

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
UFR D'ELECTRONIQUE

en vue de l'obtention du

GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : Electronique

Conception, Fabrication et Caractérisation d'un Microcommutateur
Radio Fréquences pour des Applications de Puissance

par

Philippe MULLER
Ingénieur ISEN

Soutenu le 9 mai 2005 devant la commission d'Examen :

Président	P.A. ROLLAND	Professeur de l'Université des Sciences et Technologies de Lille
Rapporteurs	P. BLONDY T. BOUROUINA	Ingénieur de Recherche CNRS à l'IRCOM Professeur à l'ESIEE
Examineurs	N. ROLLAND P. NICOLE	Maître de Conférences de l'Université des Sciences et Technologies de Lille Responsable du service Technologies Avancées, THALES Systèmes Aéroportés.
Directeur de la thèse	D. COLLARD	Directeur de recherche au CNRS, Professeur de l'Université de Tokyo
Invités	J.P. POLIZZI L.BUCHAILLOT	Ingénieur de recherche au LETI, rattaché au laboratoire commun THALES/LETI à thématique RF MEMS Chargé de recherche au CNRS, responsable du groupe Microsystèmes Silicium à l'IEMN

Je dédie ce travail à ma femme

Xu Hui

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au sein du laboratoire central de l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie) dirigé par M^r A. CAPPY.

Je tiens à remercier mon directeur de thèse, M^r D. COLLARD, directeur de recherche au CNRS et professeur à l'université de Tokyo, qui est à l'origine de mon intérêt pour les microtechnologies et les microsystèmes en particulier. Son enthousiasme et son engagement ont été une grande source de motivation.

J'adresse tout particulièrement mes plus vifs remerciements à M^r L. BUCHAILLOT, responsable du groupe Microsystèmes Silicium, et M^{me} N. ROLLAND, maître de conférence de l'université de Lille 1, pour leur rigueur et leur expertise scientifique dans les domaines de la micromécanique et des hyperfréquences respectivement.

Merci également à B. LEGRAND, chargé de recherche au CNRS et membre de l'équipe microsystèmes Silicium, pour sa grande disponibilité et le temps consacré à la relecture de ce manuscrit.

Un grand merci à mes collègues de Thales RT (Recherche & Technologie) et notamment A. ZIAEI pour son soutien, J.P GHESQUIERS et T. DEAN pour leur grande expertise technologique et leurs précieux conseils.

Je remercie tout particulièrement P. TILMANT, responsable de la ressource lithographie de l'IEMN pour sa disponibilité et ses précieux conseils, E. DELOS pour sa bonne humeur et sa patience à caractériser des objets souvent délicats à manipuler et enfin D. VANDERMOERE pour ses doigts de fée et ses nombreuses découpes de substrats.

Je remercie chaleureusement l'ensemble des équipes de technologie et de caractérisation de l'IEMN qui mettent quotidiennement à disposition des équipements de haute qualité à la disposition des chercheurs.

N'oublions pas enfin, tous mes collègues étudiants qui ont contribués grandement à l'ambiance active et détendue, en particulier les doctorants et les « ex » doctorants de l'équipe Microsystèmes Silicium: Emmanuel Quevy, Philippe Basset, Vincent Agache, Olivier Millet, François Conseil, Matthieu Lagouge, Jean Baptiste Bureau, Anne-Sophie Rollier, Karim Segueni, Quynh-huong Duong, Cédric Descatoire, Matthieu Gaudet et Tristan Pichonat.

Merci également à tous les autres doctorants du laboratoire pour leur patience quand j'occupais plusieurs bâtis en même temps en particulier Isabelle Duszynski, Alexandre Boe, Michel Fryziel et Gwen Ulliac.

Je veux enfin remercier ma famille dont ma femme Xu Hui, mes parents et surtout ma sœur Isabelle pour leur soutien tout au long des ces longues années d'études.

Abstract

This work proposes a novel microswitch design for RF power applications. Indeed, common designs based on thin film are limited by their power handling leading to the necessity of design innovation. After a study of these limitations, a new architecture is proposed and the design based on RF, mechanical, thermal and technological compromises is presented. This switch handles power RF signals as high as 10W with less than 0,1dB insertion losses and better than 40dB isolation in the 2MHz-2GHz frequency band. This device is an ohmic switch electrostatically actuated with vertical displacement and fabricated in bulk silicon for heat dissipation purposes. High metal-metal contact force is achieved and a wafer level packaging solution is proposed.

Résumé

Cette thèse traite de la conception, de la fabrication et de la caractérisation d'une nouvelle architecture de microcommutateur MEMS RF pour des applications de puissance. En effet, les composants proposés dans la littérature ne permettent pas de supporter des signaux radiofréquence de puissance. Après l'étude des limitations des solutions dites classiques, une nouvelle approche utilisant un assemblage de trois substrats est présentée dont le but est de commuter des signaux hyperfréquences d'une puissance de 10W dans la bande 20MHz-2GHz. Après de nombreux compromis issus de contraintes mécaniques, thermique, hyperfréquences et technologique, le procédé de fabrication ainsi que les résultats obtenus sont présentés. Cette étude montre ainsi un premier démonstrateur de commutateur ohmique affichant plus de 40dB d'isolation à 2GHZ et 30dB à 20GHZ pour une tension de commande de 30V cependant de fortes pertes d'insertions liées au procédé technologique sont à déplorer.

