre du substrat au moyen de trous métallisés que l'on appelle "via hole". Cependant, la réalisation de ces trous métallisés est très complexe à mettre en oeuvre. En effet, il est nécessaire de transpercer le substrat de part en part (par gravure sèche ou humide) puis de remplir les trous de métal. L'herméticité est alors fortement dépendante de cette étape et est garantie que pour une couche métallique non poreuse. Ce type d'interconnexion présente une bande passante élevée ainsi que de faibles pertes d'insertion. Lahiji [49] a obtenu par exemple une perte d'insertion de 0,2 dB sur une bande de fréquence de 0 à 20 GHz.

A.1.1.2 Interconnexions par couplage électromagnétique

L'utilisation d'un couplage électromagnétique à travers le capot ou le substrat permettrait de faire transiter le signal RF à l'intérieur de la cavité sans que l'état de la zone de soudure soit remis en cause. La figure A.3 présente ce type d'interconnexion.

Cependant, comme dans tout type de couplage, cette interconnexion engendre de fortes pertes dépendantes de la hauteur du substrat et du type de substrat choisi dans le cas d'un couplage à travers le substrat. De plus, dans le cas d'un couplage à travers le capot, il faudra apporter une attention particulière aux dimensions du capot et à son positionnement par rapport au substrat pour avoir le maximum de couplage possible.

L'herméticité de cette méthode est toutefois plus garantie que les deux autres méthodes d'interconnexion. Jackson [50] a présenté une interconnexion par couplage électromagnétique à travers un substrat de Duroid de 0,635 mm d'épaisseur. Cette transition coplanaire-coplanaire a montré une perte d'insertion de 0,6 dB autour de 5 GHz. Raskin en 2000 a présenté ce type de transition à des fréquences plus élevées entre 75 et 110 GHz sur silicium haute résistivité. Cette structure présente une perte d'insertion inférieure à 0,6 dB sur toute la bande de fréquence.

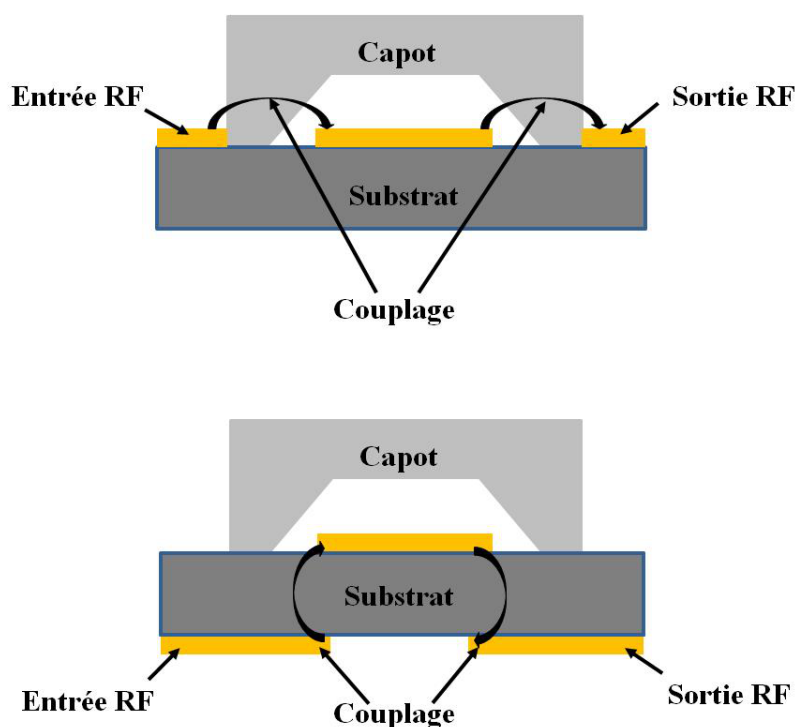


FIGURE A.3 – Représentation de l'interconnexion par couplage électromagnétique.

A.1.1.3 Interconnexions par traversée horizontale

Les méthodes d'interconnexions horizontales sont plus simples à mettre en oeuvre que celles décrites précédemment. Elles sont basées sur les méthodes d'assemblage avec couche intermédiaire. La figure A.4 représente ce type d'interconnexion.

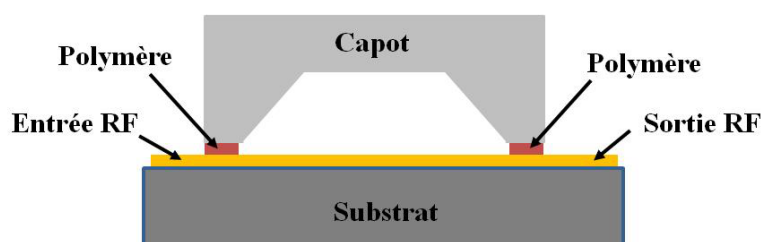


FIGURE A.4 – Représentation de l'interconnexion par traversée horizontale.

Un joint oscillant en polymère ou en frite de verre permet de maintenir l'assemblage en place tout en assurant la transition électrique. Cette partie doit être optimisée puisqu'elle introduit une rupture d'impédance par rapport au reste de la structure hyperfréquence. Cependant, l'herméticité de cette encapsulation est fortement dépendante du type de joint utilisé. C'est pourquoi la plupart de ces assemblages utilisent du benzo-cyclo-butène ou de la résine époxy SU8 comme couche liante car ces polymères sont hydrophobes. Seok [51] a obtenu une perte d'insertion additionnelle de 0,01 dB jusqu'à 90 GHz entre une ligne de référence, et une même ligne encapsulée par benzo-cyclo-butène.

A.1.1.4 Récapitulatif et type d'interconnexion choisie

Le tableau ci-dessous représente les différentes caractéristiques des interconnexions décrites précédemment.

TABLE A.1 – Récapitulatif des interconnexions pour l'encapsulation par liaison de deux wafers

Types d'interconnexions	Fréquences	Pertes	Avantages	Inconvénients	Source
Traversées horizontales	DC+RF	0,01 dB	Conducteur continu	Herméticité non garantie	[51]
Traversées verticales	DC+RF	0,2 dB	Large bande	Coût, Température	[49]
Couplage	RF	0,6 dB	Simplicité de fabrication	Pas de DC, Température	[50]

Notre type d'interconnexion, la nature de capot et de polymère étant choisie, il est indispensable de prendre en compte les contraintes liées au dimensionnement du capot sur les signaux hyperfréquences.

A.1.2 Dimensionnement de l'encapsulation

A.1.2.1 Contraintes RF dans le dimensionnement de l'encapsulation

Une solution consiste à concevoir de manière globale l'ensemble composant/encapsulation au niveau hyperfréquence.

La figure A.5 représente le schéma en coupe d'une ligne coplanaire encapsulée dans un capot en silicium (capot que l'on utilisera par la suite pour l'encapsulation de MEMS RF.) Le substrat de silicium peut être gravé de manière chimique en utilisant une solution de TMAH (Tetramethylammonium hydroxide). Ainsi, un substrat de silicium cristallin est plongé dans ce milieu basique et est gravé de manière anisotrope suivant un angle de $54,7^\circ$ comme le montre la figure 3.5.

Plusieurs points peuvent influencer les performances RF de ce type d'assemblage :

- Les ruptures d'impédance provoquées par la zone de soudure dans le cas d'une interconnexion horizontale.

- Le rebouclage des lignes de champ à travers le capot qui modifie ainsi la permittivité de la ligne coplanaire.

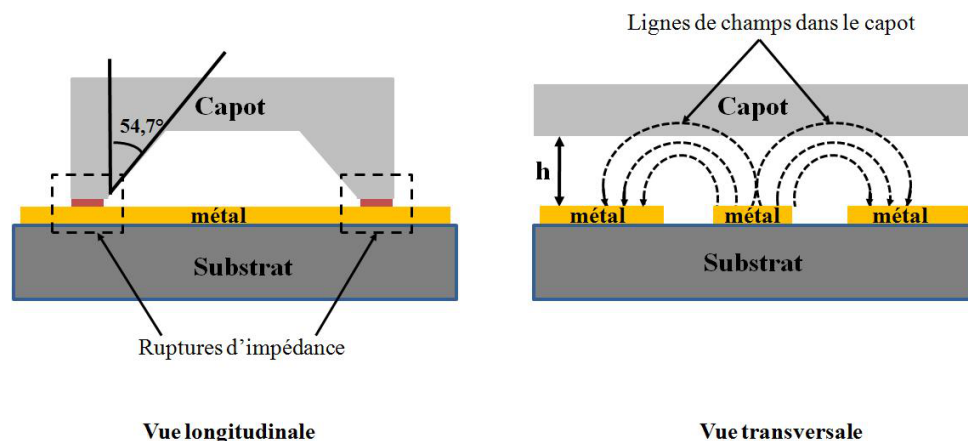


FIGURE A.5 – Contraintes RF dans le dimensionnement de l'encapsulation d'une ligne coplanaire.

Il est alors indispensable d'évaluer l'influence de la proximité du capot sur les performances RF du composant encapsulé. Des simulations paramétrées sous Agilent Momentum permettent d'établir l'influence de la proximité du capot sur les performances RF du composant encapsulé. Une ligne 50 ohms de référence sur quartz (avec une largeur de ruban de $100\ \mu\text{m}$ et un espacement signal-masse de $60\ \mu\text{m}$) a été simulée avec un substrat de silicium comme capot, l'épaisseur d'air h séparant les deux substrats variant de 1 à $60\ \mu\text{m}$. L'influence du capot sur le paramètre S_{11} de la ligne est illustré par la figure A.6. La gravure de la cavité dépend du temps ou le substrat de silicium est plongé dans la solution de TMAH. Ces simulations nous permettront de connaître la hauteur de la cavité qui ne perturbera pas le composant à encapsuler. On pourra alors connaître le temps de gravure nécessaire pour créer la cavité.

Ainsi, compte tenu des résultats de simulations obtenus, la méthode de dimensionnement de la ligne 50 Ohms est toujours applicable dans le cas où l'espace quartz-silicium est supérieur à $40\ \mu\text{m}$. En effet, au-delà de cette valeur, le paramètre S_{11} semble converger vers celui de la ligne de référence non encapsulée. L'influence du capot de silicium devient donc négligeable à partir de cette valeur. Nous choisissons alors une profondeur de cavité de $60\ \mu\text{m}$ (avec une marge de $5\ \mu\text{m}$) afin de garantir un découplage suffisant entre la partie RF et la partie packaging. En choisissant une cavité de profondeur $60\ \mu\text{m}$, on estime alors son temps de gravure à 1 heure. En effet, comme nous l'avons décrit précédemment, le TMAH grave le silicium à une vitesse de $1\ \mu\text{m}/\text{min}$.

Les ruptures d'impédances liées aux zones de soudure, nécessitent quant à elles un nouveau dimensionnement des lignes RF. Cette contrainte est alors liée au choix du type d'interconnexion et des matériaux utilisés.