PLAN

Chapitre I : Contexte et Objectifs	1
I.1 Introduction Générale	1
I.2 Les Enjeux de la Thèse	3
I.2.1 Le contexte technologique	3
I.2.2 Applications des commutateurs MEMS RF	4
I.2.3 Le cahier des Charges	6
I.3 Structure de l'étude	7
I.4 Références	8
Chapitre II : Choix du dispositif	9
II.1 Introduction	9
II.2 Les dispositifs magnétiques	10
II.3 Les dispositifs thermiques	14
II.4 Les dispositifs piézoélectriques	19
II.5 Les dispositifs électrostatiques	20
II.5.1 Les dispositifs capacitifs	21
II.5.2 Les dispositifs Ohmiques	27
II.5.3 Les commutateurs de puissance	28
II.6 Comparaison des modes d'actionnement	45
II.7 Limitations des composants à base de membranes suspendues	47
II.8 Proposition d'une structure originale	50
II.8.1 Choix de l'actionnement	50
II.8.2 Choix de la structure	50
II.9 Références	53

Chapitre III : Etude Hyperfréquence	61
III.1 Introduction	61
III.2 Aspects Hyperfréquence	62
III.2.1. Les lignes de propagation.....	62
III.2.2. Le dispositif.....	65
III.3 Simulations HFSS	73
III.3.1. Paramétrage du simulateur	73
III.3.2. Influence des matériaux	75
III.3.3 Influence de la géométrie	78
III.3.4 Influence de la technologie	82
III.4 Conclusion.....	85
III.5 Références	86
Chapitre IV : Modélisation Mécanique	87
IV.1 Introduction.....	87
IV.2 Etude théorique de l'actionnement électrostatique	88
IV.2.1 Analyse statique	89
IV.2.2 Modèle dynamique.....	95
IV.2.3 Effets Thermiques	110
IV.3 Simulations de Dispositif.....	114
IV.3.1 Base de compréhension de Coventorware™	114
IV.3.2 Validation du simulateur	117
IV.3.3 Simulation du dispositif choisit.....	120
IV.4 Conclusion	123
IV.5 Références.....	124

Chapitre V : Technologie de Fabrication	125
V.1 Introduction	125
V.2 Description du procédé de fabrication.....	127
V.2.1 Le substrat SOI.....	127
V.2.2 Le substrat de commande	129
V.2.3 Le capot de Pyrex	130
V.2.4 Assemblage et découpage	131
V.3 Optimisations des étapes clef	132
V.3.1 Gravure profonde du Silicium.....	132
V.3.2 Optimisation des étapes de lithographie.....	147
V.3.3 Le collage de Substrats.....	149
V.4 Résultats de fabrication	156
V.4.1 Substrat de commande	156
V.4.2 Le substrat SOI.....	157
V.5 Conclusion.....	161
V.6 Références	162
Chapitre VI : Dispositif Final et Résultats Expérimentaux	164
VI.1 Introduction.....	164
VI.2 Dimensionnement	164
VI.2.1 Dimensions Verticales	166
VI.2.2 Dimensions horizontales	167
VI.3 Caractérisations	169
VI.3.1 Caractérisations Mécaniques.....	169
VI.3.2 Caractérisation hyperfréquence.....	174
VI.4 Conclusion	185

VI.5 Références.....	185
Chapitre VII : Perspectives et introduction des aspects Fiabilité.....	186
VII.1 Introduction.....	186
VII.2 Procédé de fabrication	186
VII.2.1 Les gravures profondes.....	186
VII.2.2 L'assemblage de substrats	187
VII.2.3 Problèmes liés à la lithographie.....	188
VII.2.4 Problèmes de contraintes	190
VII.3 Vieillessement et modes de défaillances en fonctionnement	192
VII.3.1 Problèmes de stiction.....	192
VII.3.2 Fiabilité du contact métallique.....	195
VII.3.3 La fatigue des matériaux.....	197
VII.4 Conclusion	200
VII.5 Références.....	201
Chapitre VIII : Conclusion générale	202
VIII.1 Compte rendu des travaux réalisés.....	202
VIII.2 Perspectives	205
Annexe A : Description du procédé de Fabrication	207
Substrat SOI	207
Substrat de Pyrex.....	212
Substrat de Commande.....	215
Assemblage des Substrats	218
Annexe B : Description du paramétrage de HFSS	219
I. Introduction.....	219
II. Le maillage	220

III. Les conditions aux limites.....	220
IV. L'excitation du guide d'onde coplanaire.....	224
V. Les constantes des matériaux.....	225
VI. Références.....	226
Annexe C : Bibliographie sur l'assemblage de substrats.....	227
I. Introduction.....	227
II. Etat de Surface.....	228
II.1 Problèmes de rugosité.....	229
II.2. Problèmes de planeité des substrats.....	230
II.3 Propreté des surfaces.....	231
III. Assemblage Direct.....	232
III.1 Méthode dite par fusion.....	232
III.2 Assemblage anodique.....	234
IV. Assemblage à couche intermédiaire métallique.....	235
IV.1 Assemblage eutectique- Siliciuration.....	235
IV.2. Assemblage par soudure : cas du Flip Chip.....	237
IV.3 Assemblage par laser.....	239
IV.5 Méthode par thermo compression.....	240
V. Couche intermédiaire non métallique.....	241
V.1 Le collage anodique avec couche tampon.....	241
V.2 Les polymères.....	242
V.3 Le « <i>glass frit</i> ».....	244
VI. Conclusion.....	244
VII. Références.....	246
Annexe D : Algorithme Runge-Kutta.....	247
Annexe E : Liste de Publications.....	248

Chapitre I : Contexte et Objectifs

1.1 Introduction Générale

Les microsystèmes communément appelés MEMS pour « Micro-Electro Mechanical Systems » sont développés depuis les années 1970 pour la réalisation de capteurs de pression, de température, d'accéléromètres, entre autres capteurs. Des microstructures permettant la commutation de signaux basse fréquence ont également été réalisés dans les années 1980 mais sont restés des prototypes de laboratoire pendant de longues années. Elles consistaient essentiellement en des dispositifs miniaturisés utilisant un déplacement mécanique pour venir court-circuiter une ligne de transmission. Au début des années 1990, de nombreux travaux furent initiés par la DARPA (acronyme de « Defence Advanced Research Projects Agency »). Parmi ceux-ci, L. Larson du laboratoire de recherche Hughes à Malibu en Californie développa le premier commutateur MEMS spécifiquement dédié à des applications hyperfréquences [1]. Cependant, comme c'est d'ailleurs souvent le cas dans le domaine des technologies émergentes, ce dispositif était loin de convenir à des applications industrielles. Certes il montrait de bonnes caractéristiques jusqu'à 50GHz et se plaçait bien au-delà des meilleures technologies GaAs de l'époque en terme de fréquence de coupure, d'isolation, de pertes par insertion et de consommation. Cependant il souffrait d'un manque de fiabilité le rendant impossible à commercialiser directement.

Ces résultats préliminaires créèrent l'engouement de nombreux laboratoires et groupes gouvernementaux aux Etats-Unis si bien qu'en 1995 déjà, les centres scientifiques de Rockwell et de Texas Instruments développaient leurs propres commutateurs radiofréquences. Le dispositif de Rockwell était basé sur le principe du contact métallique et fonctionnait de la plage du continu à 60GHz. Texas Instrument développait pour sa part une structure capacitive couvrant la gamme 10-120GHz [2]. Côté européen, ce sont les suisses qui s'intéressent les premiers au développement de ce type d'actionneurs. Ainsi à l'université de Neufchâtel en 1994 un dispositif bistable thermique est proposé par John N. Randall *et al.* [3]. L'année suivante M. A. Grétilat *et al.* [4] développent un dispositif à contact métallique en silicium poly-cristallin. La suite

de cet historique voit l'essor des projets universitaires et industriels dans le domaine. Ainsi, à partir de 1998, les universités de Californie, Michigan, Berkeley, le laboratoire Lincoln du MIT, l'université de Columbia, le laboratoire de Sandia à Albuquerque, de Stanford, Analog devices, Northrup Grumman, le Fraunhofer Institut en Allemagne, le LAAS, l'Ircm, le Leti et l'IEMN en France et bien d'autres encore développent activement la thématique des MEMS RF. A partir de 2001, plus de 30 sociétés travaillaient dans ce domaine dont les géants de la microélectronique tel que Motorola, Analog Devices, Samsung, Omron, NEC et ST-Microelectronics.

L'activité de recherche autour des microsystèmes RF a donc connu un développement extraordinaire au cours des quinze dernières années motivée par l'attrait d'un potentiel commercial significatif tant pour les applications militaires que civiles. Cependant, très peu de composants MEMS commerciaux sont disponibles jusqu'à présent. C'est le fait de formidables développements dans les HEMT (Transistors à forte mobilité électronique) sur GaAs ainsi que sur silicium avec les transistors CMOS (Transistors complémentaires à base de jonction Métal/oxyde sur semi-conducteur), des développements continus sur les dispositifs commutant à base de semi-conducteurs, les diodes PIN, ont maintenus ces dispositifs incontournables dans l'industrie. Pour illustrer ces accroissements de performances, les fréquences de coupures de transistors CMOS étaient de 500MHz en 1985 et de 100GHz en 2001, les transistors à effet de champ sur GaAs quant à eux affichaient de 20 à 40 GHz de fréquence de coupure en 1985 et sont parvenus à plus de 2THz en 2001 [5]. Arrivant à des limitations physiques liées au matériaux eux-mêmes, il est clair que de nouvelles technologies seront nécessaires pour continuer l'évolution des composants à des applications à faibles pertes jusqu'à 40THz et les MEMS RF sont une alternative sérieuse pour y arriver ce qui justifie les efforts menés dans le domaine.

1.2 Les Enjeux de la Thèse

Face aux nombreuses recherches menées dans le domaine des commutateurs micromécaniques pour les applications hyperfréquences pour en améliorer notamment la fiabilité, la tenue en puissance et l'encapsulation, cette thèse tente de répondre aux besoins de puissance dans ce type de composants. Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'équipe Microsystèmes intégrée dans le département ISEN de l'IEMN, institut d'électronique, de microélectronique et de nanotechnologies, avec la collaboration financière de THALES TRT qui porte un intérêt à développer de tels composants. L'étude propose donc un rapide état de l'art des performances de ces microcommutateurs face à des solutions basées sur des semi-conducteurs tenant d'ailleurs le marché.

1.2.1 Le contexte technologique

Afin de justifier l'intérêt des commutateurs RF, le tableau ci-dessous propose d'en comparer les performances avec les dispositifs semi-conducteurs existants.