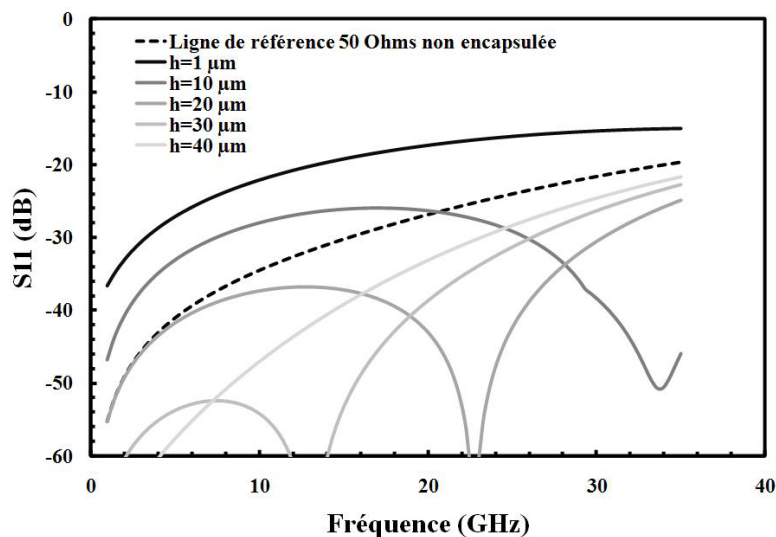


FIGURE A.6 – Influence de la proximité du capot sur une ligne coplanaire encapsulée.

Les simulations par la méthode des moments sous le logiciel Momentum ne permettant pas de créer l'équivalent exact de la cavité en silicium, il est indispensable de se rapprocher le plus possible du modèle réel. Nous décidons alors de réaliser ce boîtier sous le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) pour réaliser l'équivalent virtuel du package, de le soumettre au champ électromagnétique par simulation afin d'en étudier les paramètres S.

Cette méthode d'encapsulation fut la première méthode développée au sein de cette thèse. Nous avons alors choisi d'encapsuler des micro-commutateurs capacitifs déjà conçus au laboratoire XLIM et qui ont prouvé leur fiabilité. La figure A.7 montre ce type de micro-commutateurs. Ainsi, ce micro-commutateur a pour dimension $600 * 600 \mu m^2$.

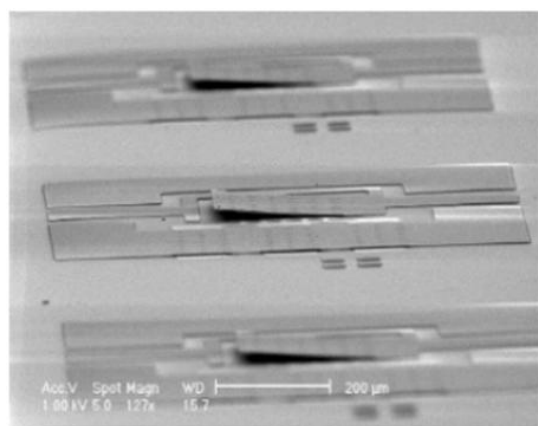


FIGURE A.7 – Type de micro-commutateur capacitif choisi.

Compte tenu des dimensions des prochains micro-commutateurs à encapsuler, la cavité

en silicium aura une largeur et une longueur de $700\ \mu\text{m}$, l'alignement des deux wafers étant fait manuellement, on prend alors une marge de $100\ \mu\text{m}$. La figure A.8 montre le capot en silicium modélisé sous ce logiciel.

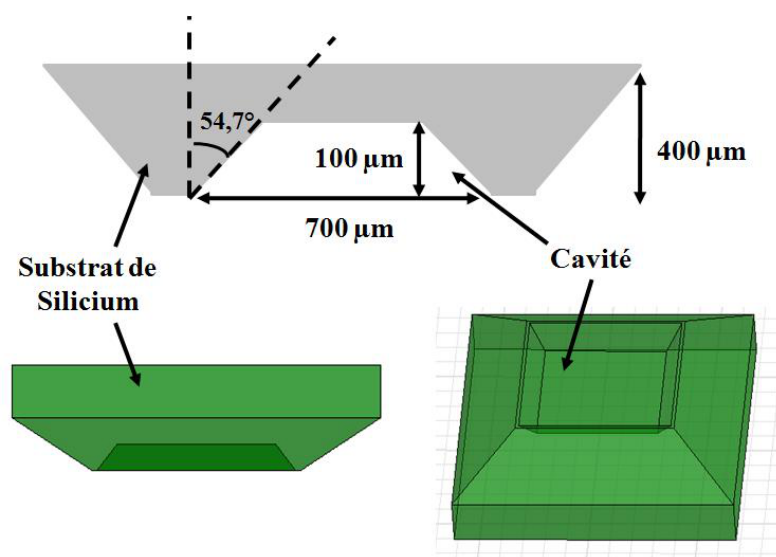


FIGURE A.8 – Modélisation du capot en silicium sous HFSS.

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure. Pour analyser ce comportement en détails, ce logiciel met à disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue alors une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. La cavité en silicium étant créée sous ce logiciel, il nous faut évaluer l'influence de la position du boîtier. En effet, comme décrit précédemment, l'alignement des deux wafers étant réalisé manuellement, la cavité en silicium sera plus ou moins centrée sur le micro-commutateur. La partie suivante présente alors différentes simulations d'une ligne coplanaire encapsulée par une cavité en silicium en différentes positions.

A.1.2.2 Influence de la position de la cavité de silicium

La figure A.9 représente une ligne coplanaire d'or encapsulée par une coque en silicium avec les dimensions décrites précédemment.

Cette structure en trois dimensions se compose de quatre matériaux différents :

- La ligne coplanaire (jaune) est définie comme étant de l'or avec une épaisseur nulle et une longueur de $1800\ \mu\text{m}$. Ce matériau est paramétré comme un conducteur parfait.
- Le substrat (vert) est défini comme étant du quartz avec une épaisseur de $400\ \mu\text{m}$, une permittivité relative de 3.8 et une tangente de perte de 0,00013.
- La cavité (rouge) est définie comme étant du silicium avec une épaisseur de $400\ \mu\text{m}$, une permittivité relative de 11,7 et une tangente de perte de 0,015.

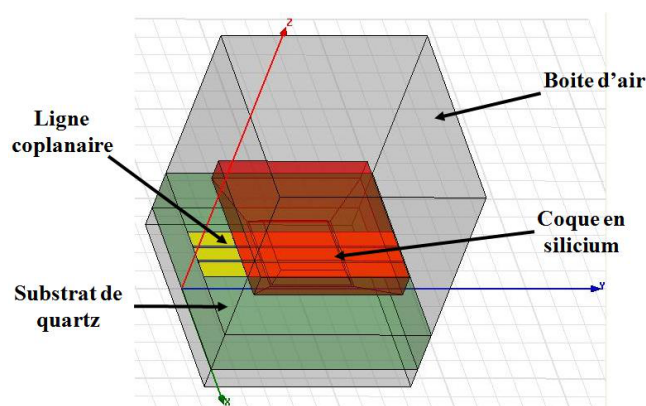


FIGURE A.9 – Modélisation d’une ligne d’or encapsulée par un capot micro-usiné en silicium.

- Le boîtier (gris) représente un volume d’air nécessaire à la simulation car il permet de confiner la structure.

Afin d’étudier l’influence de la position de la cavité sur les paramètres S de la ligne coplanaire, il est nécessaire de définir un point de référence. Ce point de référence sera donc exactement le centre de la cavité de silicium. Nous avons alors réalisé les simulations en deux étapes :

- La première étape consiste à décaler la coque de $100\ \mu\text{m}$ autour de sa position de référence.

- La deuxième étape consiste à décaler la coque de $50\ \mu\text{m}$ autour de sa position de référence.

Le point de référence paramétrant la position de la coque a pour coordonnées $x=370\ \mu\text{m}$ et $y=550\ \mu\text{m}$. Les figures A.10 et A.11 illustrent l’analyse des résultats de simulation de la première étape :

Pour un décalage de la cavité sur la ligne coplanaire de plus ou moins $100\ \mu\text{m}$ sur l’axe des x, les pertes de réflexions (S_{11}) sont peu différentes que pour le cas où la cavité en silicium est centrée sur la ligne coplanaire. Il y a un écart d’atténuation de 2 dB mais ces pertes restent inférieures à -10 dB. Il y également peu d’écart pour les pertes d’insertion (S_{21}) en fonction de la position de la cavité sur la ligne. La ligne coplanaire encapsulée présente alors 0,7 dB de pertes maximales sur une large bande de fréquence (0-35 GHz) quelque soit la position de la cavité en silicium. La position de la cavité sur l’axe des x n’a donc que très peu d’influence sur les performances RF de la ligne coplanaire. Passons à l’étude des simulations concernant le déplacement de la cavité de plus ou moins $50\ \mu\text{m}$ sur l’axe y. Les figures A.12 et A.13 présentent le résultat de ces simulations.

Les courbes obtenues sont alors similaires à celles ayant une cavité décalée de $100\ \mu\text{m}$ par rapport à la position de référence. Les pertes de réflexions sont également peu différentes de celles pour la cavité dans sa position de référence. Les pertes d’insertion

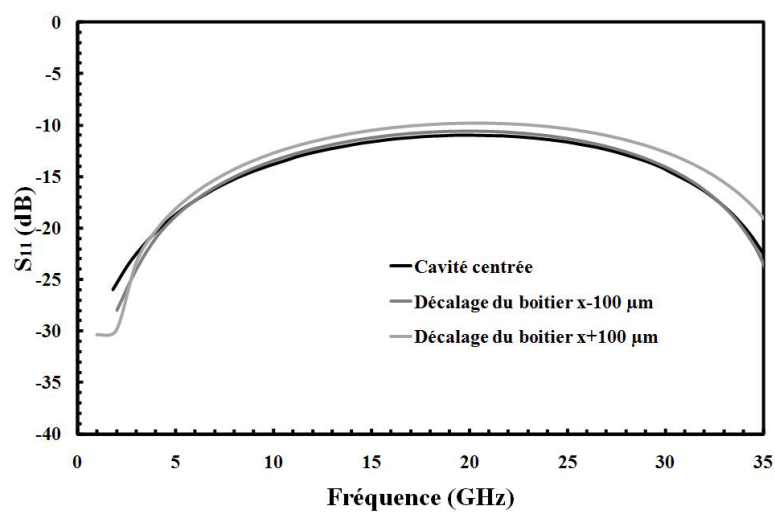


FIGURE A.10 – Décalage de la coque de 100 μm : pertes par réflexion d'une ligne coplanaire encapsulée.

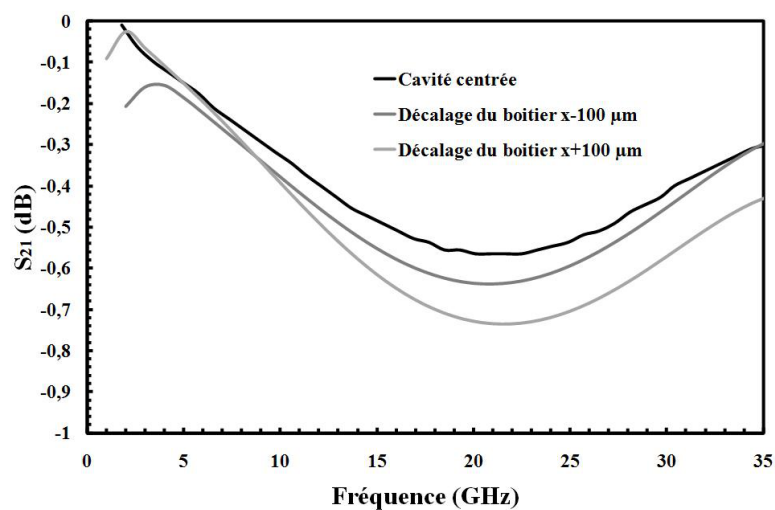


FIGURE A.11 – Décalage de la coque de 100 μm : pertes d'insertion d'une ligne coplanaire encapsulée.

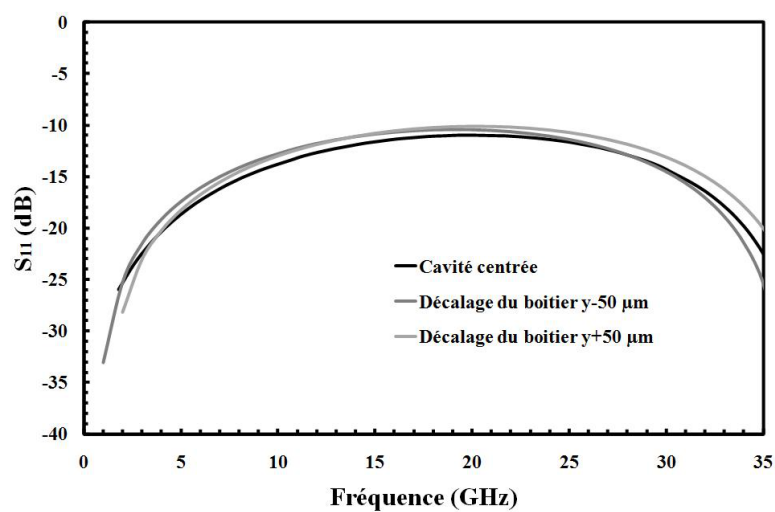


FIGURE A.12 – Décalage de la coque de 50 μm : pertes par réflexion d'une ligne coplanaire encapsulée.

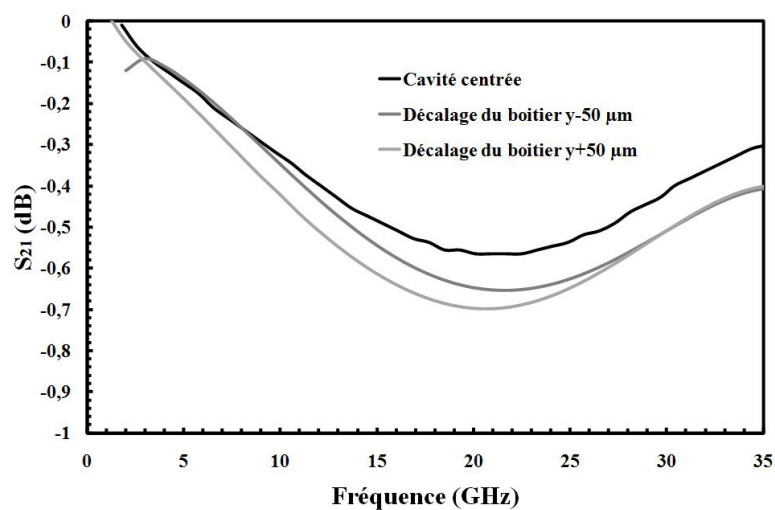


FIGURE A.13 – Décalage de la coque de 50 μm : pertes d'insertion d'une ligne coplanaire encapsulée.

sont également faibles sur une large bande de fréquence. En conclusion, le fait de décaler la cavité, qui confinera le MEMS ultérieurement, ne produit que peu d'effets significatifs sur les performances du dispositif encapsulé. L'encapsulation par liaison de deux wafers peut donc être réalisée.

La cavité en silicium présentera une profondeur de $60\ \mu\text{m}$, une largeur et une longueur de $700\ \mu\text{m}$. Nous utiliserons le polymère SU8 comme couche de liaison entre les deux wafers. Nous présenterons alors en premier les performances de lignes coplanaires sur substrat de quartz encapsulé par cette méthode puis celle de micro-commutateurs capacitif. La partie suivante présente le procédé de fabrication de ce type d'encapsulation collective réalisé au laboratoire XLIM de l'Université de Limoges.

A.1.3 Mise en oeuvre : fabrication et caractérisation de l'encapsulation

A.1.3.1 Procédé de fabrication : encapsulation par un wafer de silicium

- Préparation du substrat de silicium

La conception de cette encapsulation débute par le micro-usinage du wafer de silicium. Ce wafer de silicium, de haute résistivité, possède une épaisseur de $400\ \mu\text{m}$ et doit être gravé de part en part afin de créer les accès aux micro-systèmes encapsulés, puis doit être gravé entre ces accès pour créer les cavités encapsulantes.

Comme décrit précédemment, ce silicium haute résistivité et cristallin se grave de manière humide à l'aide d'une solution basique de TMAH. Cette gravure est anisotrope et suit un angle de 54.7° et assure ainsi une très bonne reproductibilité pour la fabrication des cavités. Pour permettre la gravure du wafer, il est alors nécessaire de créer un masque sur les deux faces de celui-ci. La première étape consiste alors de déposer par évaporation par effet joules une couche de chrome d'épaisseur 250 Angstrom sur les deux faces du wafer de silicium. La figure A.14 illustre cette étape.

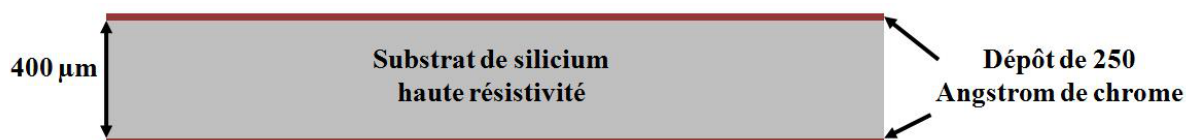


FIGURE A.14 – Dépôt d'une couche de chrome sur les deux face d'un substrat de silicium haute résistivité.

Par photolithographie, des ouvertures sont faites sur les couches de chrome pour permettre la gravure des accès sur le wafer de silicium. Il faut alors traverser ce wafer. La

gravure par TMAH s'effectuant à une vitesse de $1 \mu\text{m}/\text{min}$, le temps de gravure sera de 400 minutes. La figure A.15 illustre cette deuxième étape.

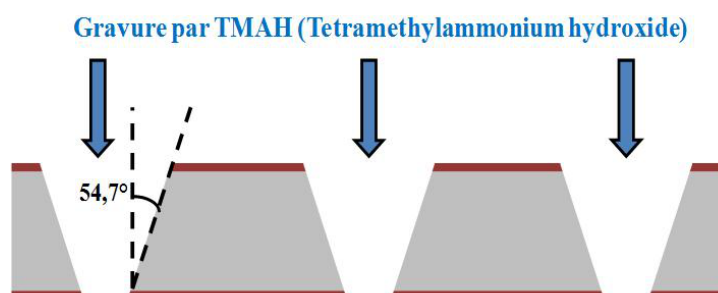


FIGURE A.15 – Gravure des accès par TMAH.

De la même manière, des ouvertures sont réalisées pour créer les cavités de profondeur $60 \mu\text{m}$. 1 heure sera alors nécessaire pour créer ces cavités. La figure A.16 illustre cette troisième étape.

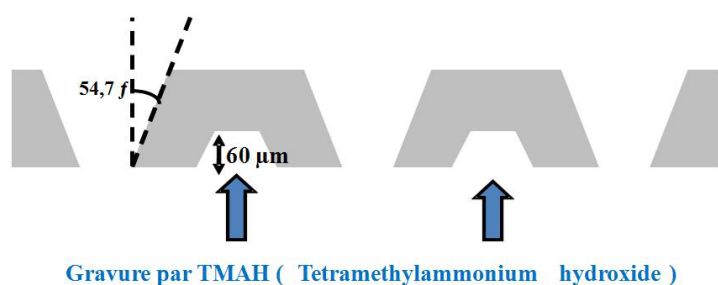


FIGURE A.16 – Gravure des cavités par TMAH.

La qualité du scellement dépend de la qualité de surface du substrat silicium. Les couches de chrome une fois enlevées, il est alors impératif de faire un traitement de gravure plasma par oxygène du substrat de silicium micro-usiné afin d'obtenir une surface propre et d'enlever toutes couches d'oxyde et toutes contaminations organiques. Une fois ce traitement de nettoyage effectué, le polymère visqueux SU8 est déposé par tournette sur ce substrat pour permettre la liaison avec le wafer de composants à encapsuler. La figure A.17 illustre cette quatrième étape.

- Mise en boîtier des micro-commutateurs MEMS RF

Les micro-commutateurs étant construits et libérés de toutes résines sacrificielles, le substrat de silicium et celui des micro-commutateurs sont mis en contact avec alignement. Le substrat de quartz sur lesquels sont les micro-commutateurs étant transparent, l'alignement en ait d'autant plus simple. La figure A.18 illustre ce procédé.

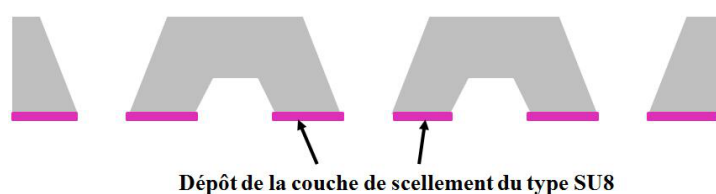


FIGURE A.17 – Dépôt de la couche liante SU8.

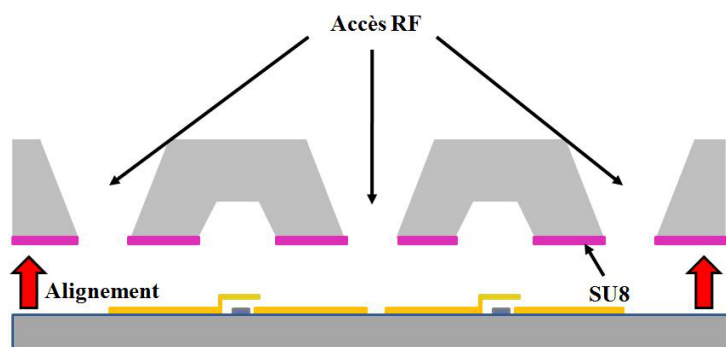


FIGURE A.18 – Phase d'alignement des deux wafers.