Paramètre	MEMS RF	Diode PIN	Transistor FET
Tension d'actionnement (V)	20-80	+/-3-5	3-5
Courant (mA)	0	3-20	0
Consommation (mW)	0.05 à 0.1	5-100	0.05-0.1
Temps de Com.	1-300 μ s	1-100ns	1-100ns
Cup (Série) (fF)	1-6	40-80	70-140
Rs (Série) (Ω)	0.5-2	2-4	4-6
Con/Coff	40-500	10	n/a
Fréquence de Coupure (THz)	20-80	1-4	0.5-2
Isolation (1-10GHz) (dB)	40	35 [6]	25 [7]
Isolation (10-40GHz) (dB)	30	25 [6]	Bas
Isolation (60-100GHz) (dB)	20	25 [6]	Inexistant
Pertes d'insertion (1-100GHz) (dB)	0.05-0.2	0.3-1.2	0.4-2.5
Tenue en Puissance (W)	<1	<10	<10
IP3 (dBm)	+66-80	+27-45	+27-45

Tableau I-01 : Comparaison des performances de transistors FET, de diodes PIN avec des interrupteurs électrostatiques, G. Rebeiz [5].

Le tableau I-01 montre une comparaison entre des commutateurs micro-usinés, des diodes PIN sur substrat GaAs et des transistors [5]. S'il n'est pas évident de tirer des enseignements généraux précis d'une telle comparaison, des remarques concernant des paramètres spécifiques sont possibles. Ainsi, les commutateurs MEMS sont largement tributaires de leur aptitude à commuter rapidement ainsi qu'à leur seuil de puissance. En revanche, en terme d'isolation, de pertes par insertion, de rapports entre capacités en mode *ON* et en mode *OFF* (rapport Con/Coff) ainsi qu'en terme de basse consommation, les interrupteurs micromécaniques sont de bien meilleurs candidats que leurs concurrents semi-conducteurs.

I.2.2 Applications des commutateurs MEMS RF

Les composants micromécaniques permettant la commutation de signaux hyperfréquences trouvent des applications dans de nombreux domaines tant civils que militaires puisqu'ils peuvent être intégrés dans des systèmes tels que des déphaseurs, des réseaux reconfigurables permettant l'adaptation d'impédances ou dans la création d'oscillateurs, de filtres voire d'amplificateurs à faible consommation (Tableau I-02).

Application	Système		Nb. Cycles (M*)
Déphaseurs	Communication	Sol	1-10
		Espace	10-100
		Aéronautique	10-100
	Systèmes Radar	Sol	10-100
		Espace	10-100
		Missiles	0,1-1
		Aéronautique	10-100
		Automobile	1-10
Réseaux reconfigurables et commutant	Communication sans fils	Portable	0,01-4
	Télécommunication et Radar	Satellite	0,1-1
		Aéronautique	0,1-10
	Instrumentation		10-100
Oscillateurs et Amplificateurs basse consommation	Communication sans Fils	Portable	0,1
	Télécommunication et Radar	Satellite	0,1-1
		Aéronautique	0,1-10

* Milliards de Cycles

On retrouve également des structures micro-usinées tels que les commutateurs, les capacités commutées et les inductances dans différents systèmes dans le domaine des hyperfréquences :

- Les réseaux commutés
- Commutations entre émission et réception
- Commutateurs à très forte isolation pour l'instrumentation
- Atténuateurs programmables
- Déphaseurs analogiques et numériques
- Antennes configurables
- Reconfiguration de réseaux d'impédances ou d'adaptation d'impédance
- Filtres accordables
- Commutations entre bancs de filtrage
- Filtres micro-onde miniaturisés
- Oscillateurs à faible bruit de phase (Fixes ou accordables)
- Réseaux à très basse consommation

Si toutes ces applications intègrent pour le moment des technologies basées sur des semi-conducteurs, les perspectives de basse consommation et des performances hyperfréquences motivent les recherches de structures MEMS innovantes permettant de répondre aux problèmes subsistants concernant la tenue en puissance, le temps de réponse ainsi que la fiabilité.

1.2.3 Le cahier des Charges

Le dispositif se positionne pour les applications de téléphonie pour des bandes de 20MHz-2GHz, ceci en conformité avec les aspirations de l'industriel partenaire. Celui-ci doit donc rester à bas coût de fabrication, à faible consommation et présenter des pertes d'insertion ainsi qu'une isolation raisonnable ce qui signifie respectivement inférieures à 0.1dB et meilleure que 30dB dans la bande de fréquence de travail. Le démonstrateur devra être dimensionné pour des signaux de plus de 10W dans la bande de travail. Il est donc nécessaire de connaître les limitations des solutions déjà étudiées pour en évaluer le potentiel et proposer une structure candidate pour la réponse aux spécifications

Par ailleurs, les aspects de fiabilité et d'encapsulation devront être étudiés. En effet, ce type de microstructures est fortement sensible aux conditions extérieures. Un fonctionnement sous atmosphère et sous expositions de contaminants provoquerait des défaillances certaines. Il est donc nécessaire de s'attarder sur le dimensionnement du capot ainsi qu'à l'identification des mécanismes de défaillance pour envisager des solutions viables et compatibles avec les impératifs financiers, cela imposant, de fait, des manipulations au niveau substrat et non au niveau dispositif notamment pour l'encapsulation.

1.3 Structure de l'étude

Après ce premier chapitre à caractère introductif, le suivant s'efforce de retracer un état de l'art du développement des interrupteurs hyperfréquence pour permettre l'étude et le choix d'un dispositif original en fin de chapitre.

Le troisième chapitre fera tout d'abord quelques rappels de concepts fondamentaux liés aux hyperfréquences avant d'aborder l'étude du dispositif sous l'aspect particulier de la propagation des ondes et de l'optimisation des ses performances. Ceci débouchera sur la des simulations électromagnétiques globales réalisées avec le logiciel HFSS d'ANSOFT, permettant l'étude de points clefs qui guideront la conception du composant.

Le chapitre suivant abordera les aspects mécaniques de l'étude. Des modèles analytiques seront implémentés et corroborés par des simulations par éléments finis à l'aide du logiciel COVENTORWARE, ceux-ci permettront de créer des outils de dimensionnement de dispositifs. Les aspects thermiques seront également abordés dans ce chapitre pour la vérification de la bonne tenue en puissance de la structure proposée.

Le cinquième chapitre proposera un procédé de fabrication et décrira les mises au points réalisées pour chaque étape permettant d'en tirer là encore des enseignements concernant les dimensions des démonstrateurs.

Le sixième chapitre récapitulera les différents dimensionnements réalisés dans les chapitres précédents avant d'aborder les différentes caractérisations réalisées sur les démonstrateurs. Des caractérisation mécaniques mais également hyperfréquences et de puissance ont été nécessaires pour démontrer les performances de ce composant.

Une étude des modes de défaillance sera ensuite réalisée dans le septième chapitre pour une première approche des problèmes liés à la fois à la fabrication et au fonctionnement de la structure présentée. Ce chapitre apporte un regard critique sur les choix et propose des éléments d'optimisation envisageables tout en discutant de la possibilité d'industrialisation du dispositif.

Enfin, le dernier chapitre résume les résultats obtenus au cours de cette thèse pour la réalisation du composant commutant étudié et rassemble les performances et les perspectives de développement tant au niveau académique qu'industriel.

1.4 Références

- [1] L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, R. F. Lohr, “Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology-A new tuning approach for microwave integrated circuits”, Microwave and Millimeter-wave Monolithic Circuits Symposium Digest, Boston, MA, June 1991, pp. 27-30.

- [2] John N. Randall, Chuck Goldsmith, David Denniston, Tsen-Hwang Lin, “Fabrication of Micromechanical Switches for Routing Radio Frequency Signal”, American Vacuum Society, 1996, pp. 3692-3696.

- [3] H. Matoba, T. Ishikawa, C- J. Kim, R.S. Muller,“ A bistable snapping microactuator”, Micro Electro Mechanical Systems, 1994, MEMS '94, Proceedings, IEEE Workshop on , 25-28 Jan. 1994, pp. 45-50.

- [4] M A Grétilat, P. Thiébaud, C. Linder, N. F. de Rooij, “Integrated circuit compatible electrostatic polysilicon microrelays”, J. Micromech. Microeng. 5 (1995), pp. 156-160.

- [5] Gabriel M. Rebeiz, “RF MEMS: Theory, Design and Technology”, Wiley-Interscience.

- [6] College of Engineering, University of Michigan, <http://www.eecs.umich.edu/dp-group/PIN/>

- [7] G. Simin, A. Koudymov, Z.-J. Yang, V. Adivarahan, J. Yang, M. Asif Khan, “High-power RF switching using III-nitride metal-oxide-semiconductor heterojunction capacitors”, IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS, VOL. 26, NO. 2, FEBRUARY 2005, pp56-58

Chapitre II : Choix du dispositif

II.1 Introduction

L'utilisation des MEMS dans le cadre des applications RF de commutation a tout d'abord été mise en évidence en 1971 par K. E. Petersen *et al.* [1] travaillant pour IBM. A ce moment, les structures étaient obtenues par usinage de volume dans des wafers de silicium. L'intérêt que revêtent aujourd'hui les microtechnologies dans les applications radiofréquences réside dans les multiples avantages en terme de coûts de fabrication, de consommation ainsi que de performances que possèdent les structures ainsi fabriquées. Les technologies évoluant, de nombreuses solutions sont explorées pour permettre l'optimisation de ces types de structures en vue de les intégrer dans l'industrie. Ainsi, il existe des dispositifs actionnés magnétiquement ou même thermiquement, le type d'actionnement le plus étudié étant sans nul doute l'électrostatique tant au niveau des réalisations qu'au niveau des caractérisations et des études théoriques. Cependant, ces dispositifs restent limités en terme de fonctionnement sous forte puissance. Des approches alternatives sont également développées et seront ainsi décrites par la suite.

II.2 Les dispositifs magnétiques

L'utilisation de l'actionnement magnétique pour la commutation de signal a été démontrée par H. Hosaka *et al.* [2-3] en 1993. Ces dispositifs disposaient de sources électromagnétiques extérieures contrairement au dispositif publié en 1994 par E. Hashimoto *et al.* [4-5] où il est nécessaire de chauffer la couche magnétique pour la démagnétiser localement et ainsi créer le moment magnétique nécessaire à l'actionnement. Le principal inconvénient alors était lié à l'utilisation d'éléments magnétiques extérieurs ce qui réduit les opportunités de la fabrication en série (Figure II-01).