Cette ensemble est soudé par thermocompression à une température inférieure à 150 °C comme le montre la figure A.19. Ainsi, tous les composants MEMS sont encapsulés à l'échelle du wafer et la qualité du scellement dépend alors de la température et de la force appliquée sur le substrat de silicium.

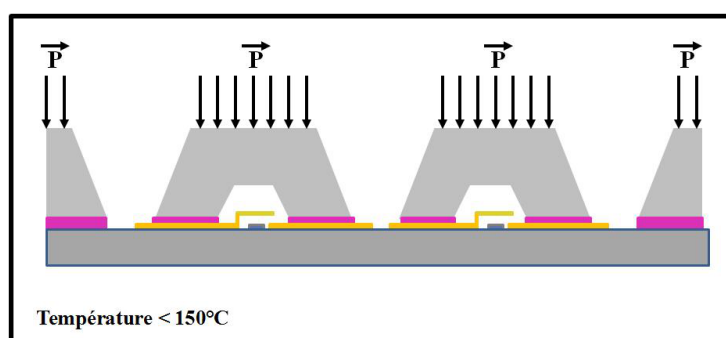


FIGURE A.19 – Soudure par thermocompression des deux wafers.

Chaque micro-commutateur encapsulé est alors découpé en pièce de 1 mm² puis prêts à être caractérisé en hyperfréquences (cf figure A.20). La partie suivante présente alors les performances RF de lignes encapsulées pour valider l'étude menée sous HFSS puis de micro-commutateurs capacitifs encapsulés de cette manière.

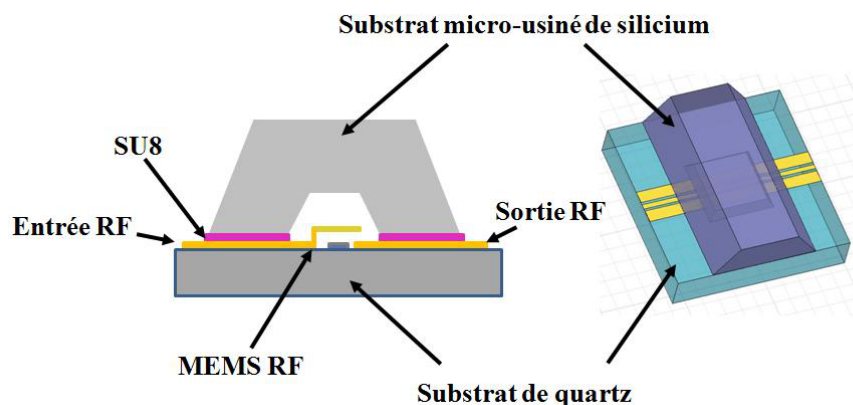


FIGURE A.20 – Découpe de micro-commutateur encapsulé.

A.1.4 Caractérisation RF de l'encapsulation par un wafer de silicium

A.1.4.1 Mesures des paramètres S d'une ligne coplanaire encapsulée

Les figures A.21 et A.22 présente les résultats expérimentaux de l'étude électromagnétique décrite précédemment. La ligne coplanaire réalisée sur un substrat de haute résistivité puis encapsulée dans un boîtier de silicium de profondeur $60 \mu\text{m}$ présente une adaptation meilleure que 10 dB et des pertes de transmission inférieures à 0,6 dB sur une large bande de fréquence (5 à 35 GHz). Les mesures de cette ligne coplanaire encapsulée sont en accord avec les simulations électromagnétiques. Le design de cette encapsulation étant validé, nous l'avons donc reporté pour des micro-commutateurs capacitifs.

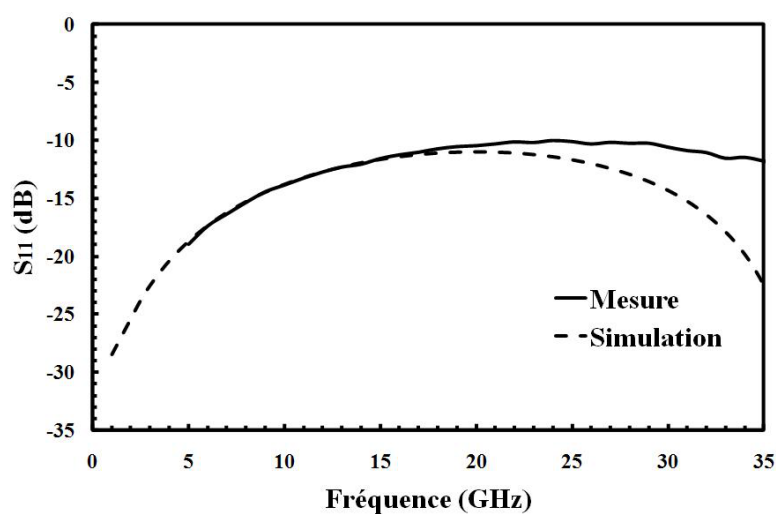


FIGURE A.21 – Pertes par réflexion mesurées d'une ligne coplanaire encapsulée.

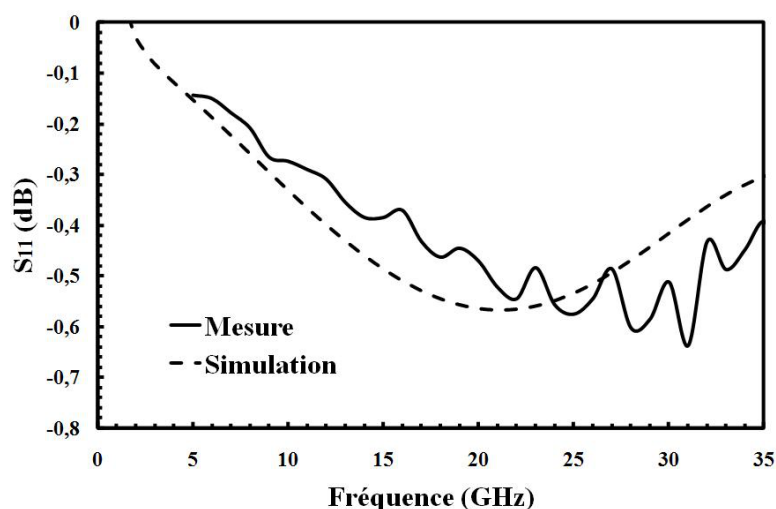


FIGURE A.22 – Pertes d'insertion mesurées d'une ligne coplanaire encapsulée.

La figure A.23 présente l'encapsulation d'un micro-commutateur capacitif réalisé au laboratoire XLIM.

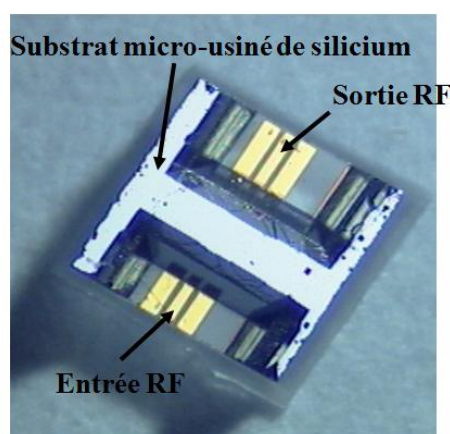


FIGURE A.23 – Encapsulation d'un micro-commutateur capacitif.

La figure A.24 présente les performances typiques de ce micro-commutateur fabriqué sur un substrat de quartz puis encapsulé suivant le procédé que nous avons développé.

A l'état passant, état qui est le plus sensible à l'impact de l'encapsulation, les pertes de transmission ne dépassent pas les 0,4 dB alors que l'adaptation reste meilleure que 17 dB et cela sur une bande de fréquence de 5 à 30 GHz. Ces mesures illustrent bien le faible impact du boîtier sur les performances du composant. Cette solution d'encapsulation, collective, bas coût et surtout faible température est donc bien adaptée aux micro-commutateurs RF. Les mesures montrent de bonnes performances sans aucune résonance parasite au moins jusqu'à 30 GHz et où l'approche suivie d'encapsulation n'impacte quasiment pas sur les caractéristiques du composant.

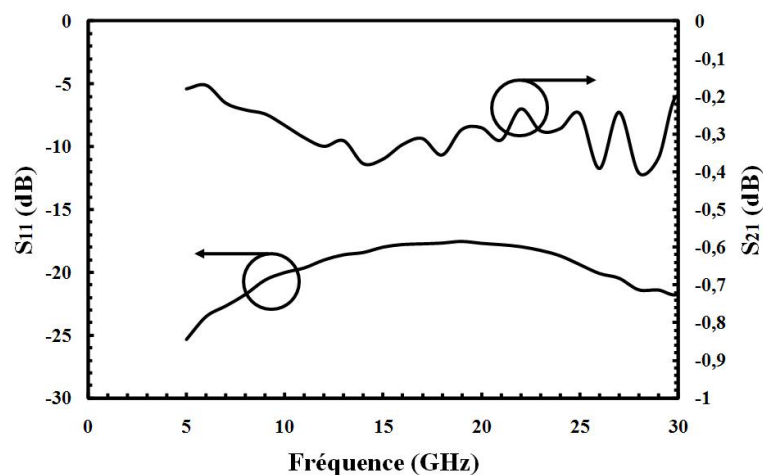


FIGURE A.24 – Paramètres S d'un micro-commutateur capacitif encapsulé.

Cependant, lors de la fabrication de cette encapsulation au laboratoire XLIM, nous avons rencontré plusieurs problèmes que nous détaillerons dans la partie suivante.

A.1.4.2 Ce package peut-il être hermétique ? : problèmes rencontrés...

Cette solution d'encapsulation ne peut pas être hermétique. En effet, le polymère photo définissable utilisé (SU8 Microchem), bien qu'il soit hydrophobe, de haute résistivité, de faible permittivité et un excellent adhésif n'est pas hermétique. Cette solution d'encapsulation sera alors étanche mais ne sera pas hermétique à toute espèce chimique quelle que soit leur phase.

De plus, lors du procédé de thermo compression de cette solution d'encapsulation, le polymère SU8 peut fuir dans les cavités et rendre ainsi les micro-commutateurs libérés inutilisables. La figure A.25 illustre ce principal problème.

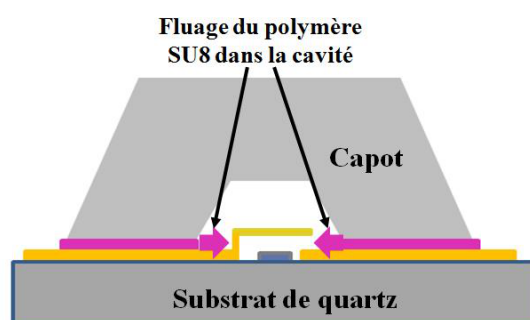


FIGURE A.25 – Fluage du polymère SU8 dans la cavité.