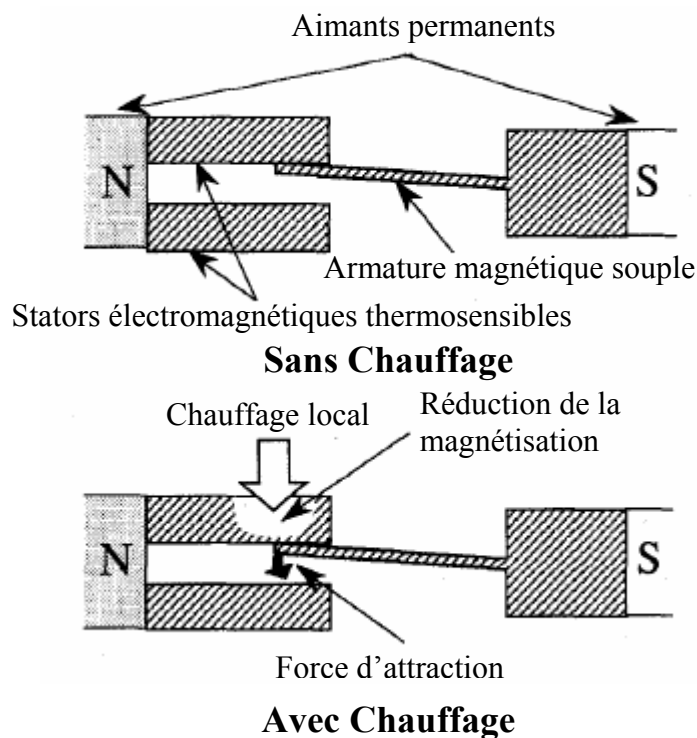


Figure II-01 : Description de l'actionnement du dispositif de E. Hashimoto *et al.* [4]

Depuis la mise au point de dépôts de permalloy, matériaux magnétique, en film mince, des dispositifs magnétiques complètement intégrés ont pu être mis au point notamment par W.P. Taylor *et al.* [6] en 1996 et se développent notamment grâce à leur capacité à générer des forces supérieures à la centaine de micro newtons nécessaires pour diminuer les résistances de contact dans des configuration de relais à contacts métalliques. Ainsi, William P. Taylor *et al.* [7-8] publient en 1998 un dispositif miniaturisé ne consommant plus que 33mW et réalisant un contact métallique de 50m Ω grâce à une force de 0.1mN (Figure II-02).

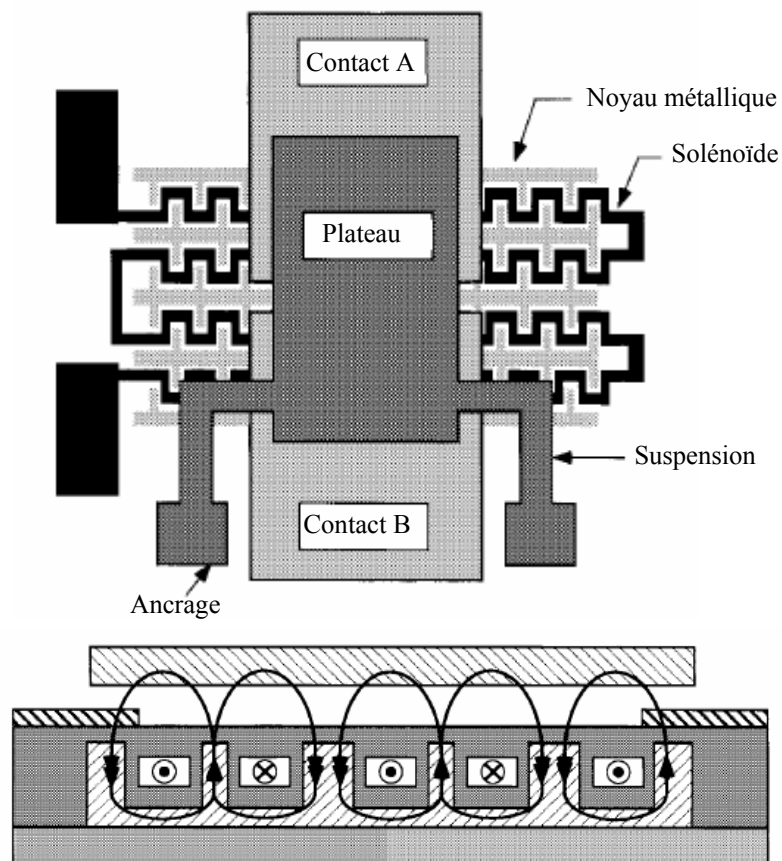


Figure II-02 : Dispositif de William P. Taylor *et al.* [7]
vue de dessus et topologie des flux magnétiques

Le principal inconvénient de ce type d'actionnement reste le temps de commutation, même pour des dispositifs optimisés tels que celui de M. Ruan *et al.* [9] dont les temps de commutation descendent en dessous de la milliseconde (0.1ms) grâce à un effet bistable. Cet effet est obtenu à l'aide d'un aimant permanent qui maintient le dispositif soit en position haute soit en mode de contact suivant l'état de magnétisation du permalloy constituant le cantilever. Une simple spire métallique suffit alors pour modifier l'orientation magnétique de l'actionneur et faire apparaître un moment magnétique. Dans ce cas, le dispositif est à faible consommation puisqu'il nécessite 60mA sous 5V seulement pendant les 0,2ms de l'impulsion d'actionnement (Figure II-03). Ce type de dispositif est cependant assez fiable puisqu'il n'y a pas de dégradation de la résistance de contact durant plus de $5 \cdot 10^6$ cycles sous $240\mu\text{A}$. Ce composant est d'ailleurs actuellement commercialisé par MagFusion [10].