Ainsi, sur un substrat de 2 cm^2 , le pourcentage de réussite d'encapsulation de micro-commutateurs capacitif est très faible et rend cette solution d'encapsulation très incomplète. En effet, environ trois MEMS sur quatre sont touchés par ce problème de fluage

du polymère SU8. La solution à ce problème serait alors de former un anneau d'adhésif autour du micro-commutateur une fois que celui-ci soit fabriqué mais non libéré. Le report du capot sur le polymère ne devrait pas le faire fluer. Cette solution a été envisagée avec le polymère SU8 mais n'a pas fonctionné. En effet, le procédé de libération des micro-commutateurs, c'est à dire le séchage à point critique, nécessite une large plage de température (-10 °C à 50 °C) que ce type de polymère ne peut supporter. Il sera indispensable de trouver un autre moyen de scellement pour cette solution d'encapsulation.

A.1.5 Avantages et Inconvénients d'une encapsulation par liaison de deux wafers

Cette technique d'encapsulation niveau wafer est la plus répandue à l'heure actuelle. Elle permet d'obtenir des boîtiers de taille réduite, robuste et de protéger les micro-commutateurs lors de la découpe. Les boîtiers créés n'ont que très peu d'impact sur les performances des composants encapsulés. Cependant, comme nous l'avons pu le constater, la phase d'alignement et du report des deux substrats est très difficile à réaliser. De plus, elle nécessite un effort de compression élevée provoquant la plupart du temps une mauvaise planéité des capots. Son procédé de fabrication nécessite des moyens et équipements supplémentaires par rapport à la fabrication des micro-commutateurs rendant ainsi son coût de production élevé. Le taux de réussite d'une encapsulation collective de MEMS RF est très faible en raison du fluage de l'adhésif dans les cavités. Une solution serait alors d'utiliser le polymère photo définissable BCB pour éviter ce type de problème.

Les moyens pour ce type d'encapsulation étant limité au laboratoire XLIM, nous nous sommes alors intéressés à l'encapsulation par dépôt de film mince pour les micro-commutateurs. Cette technique ne nécessite très peu d'équipements supplémentaires et fait partie intégrante du procédé de fabrication des MEMS. Elle sera décrite dans la partie suivante

Annexe B :

Les tests d'herméticité

B.1 Introduction

L'étude de l'herméticité des micro-boîtiers pour l'encapsulation des MEMS RF passe en premier lieu par la compréhension des mécanismes de pénétration des gaz à travers le scellement de ces micro-boîtiers. En effet, les matériaux couramment utilisés pour la réalisation de ces micro-boîtiers, généralement le verre, le silicium ou comme on l'a démontré l'or, sont des matériaux étanches. S'il y a des fuites, elles seront donc obligatoirement localisées au niveau de l'interface de scellement entre le substrat et le capot du boîtier.

Pour mesurer ce taux de fuite, la technique la plus répandue est le test de fuite d'hélium décrit dans la méthode 1014 de la norme MIL-883 [38]. Cependant, ce test validé en 1995, est conçu pour évaluer l'herméticité de boîtiers dont le volume reste supérieur à la dizaine de mm^3 . Cette norme n'est donc pas adaptée à la mesure de l'herméticité d'une majorité des boîtiers MEMS actuels dont la taille moyenne ne dépasse pas $500 \mu\text{m}^2$. Plusieurs techniques de mesure de l'herméticité plus adaptées aux petits volumes ont donc vu le jour, comme par exemple la mesure de la déflexion du capot, ou l'intégration de capteurs de pression ou d'humidité dits "capteur de rosée" directement à l'intérieur des boîtiers à tester.

B.2 Les techniques classiques de mesure du taux de fuite

La détermination de l'herméticité des boîtiers micro-électroniques se fait en référence à la méthode 1014 de la norme militaire américaine MIL-STD-883 [38]. Cette norme recense la totalité des méthodes de test d'herméticité homologuées et définit les valeurs limites de taux de fuite autorisés ainsi que les conditions de rejet ou d'acceptation des boîtiers testés pour chacune des méthodes.

Parmi l'ensemble de ces méthodes, la technique la plus largement répandue pour le test "fine fuites" reste la mesure du taux de fuite d'hélium qui consiste à mesurer la quantité de gaz s'échappant du boîtier testé après pressurisation de l'hélium. La méthode 1014 de la norme MIL-883 établit une procédure à respecter : les boîtiers doivent d'abord subir des tests dits "fines fuites". Si ces tests sont concluants, les boîtiers doivent subir des tests dits "grosses fuites" permettant de détecter les fuites les plus importantes, indécélables en utilisant les tests fines fuites.

B.2.1 Les tests fines fuites

Ces tests permettent de détecter des taux de fuites très faibles correspondant à des écoulements moléculaires à travers des micro-fissures au niveau du scellement des boîtiers. Il existe plusieurs méthodes définies par la norme MIL-883 pour ces tests fines fuites. Ces tests sont pour la plupart caractérisés par la fuite de l'hélium.

B.2.1.1 Les tests de fuite d'hélium

Le principe de ces tests est relativement simple. Le micro-boîtier est placé dans une enceinte pressurisée avec de l'hélium pendant une durée fixée. Si le boîtier présente des fuites, l'hélium pénètre alors dans le micro-boîtier. Une fois l'enceinte dépressurisée, on mesure la quantité d'hélium qui s'échappe du boîtier à l'aide d'un détecteur de fuites.

Deux tests qui sont définis par la méthode 1014 existent sur la mesure du taux de fuite d'hélium : les tests A1 et A2.

Le test A1 est une méthode fixe de détermination de l'herméticité. Le taux de fuite maximum autorisé pour un boîtier hermétique est fixé en fonction du volume du boîtier et des conditions d'exposition à l'hélium. Ces conditions sont illustrées sur le tableau B.1. P_E correspond à la pression d'hélium à laquelle le boîtier est exposé avant la mesure du taux de fuite. t_1 est le temps maximum d'exposition à l'hélium et t_2 le temps entre l'exposition à l'hélium et la mesure du taux de fuite. Les volumes des micro-boîtiers MEMS étant extrêmement petits (les volumes internes sont inférieurs à $0,05 \text{ cm}^3$), seule la première ligne du tableau nous intéresse.

TABLE B.1 – Taux de fuite d'hélium maximum autorisés pour le test A1

Volume interne du boîtier cm^3	Pression d'exposition P_E psi	Temps minimum d'exposition t_1 (heures)	Temps de repos maximum t_2 (heures)	Taux de fuite limite $(\text{atm} \cdot \text{cm}^{-3} \cdot \text{s}^{-1})$
<0,05	75	2	1	$5 \cdot 10^{-8}$
$\geq 0,05 - <0,5$	75	4	1	$5 \cdot 10^{-8}$
$\geq 0,5 - <1$	45	2	1	$1 \cdot 10^{-7}$
$\geq 1 - <10$	45	5	1	$5 \cdot 10^{-8}$
$\geq 10 - <20$	45	10	1	$5 \cdot 10^{-8}$

Le test A2 est plus "souple" que le test A1. En effet, il permet d'adapter les conditions

d'exposition à l'hélium en fonction de la résolution du détecteur de fuite disponible. Cette fois-ci, la norme ne donne pas le taux de fuite d'hélium maximum mais le taux de fuite d'air standard autorisé. Le taux de fuite d'air standard du boîtier est calculé à partir des conditions d'expositions utilisées et du taux de fuite d'hélium mesuré en utilisant l'équation de Howl et Mann (cf. équation B.1) :

$$R = \frac{L_A P_E}{P_0} \sqrt{\frac{M_A}{M}} \left(1 - e^{-\frac{L_A t_1}{V P_0}} \sqrt{\frac{M_A}{M}} \right) e^{-\frac{L_A t_2}{V P_0}} \sqrt{\frac{M_A}{M}} \quad (\text{B.1})$$

On peut en déduire alors L_A le taux de fuite standard d'air avec R le taux de fuite d'hélium mesuré en atm.cm^{-3} , P_E est la pression d'exposition à l'hélium en atm, P_0 la pression atmosphérique, M est la masse molaire de l'hélium (4 g.mol^{-1}), M_a la masse molaire de l'air ($28,7 \text{ g.mol}^{-1}$), t_1 est le temps de pressurisation et t_2 le temps entre la mise sous vide et la mesure du taux de fuite en s, V le volume de la cavité en cm^{-3} .

Le tableau B.2 rassemble les taux de fuite standard maximum autorisés en fonction du volume interne des micro-boîtiers.

TABLE B.2 – Taux de fuite d'air standard maximum autorisés pour le test A2

Volume interne du boîtier cm^3	Taux de fuite d'air standard limite ($\text{atm.cm}^{-3}.\text{s}^{-1}$)
<0,01	5.10^{-8}
$\geq 0,01 - \leq 0,4$	1.10^{-7}
>0,4	1.10^{-6}

B.2.1.2 Les tests optiques fines fuites

Les tests optiques fines fuites sont la dernière méthode décrite par la méthode 1014. Ce test est aussi appelé C5. Il est basé sur la mesure de la déflexion d'un boîtier. Pour ce test, le boîtier est placé dans une chambre contrôlée en pression. On évacue alors dans un premier temps l'atmosphère de la chambre, puis on maintient la pression à un faible niveau pendant un temps t_1 déterminé. La chambre est ensuite repressurisée avec de l'hélium à 30 psi ($1 \text{ psi} = 6874,76 \text{ Pa}$) et maintenue à cette pression durant un temps t_2 . Pendant toute la durée de ce test, la déflexion du capot du boîtier est observée à l'aide d'un interféromètre optique. En terme d'herméticité, le boîtier est déclaré non conforme si :

- si l'interféromètre optique ne détecte pas de déflexion de capot durant la descente en pression à l'intérieur de la chambre ;

- si l'interféromètre optique détecte une déflexion du capot durant le temps t_1 où la pression à l'intérieur de la chambre est faible ;

- si l'interféromètre optique détecte une déflexion du capot durant le temps t_2 ou la pression à l'intérieur de la chambre est de 30 psi ;

Ce test est alors qualitatif et applicable aux boîtiers dont le capot est suffisamment fin donc tout à fait adaptable à la solution d'encapsulation par un film mince d'or électrolysé que l'on a développé. De plus, si l'interféromètre optique est suffisamment précis, il est possible de calculer le taux de fuite d'un boîtier à partir de la mesure de la déflexion. En effet, la déflexion du capot est proportionnelle à la différence de pression entre l'extérieur et l'intérieur de la cavité.

B.2.2 Les tests grosses fuites

Une fois les tests fines fuites effectués, les boîtiers sont soumis à un test supplémentaire : le tests grosse fuite. Il permet de détecter des fuites plus importantes, généralement dues à des écoulements visqueux à travers des fissures plus larges et indétectables par les tests fines fuites à l'exception du test optique. Plusieurs procédés sont décrits par la méthode 1014 pour ces tests grosses fuites.

B.2.2.1 Tests de fuite d'hydrocarbure perfluoré

Le principe de ces tests est relativement simple : les boîtiers sont placés dans une chambre sous vide pendant 30 minutes. La chambre est ensuite remplie d'un liquide détecteur, et les boîtiers sont pressurisés suivant les spécifications du tableau ci-dessous. S'il y a des fuites, le liquide détecteur va alors pénétrer dans les cavités.

Après cette étape, les boîtiers sont sortis de la chambre et séchés. Deux techniques existent alors pour détecter les éventuelles fuites.

- Pour le test C1, les boîtiers sont immergés dans un liquide indicateur maintenu à 125 °C. S'il y a apparition de bulles en un point déterminé, alors le boîtier présente une grosse fuite. Ce test est de loin le plus utilisé.

- Pour le test C2, on détecte la présence de fuites à l'aide d'un détecteur de vapeur d'hydrocarbure perfluoré. Si le détecteur mesure plus de 0,167 μL d'hydrocarbure, le boîtier est déclaré non conforme.

TABLE B.3 – Conditions de pressurisation pour les tests C1 et C3

Pression min psi	Test C1 : Temps de pressurisation (h)	Test C2 : Temps de pressurisation (h)
30	23,5	12
45	8	12
60	4	2
75	2	1
90	1	0,5
105	0,5	-

B.2.2.2 Test de fuite de colorant

Pour ce test, les boîtiers sont placés dans une chambre remplie d'un liquide colorant. La chambre est ensuite pressurisée à 105 psi pour 3 heures. Les boîtiers sont ensuite retirés puis inspectés en utilisant une source lumineuse ultraviolette. Le boîtier est alors considéré comme défectueux si des traces de colorants sont trouvés. Ce test est destructif mais il a l'avantage de donner des informations précieuses sur les chemins de fuite à l'intérieur du cordon de scellement des boîtiers.

B.2.2.3 Test de prise de masse

Pour ce test décrit par la méthode 1014, il suffit simplement de mesurer la masse des boîtiers testés avant et après exposition à un fluide. Pour cela, les boîtiers sont dans un premier temps pesés (bien sûr avec une balance de haute précision compte tenu du volume des boîtiers), puis ils sont placés dans une chambre sous vide pendant une heure. La chambre est alors remplie d'un fluide détecteur (hydrocarbure perfluoré) et pressurisée à 75 psi pendant 2 heures pour que le fluide pénètre dans la cavité. Les boîtiers sont alors séchés puis pesés à nouveau.

Si les boîtiers présentent des fuites, le fluide va pénétrer dans la cavité lors de la pressurisation. Sa masse va alors légèrement varier entre les deux mesures. Si le gain de masse est supérieur à 1 mg en considérant un volume interne de la cavité inférieur à 0,01 cm³, le boîtier est alors considéré comme non conforme.

On remarque finalement que ce sont les tests de fuite d'hélium les plus utilisés pour la détection de fuites des boîtiers micro-électroniques. Cependant, ces tests ne sont pas vraiment adaptés aux micro-boîtiers MEMS du fait de leur volume réduit. En effet, les tests définis par la norme militaire américaine MIL-STD-883 ne sont valables que pour des volumes de boîtiers de plus de 0,05 cm³. Or les micro-boîtiers tels qu'on les a développés

dans cette thèse grâce à l'encapsulation par dépôt de film mince d'or électrolysé, possède des volumes de $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^3$, soit 100 000 fois plus petit. Ces micro-boîtiers requièrent donc des techniques de mesure de l'herméticité plus adaptées à leur taille. Quelques techniques ont été développées ces dernières années. Elles sont basées sur le même principe, à savoir la mesure directe des variations de la pression interne, plutôt que la détection d'un gaz s'échappant du boîtier à travers la fuite. Deux techniques ont particulièrement suscité l'intérêt des laboratoires travaillant sur la fiabilité des boîtiers microélectroniques et microsystèmes : la mesure de la déflexion du capot et l'utilisation de capteurs intégrés.

B.3 Autres méthodes de mesure de l'herméticité adaptées aux composants MEMS

B.3.1 Mesure de la déflexion du capot

Cette technique permet la détermination du taux de fuite par mesure de la déflexion du capot. Si le capot du boîtier est suffisamment fin, la force exercée en son centre par la différence de pression entre l'intérieur et l'extérieur de la cavité va entraîner une déflexion vers l'intérieur du capot si la pression interne est inférieure à la pression externe, ou vers l'extérieur dans le cas contraire.

A partir de la mesure de la déflexion, il est alors possible de calculer la différence de pression à l'aide d'équations mécaniques et, en connaissant la pression externe, déterminer la pression interne de la cavité. Le taux de fuite peut alors être déduit de l'observation des variations de la pression interne. Le boîtier est assimilé à une membrane encadrées sur ses quatre cotés, la différence de pression s'exprime alors de la façon suivante (cf. equation B.2) [52].

$$P_{diff} = C_1 \frac{hz}{a^2} \sigma + C_2 \frac{hz^3}{a^4} \frac{E}{1-\nu} + C_3 \frac{E}{1-\nu^2} \frac{h^3 z}{a^4} \quad (\text{B.2})$$

Avec σ le stress résiduel, E le module de Young de la membrane, h son épaisseur, a sa largeur et z la flèche mesurée en son centre. Les coefficients C_1 , C_2 et C_3 dépendent de la géométrie de la membrane. Cette technique permet de contrôler en temps réel l'évolution de l'atmosphère interne d'un boîtier mais requiert des équipements spécifiques. En effet, il faut utiliser une chambre à vide avec un hublot adapté pour réaliser des mesures de déflexion des boîtiers placés à l'intérieur de la chambre à l'aide d'un profilomètre optique. Si le boîtier n'est pas hermétique, sa pression interne va s'équilibrer avec l'atmosphère de la chambre. On observera alors une diminution de la déflexion. La précision de la mesure va alors dépendre de la résolution du profilomètre optique.

Cependant, il est assez difficile de connaître et de maîtriser le stress résiduel d'une géométrie plus complexe de capot comme par exemple celle que l'on a développé pendant cette thèse.

Une solution consisterait alors de créer une capacité entre le capot d'or et une électrode RF tel le montre la figure B.1. Sous vide, cette capacité doit être mesurée et a pour valeur C_0 .

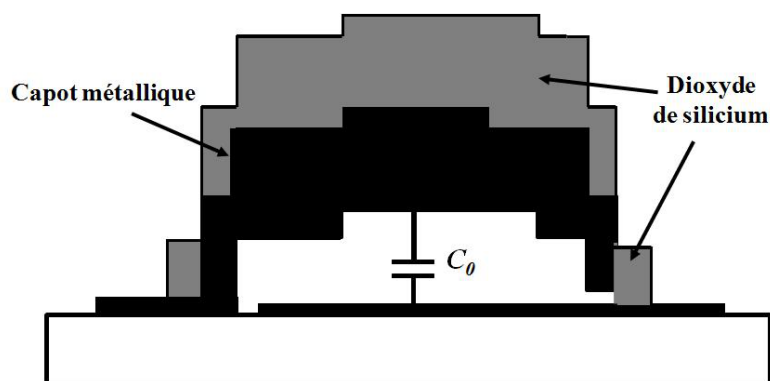


FIGURE B.1 – Solution pour déterminer l'herméticité d'un capot d'or.

Les capots d'or que l'on a développés ont été scellés sous vide par un oxyde de silicium. A l'air, la déflexion va alors être vers l'intérieur du capot augmentant alors la capacité C_1 . Il suffit alors de mesurer en fonction du temps l'évolution de cette capacité. Le boîtier sera déclaré non conforme lorsque C_0 va varier.

B.3.2 Capteur in situ

Un capteur est utilisé pour contrôler l'atmosphère interne de la cavité. L'herméticité est alors déterminée en mesurant les variations de pression lorsque le boîtier est soumis à différentes conditions environnementales. Il faut alors développer des capteurs spécifiques dédiés à la détection de fuites. En général, pour mesurer de faibles variations de pression à l'intérieur d'un boîtier sous vide, on utilise des résonateurs, sous la forme de cantilevers dont on mesure le facteur de qualité Q . Le Leti présente cette méthode pour leur capot en diélectrique. Ce facteur de qualité est inversement proportionnel à la pression à l'intérieur de la cavité. [34].

Il existe des solutions prometteuses dans le domaine des capteurs d'humidité. On peut alors citer des capteurs capacitifs tels que des capacités inter-digités sensibles à l'humidité. Cette technique de détection présente l'avantage de permettre la détection de fuites de gaz spécifiques. En effet, on peut utiliser des capteurs sensibles uniquement à un gaz particulier, comme les résonateurs avec couche sensible. Si les molécules de l'espèce en question sont présentes dans la cavité, elles vont se déposer sur cette couche sensible qui

est elle-même à la surface du résonateur. Le facteur de qualité Q va alors être modifié. On pourra alors détecter la présence d'un gaz particulier.

B.4 Conclusion

Plusieurs techniques pour déterminer l'herméticité de boîtiers micro-électroniques ont été développées ces dernières années. Nous avons vu que le cas des MEMS, les tests couramment utilisés ne sont pas valables. La solution que l'on peut retenir est la mesure de la déflexion d'un capot en utilisant une capacité pour un capot métallique. En effet, cette solution, simple à mettre en oeuvre, nous permettrait assez rapidement d'évaluer l'herméticité de notre structure dans des conditions environnementales différentes.

Annexe C :

L'évaporation au canon à électrons

C.1 Processus d'évaporation au canon à électrons

Dans le processus d'évaporation au canon à électrons, la vapeur du matériau à déposer est produite par chauffage de ce matériau à une température telle que sa pression de vapeur soit très supérieure à la pression de vapeur de l'enceinte ou se déroule le procédé.

Le matériau est alors chauffé jusqu'à sa température d'évaporation à l'aide d'un faisceau d'électrons. Les atomes du matériau sont donc mis en phase vapeur. Les électrons sont créés par chauffage d'un filament (le plus souvent en tungstène), sont accélérés sous une différence de potentiel élevée (10 kV). Leur trajectoire est focalisée grâce à l'action d'un champ magnétique. Ce dernier incurve la trajectoire du faisceau pour le focaliser sur le matériau à évaporer. La figure C.1 présente le principe d'un bâti de dépôt par canon à électron.