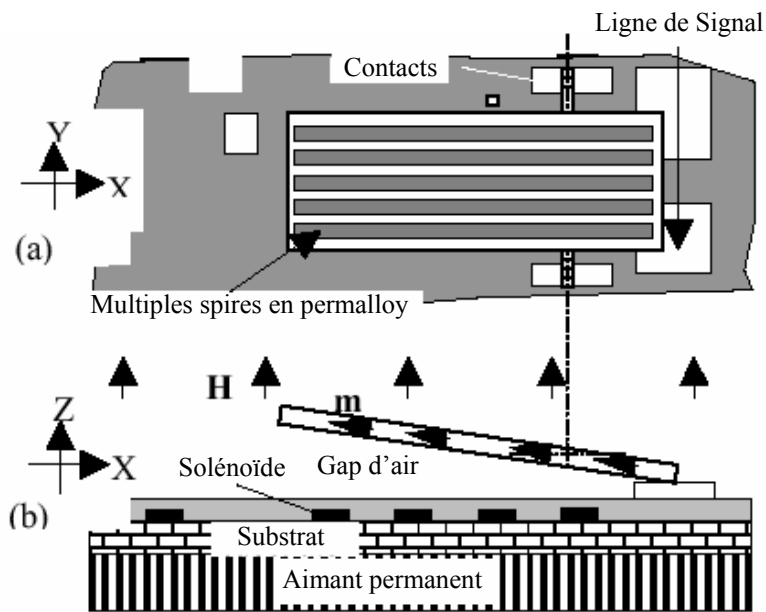


Figure II-03 : Dispositif de M. Ruan *et al.* [9] vue de dessus et vue en coupe

Enfin, une application hybride basée sur la force de Lorentz et un actionnement électrostatique est présenté en 2003 par J. De Natale *et al.* [11] du centre de recherche de Rockwell. Avec seulement 1V de tension d'actionnement, ce dispositif permet de conduire la partie mobile en contact avec la ligne et de l'actionner en sens inverse grâce à la force de Lorentz qui dépend du sens du courant dans la structure (Figure II-04). Le mode hybride, représenté physiquement par la présence de bancs capacitifs, permet d'appliquer une force de contact supérieure à $100\mu\text{N}$ pour 10V appliqués. Par ailleurs, la résistance de contact est de l'ordre de l'ohm et convient à des applications hyperfréquences. Le commutateur supporte 10^7 cycles en commutation chaude avec un courant de 10mA sans dégradations, ni de la fréquence de résonance, ni du contact électrique en silicium recouvert de tungstène.

Ce commutateur présente l'intérêt de ne pas souffrir de temps de réponse longs puisqu'il commute en $100\mu\text{s}$ et $20\mu\text{s}$ pour le retour, constituant ainsi la structure la plus rapide basée sur les phénomènes magnétiques.