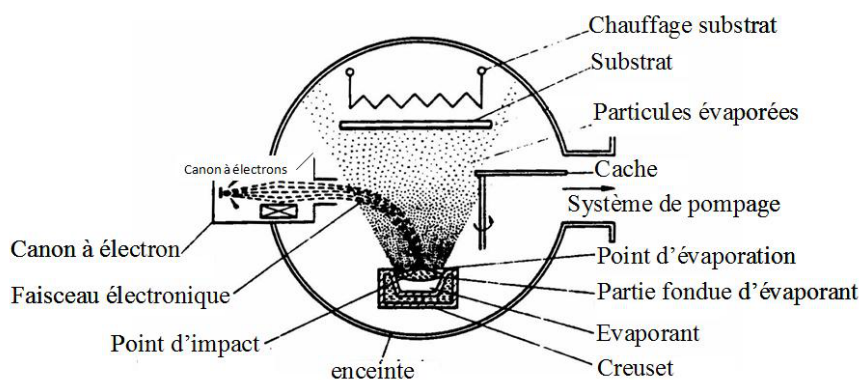


FIGURE C.1 – Principe du canon à électron.

Cette technique permet, du fait de l'énergie importante des électrons (10 keV), d'évaporer des matériaux à haut point de fusion sous des pressions très faibles ($p \leq 10^{-3}$ Pa) en l'absence de gaz. Sous un vide secondaire ($p \leq 10^{-3}$ Pa), les atomes qui ont quitté la source ne subissent aucune collision entre leur émission et leur condensation sur le substrat.

Dès que les atomes quittent la surface du matériau fondu, la nature de sa trajectoire dépend de la présence ou non d'un gaz.

En l'absence de gaz, cette trajectoire est rectiligne car l'atome éjecté ne subit aucune collision durant son déplacement. La distance parcourue entre deux collisions est caractérisée par le libre parcours moyen. Sa valeur est inversement proportionnelle à la pression dans l'enceinte. En l'absence de gaz la probabilité d'avoir une collision entre un atome éjecté et un atome de gaz est donc nulle, le libre parcours moyen est donc très inférieur aux dimensions de l'enceinte.

En présence de gaz, (comme dans notre cas : de l'oxygène pour former un dioxyde), l'atome subit des collisions avec les atomes de ce gaz. Le libre parcours moyen n'est plus très grand devant la distance source-substrat. La probabilité d'avoir une collision entre un atome éjecté et un atome du gaz n'est donc plus nulle. Lors de la collision, il y a échange d'énergie et de quantité de mouvement. L'atome incident change de direction et son énergie varie. Ainsi, la vitesse de dépôt diminue.

Enfin, lorsque la pression du gaz est élevée, la probabilité d'avoir une collision entre un atome éjecté et au moins un atome de gaz est proche de 1. Dans ce cas, le nombre de collisions est tellement important que l'atome perd rapidement son énergie cinétique. L'atome est alors diffusé à travers le gaz.

Lorsque les atomes arrivent sur le substrat, en fonction de leur énergie, ils sont soit absorbés, soit diffusés pour se répartir sur la surface du substrat. Ils vont permettre alors " l'accrochage " d'autres atomes. Il se forme des " îlots " qui grossissent puis vont se lier pour former une couche continue sur laquelle va croître le dépôt.

Malgré ses inconvénients que sont par exemple la difficulté d'un transfert stoechiométrique de la source vers le substrat ou encore la basse pression nécessaire au bon fonctionnement du canon à électrons, nous avons choisi l'évaporation par bombardement électronique qui présente l'avantage d'être simple et surtout de permettre de fortes vitesses de dépôt (plusieurs dizaines de microns par heure). Nous allons maintenant présenter le dispositif expérimental possédant trois sources d'évaporations indépendantes. Pour l'encapsulation de micro-commutateur par un film mince de dioxyde de silicium nous avons donc utilisé une seule source d'évaporation.

C.2 Description du dispositif expérimental de dépôt

- L'enceinte sous vide :

Le dispositif complet est représenté sur les figures C.2 et l'enceinte sous vide sur la figure C.3. Ce bâti de dépôt est entièrement automatisé ce qui rend son utilisation très simple. En effet, toute opération (évaporation des matériaux par exemple) peut être réalisée à l'aide d'un ordinateur.

Sur la platine intermédiaire, se fixent les creusets contenant les lingots des matériaux à évaporer. La partie supérieure de l'enceinte est utilisée pour la réalisation des dépôts tandis que la partie inférieure est réservée au fonctionnement des canons à électrons. En effet, la pression limite de fonctionnement des canons à électrons ($P_{lim} \approx 10^{-1}$ Pa) est très inférieure à la pression nécessaire à la réalisation d'un dépôt ($P_{lim} \approx 0,5$ Pa). Une vanne

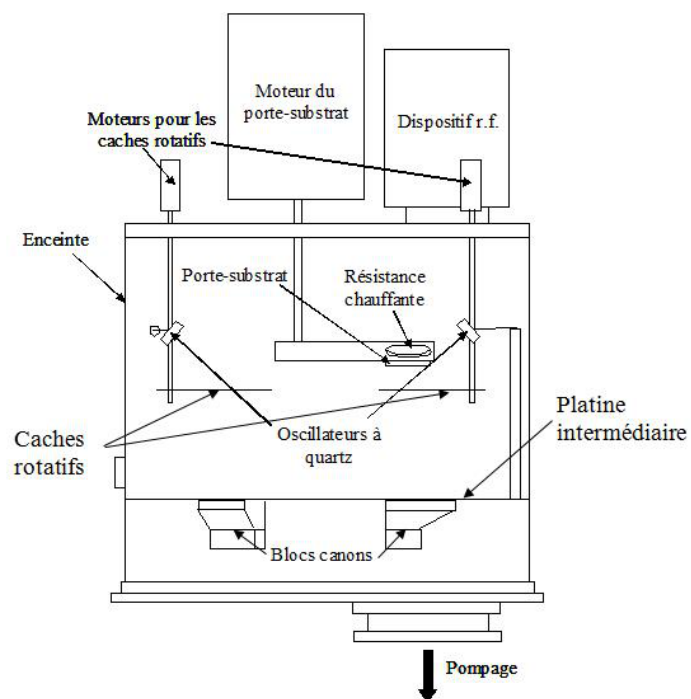


FIGURE C.2 – Détail de l'évaporateur.

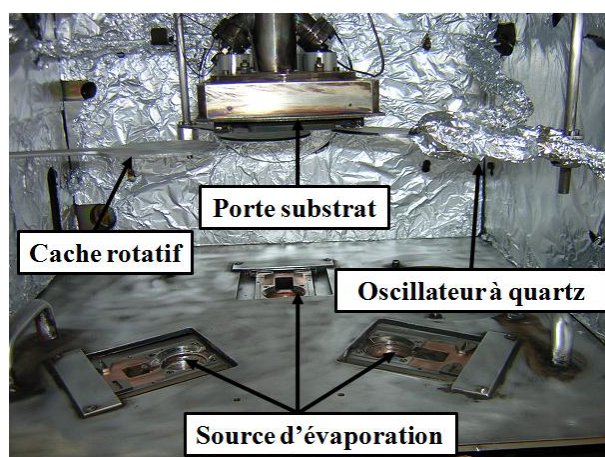


FIGURE C.3 – Intérieur de l'enceinte.

intermédiaire permet de faire communiquer les deux parties afin de faciliter le pompage de la partie supérieure plus volumineuse. Cette vanne est évidemment fermée lors de nos expérimentations. Dans la partie inférieure est installée le groupe de pompage constitué d'une pompe primaire à palettes et d'une pompe turbomoléculaire.

Trois caches rotatifs permettent de recouvrir entièrement les creusets contenant les lingots afin d'éviter un dépôt prématuré sur les substrats lors de la mise en phase vapeur des lingots. L'évaporation des matériaux est contrôlée par trois balances à quartz. Sur les parois de l'enceinte sont disposées trois entrées de gaz.

- Le système de pompage :

Le groupe de pompage situé dans la partie inférieure est constitué d'une pompe Turbo? (débit pour l'azote 1050 l.s^{-1} ; pression limite 10^{-8} mbar) associée à une pompe primaire à palettes ALCATEL 2063C (débit $70 \text{ m}^3.\text{h}^{-1}$).

- Le bloc canon à électrons :

Les électrons sont créés par effet thermoélectronique après chauffage d'un filament de tungstène. Ils sont ensuite accélérés par une différence de potentiel (environ 10 kV) délivrée par un générateur de puissance. Ce faisceau électronique va alors décrire une trajectoire circulaire sous l'action de l'induction magnétique créée par un aimant permanent placé près du creuset. L'utilisateur a la possibilité de choisir la forme du faisceau électronique en fonction du matériau à évaporer. Le dispositif que nous avons utilisé possède trois formes de faisceaux distinctes. Soit le faisceau arrive de façon ponctuelle sur le matériau à évaporer, soit, par le biais de bobines de déflexion, il suit le contour d'un triangle, soit finalement il suit la forme d'une spirale. Dans les deux derniers cas, l'utilisateur peut régler la hauteur et la base pour le triangle ou la longueur et la hauteur pour la spirale ainsi que la fréquence de balayage. Dans tous les cas, le point d'impact du faisceau peut se déplacer latéralement et longitudinalement sur le matériau à évaporer grâce à l'action de bobines de déflexion. La figure C.4 présente un des blocs canons à électrons présents dans l'enceinte. Pour la réalisation de notre encapsulation, nous utilisons alors un seul bloc canon.

- Les moyens de contrôle pendant le dépôt :

Sur les deux parties de l'enceinte, sont installés des jauges de PFEIFFER PKR 251. Elles permettent de connaître à tout moment la pression aussi bien dans la partie inférieure que supérieure. Sur les parois de l'enceinte, disposées trois entrées de gaz. Une

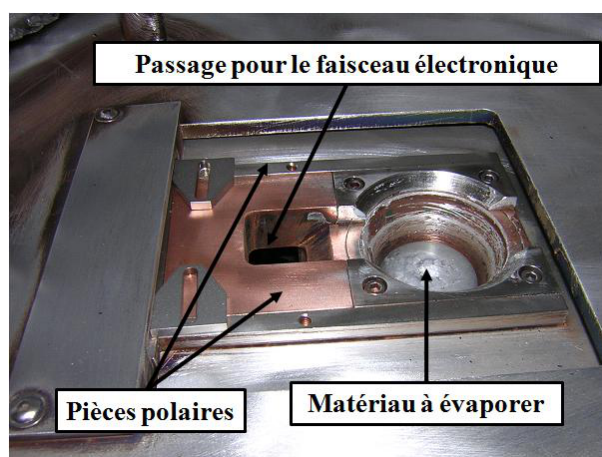


FIGURE C.4 – Bloc canon à électrons.

est raccordée à un débitmètre qui régule en pression (débitmètre AREA FC 7700 CD 50 sccm), et une autre à un débitmètre qui régule en débit (débitmètre UPC8130 20 sccm) ($1 \text{ sccm} = 1 \text{ cm}^3$ mesurés dans les conditions normales pas minutes). La troisième entrée de gaz permet d'effectuer la remise à l'air de l'enceinte à la pression atmosphérique et n'est donc pas contrôlée par un débitmètre.

Afin de pouvoir contrôler le processus d'évaporation, nous mesurons en temps réel l'épaisseur et la vitesse de croissance du dépôt grâce à trois microbalances à quartz INTELMETRICS IL820. Le principe consiste à mesurer la dérive de la fréquence de résonance d'un cristal de quartz lorsque celui-ci est soumis à une surcharge de masse.

La tête de mesure est constituée d'un disque de quartz d'environ 10 mm de diamètre et 0,3 mm d'épaisseur ce qui correspond à une fréquence propre de résonance avoisinant les 6 MHz. Ce disque est muni de contacts électriques métallisés et est relié à un oscillateur électronique placé à l'extérieur de la chambre d'évaporation. La tête de mesure est placée à l'intérieur de celle-ci, au voisinage des substrats et orientée comme eux vers la source d'évaporation. Au cours du dépôt, la variation de masse que subit le quartz induit une variation de fréquence de l'oscillateur qui est mesurée par comparaison avec une fréquence de référence. Cette différence de fréquence est ensuite convertie en épaisseur par un ordinateur en fonction des paramètres fournis par l'utilisateur. Ces paramètres sont en particulier la densité du matériau déposé et un coefficient correcteur dit " facteur de forme ". Ce facteur correspond au rapport entre l'épaisseur déposée sur les substrats et celle déposée sur le disque de quartz. Cette technique permet d'obtenir des résultats précis mais requiert un étalonnage préalable. En effet, le facteur de forme et la densité ne peuvent pas être connus a priori. La densité d'un matériau obtenu par évaporation diffère généralement de celle d'un matériau massif. Il est donc nécessaire de calibrer l'appareil en procédant à des mesures d'épaisseurs sur des dépôts tests. Cette

calibration n'est évidemment valable que pour les conditions particulières dans lesquelles elle s'est déroulée. Il est donc très important que ces conditions soient reproduites lors des évaporations ultérieures : pression résiduelle, positions relatives de la tête de mesure, du substrat et de la source d'évaporation, température du creuset et des substrats, vitesse de croissance de la couche...

Bibliographie

- [1] H. Nathanson, W. Newell, R. Wickstrom, and J. Davis Jr., "A resonant-gate transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 14, no. 3, pp. 117–133, Mars 1967.
- [2] Semi.org. [Online]. Available : <http://www.semi.org/en/IndustrySegments/MEMS/index.htm>
- [3] A. Devices. [Online]. Available : <http://www.analog.com/en/index.html>
- [4] Sandia. [Online]. Available : <http://www.mems.sandia.go>
- [5] D. Bouyge, D. Sabourdy, A. Crunteanu, P. Blondy, V. Couderc, J. Lhermite, L. Gros-sard, and A. Barthélémy, "Integration of micro-electro-mechanical deformable mir-rors in doped fiber amplifiers," *Microsystem Technologies*, vol. 13, no. 11, pp. 1607–1613, Juillet 2007.
- [6] T. Instrument, "Systèmes DLP," 2007. [Online]. Available : <http://www.dlp.com>
- [7] L. Hornbeck, "Digital light processing and mems : Timely convergence for a bright future," vol. 2426, 1995, pp. 214–995.
- [8] H. Kirchberger, P. Lindner, and M. Wimplinger, "Novel bonding technologies for wafer-level transparent packaging of MOEMS," 2007.
- [9] C. Dalmay, A. Pothier, P. Blondy, F. Lalloue, and M. Jauberteau, "Label free bio-sensors for human cell characterization using ratio and microwave frequencies," Juin 2008, pp. 911–914.
- [10] U. of Washington, 2007. [Online]. Available : www.ee.washington.edu
- [11] K. Petersen, "Micromechanical membrane switches on silicon," *JBM Journal of Re-search and Development*, vol. 23, pp. 376–385, juillet 1979.
- [12] L. Larson, R. Hackett, M. Melendes, and R. Lohr, "Micromachined microwave actua-tor (mimac) technology - a new tuning approach for microwave integrated circuits," *Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, Boston*, pp. 27–30, Juin 2001.
- [13] G. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*. J. Wiley and sons, 2003.
- [14] D. Mardivirin, A. Pothier, E. El Khatib, A. Crunteanu, O. Vendier, and P. Blondy, "Reliability of dielectric less electrostatic actuator in RF MEMS ohmic switches," *37th European Microwave Conference*, pp. 490–493, Octobre 2008.
- [15] A. Pothier, "Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [16] N. Mcgruer, G. Adams, X. Yan, and S. Majumder, "Reliability physics of MEMS microswitch contacts," *Workshop on Modeling of RF MEMS Switches, IEEE In-ternational Microwave Symposium*, Juin 2002.

- [17] J. Seeger and S. Cary, "Contact physics of gold microcontacts for rf mems switches," *IEEE transactions on components and packaging technology*, vol. 22, no. 3, pp. 357–364, 1999.
- [18] D. Mercier, P. Charvet, P. Berruyer, C. Zanchi, L. Lapierre, O. Vendier, J. Cazaux, and P. Blondy, "A DC to 100 GHz high performance ohmic shunt switch," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1931–1934, 2004.
- [19] N. University, 2007. [Online]. Available : <http://www.ece.neu.edu>
- [20] A. Romig, P. Dressendorfer, and D. Palmer, "High performance microsystem packaging : a perspective," *Microelectronic Reliability*, vol. 37, pp. 1771–1781, 1997.
- [21] G. Riley, "A survey of wafer level hermetic cavity chip scale packages for RF applications," *Flipchips Tutorial 31*, Juin 2003. [Online]. Available : www.flipchips.com/tutorial31.html
- [22] B. Wook, K. Entesari, and G. Rebeiz, "DC-50 GHz low loss wafer-scale package for RF MEMS," *34th European Microwave Conference*, pp. 1289–1292, 2004.
- [23] S. Majumder, J. Lampen, R. Morrison, and J. Maciel, "A packaged high lifetime ohmic MEMS RF switch," *IEEE MTT-S Digest*, no. 1935-1938, 2003.
- [24] F. Barriere, A. Crunteanu, A. Bessaudou, A. Pothier, F. Cosset, and P. Blondy, "Fabrication of an on wafer-package for RF MEMS switches," *Memswave 9th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, 2008.
- [25] T. Gessnet, M. Wiemer, and J. Fromel, *MEMS-Packaging*.
- [26] M. Goetz and C. Jones, "Chip scale packaging techniques for RF SAW devices," *Electronic Manufacturing Technology Symposium, IEMT 2002*, pp. 63–66, Juillet 2002.
- [27] P. Krause, M. Sporys, E. Obermeier, K. Lange, and S. Grigull, "Silicon to silicon anodic bonding using evaporated glass," *Proceedings of Transducers 95*, pp. 228–231, 1995.
- [28] T. Cui, "Bonding, packaging and integration," *Fundamentals of MicroElectro Mechanical System (MEMS)*, University of Minnesota.
- [29] K. Kim, Q. Wang, K. Jung, J. Hwang, and C. Moon, "Application of Au-Sn eutectic bonding in hermetic RF MEMS wafer level packaging," *9th International Symposium on Advanced Packaging Materials, IEEE*, 2004.
- [30] M. Schmidt, "Silicon wafer bonding for micromechanical devices," *Proceedings of the IEEE Solid State Sensor and Actuator Workshop*, pp. 127–131, 1994.
- [31] H. Tilmans, H. Ziad, H. Jansen, O. Monaco, and A. Jourdain, "Wafer-level packaged RF MEMS switches fabricated in a CMOS fab," *IEEE International Electron Devices Meeting*, pp. 921–924, 2001.

- [32] A. Margomenos and L. Katechi, "Fabrication and accelerated hermiticity testing of an on wafer package for RF MEMS," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 52, no. 6, 2004.
- [33] D. Forehand and L. Goldsmith, "Zero-level packaging for RF MEMS switches," *MEMtronics Corporation*.
- [34] C. Gillot, E. Lagoutte, P. Charvet, F. Souchon, and N. Sillon, "Wafer level thin film encapsulation for MEMS," *High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis*, pp. 1–4, 2005.
- [35] B. Stark and K. Najafi, "A low temperature thin film electroplated metal vacuum package," *Journal of Microelectromechanical systems*, vol. 13, no. 2, pp. 147–157, Avril 2004.
- [36] R. Rico, J. Celis, K. Baert, C. Hoof, and A. Witvrouw, "A generic surface micromachining module for MEMS hermetic packaging at temperature below 200 °C," *Proceedings of the Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS, DTIP*, pp. 121–126, Avril 2006.
- [37] F. Barriere, A. Crunteanu, A. Bessaudou, A. Pothier, F. Cosset, and P. Blondy, "Zero level metal thin film package for RF MEMS," *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SIRF)*, pp. 148–151, Janvier 2010.
- [38] MIL-STD-883. [Online]. Available : <http://scipp.ucsc.edu/groups/glast/electronics/mil-std-883.pdf>
- [39] D. Mercier, "Conception, réalisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [40] R. Roark and W. Young, *Formulas for Stress and Strain*. New york : McGraw-Hill 6th edition, 1989.
- [41] S. Senturia, *Microsystem design*. Kulwer academic publisher, 2001.
- [42] ANSYS. [Online]. Available : <http://www.ansys.com/international/ansys-france.asp>
- [43] J. Fanchon, *Guide de mécanique*. Edition Nathan, 1998.
- [44] D. Mardivirin, "Etude des mécanismes mis en jeu dans la fiabilité des micro-commutateurs mems-rf," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.
- [45] S. Pamidighantam, R. Puers, and H. Tilmans, "A pull-in voltage analysis of electrostatically actuated beam structures with fixed-fixed and fixed-free end conditions," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, pp. 458–464, Décembre 2002.
- [46] P. Blondy, "Cours master techniques hyperfréquences électroniques et optiques (theo)," 2010.

- [47] B. Lacroix, “Conception de capacités commutées mems rf miniatures et application à la reconfiguration rapide de déphaseurs,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2010.
- [48] MicroChem. [Online]. Available : <http://www.microchem.com/products/pmgi-lor-faq.htm>
- [49] R. Lahiji, K. Herrick, Y. Lee, A. Margomenos, S. Mohammadi, and L. Katehi, “Multiwafer vertical interconnects for three dimensional integrated circuits,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. 2699–2706, Juin 2006.
- [50] R. Jackson and D. Matolak, “Surface to surface transition via electromagnetic coupling of coplanar waveguides,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, pp. 1027–1032, 1987.
- [51] S. Seok, N. Rolland, and P. Rolland, “Mechanical and electrical characterization of benzocyclobutene membrane packaging,” *Proceedings of the 8th International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, pp. 5–8, Juin 2007.
- [52] E. Bonnote, P. Delobelle, L. Bornier, B. Trollard, and G. Tribillon, “Mise en oeuvre de deux méthodes interférométriques pour la caractérisation des films minces par l’essai de gonflement. application au silicium monocristallin,” *J. Phys. III France* 5, pp. 953–983, 1995.