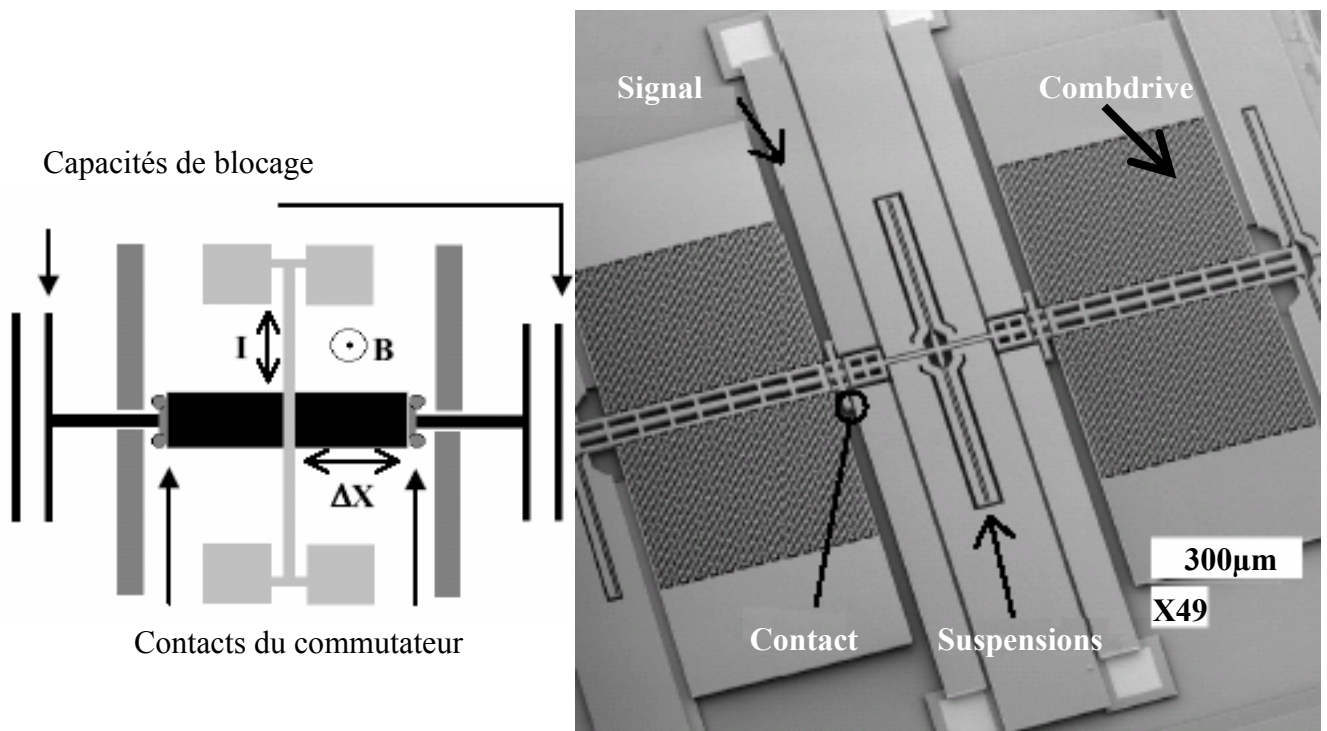


Figure II-04 : Schéma de principe et image MEB du commutateur à base de force de Lorentz.
J. De Natale *et al.* [11]

II.3 Les dispositifs thermiques

Une des premières applications du principe du bilame est la fabrication de thermocouple ou de détecteurs thermiques. Ainsi dès 1993, H. Baltes [11] décrit des structures en silicium polycristallin capables de se déformer

Ce type d'actionnement est connu pour ses performances en terme de force générée ce qui est très favorable pour la réalisation de microrelais nécessitant des contacts métalliques. En effet, plus la force exercée sur les surfaces en contact est forte (environ $100\mu\text{N}$) plus la résistance de contact diminue [13]. Par ailleurs, cela évite l'application de tensions élevées et donc les problèmes de charge dans les diélectriques de protection dans le cas de dispositifs capacitifs [14-15]. De plus, le déplacement est linéaire et donc moins destructeur pour les parties mobiles puisqu'elles s'écrasent sur le contact avec moins d'énergie cinétique.

On peut classer en deux catégories l'ensemble des dispositifs utilisant cet actionnement : les structures se déplaçant hors plan et celles se déplaçant dans le plan.

a) Déplacement hors plan

Dans ce cas, le principe de l'actionnement thermique repose sur l'exploitation des différences entre les coefficients de dilatations thermiques des matériaux. En effet, si on associe sur un élément mécanique tel qu'une poutre encadrée-libre ou bi-encadrée deux couches de matériaux dont les elongations lors d'un échauffement sont différentes, il en résultera l'apparition d'un moment mécanique entraînant la déflexion de la structure soumise à une variation de température (Figure II-05).

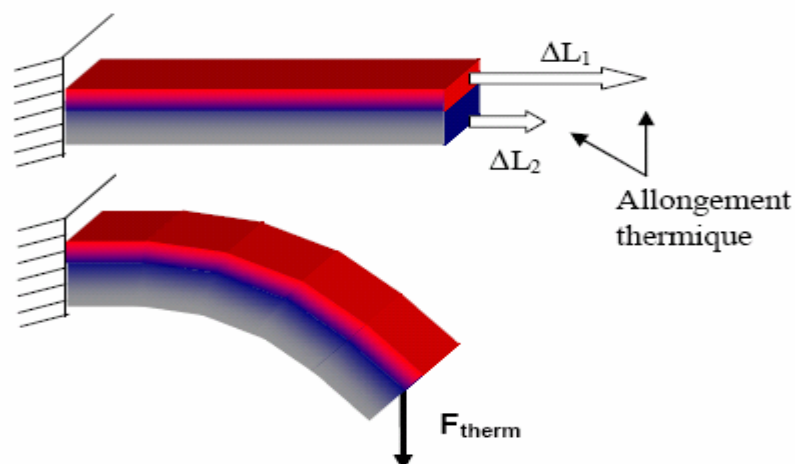


Figure II-05 : Schéma de principe de l'actionnement thermique d'un cantilever bilame

Dans le cas d'un déplacement hors plan, le micromécanisme va se déformer dans la direction perpendiculaire à la surface du substrat hôte. Suivant la topologie et les matériaux choisis, la déflexion initiale sera plus ou moins grande. Lors de l'actionnement, l'actionneur tend à se rapprocher du substrat pour venir court-circuiter une ligne de propagation par contact métallique. On peut ainsi obtenir de fortes déflexions propices à de bonnes performances en terme d'isolation, la force générée par l'actionneur crée de bons contacts et donc améliore la résistance série de la structure [16]. Celle-ci pose toutefois des problèmes de dérives dans le temps des propriétés mécaniques des systèmes dues à l'exposition des films minces à des élévations de température importantes. Par ailleurs, l'actionneur souffre d'une consommation importante, 8mW, en raison de la nécessité d'intégrer des éléments chauffants basés sur l'effet Joule.

Deux approches sont alors développées pour améliorer la consommation. La première consiste à rajouter un élément électrostatique qui permettra de verrouiller le dispositif une fois actionné en position basse. C'est la solution choisie à l'institut de technologie du New Jersey de par Shifang Zhou *et al.* [16] en 1997 (Figure II-06) mais également à l'IEMN par François Conseil en 2003 pour des applications militaires de MBDA [17]. Ces structures permettent de réduire la consommation de l'actionneur au seul état de transition grâce au maintien électrostatique du cantilever en contact avec la ligne à commuter. L'actionnement électrostatique ne nécessitant que l'application d'une tension, il ne consomme quasiment pas de puissance (quelques μW dus aux courants de fuite dans l'oxyde d'isolation). Le relâchement de la tension permet un retour à la position initiale grâce à la raideur de la structure qui agit comme un ressort de rappel.

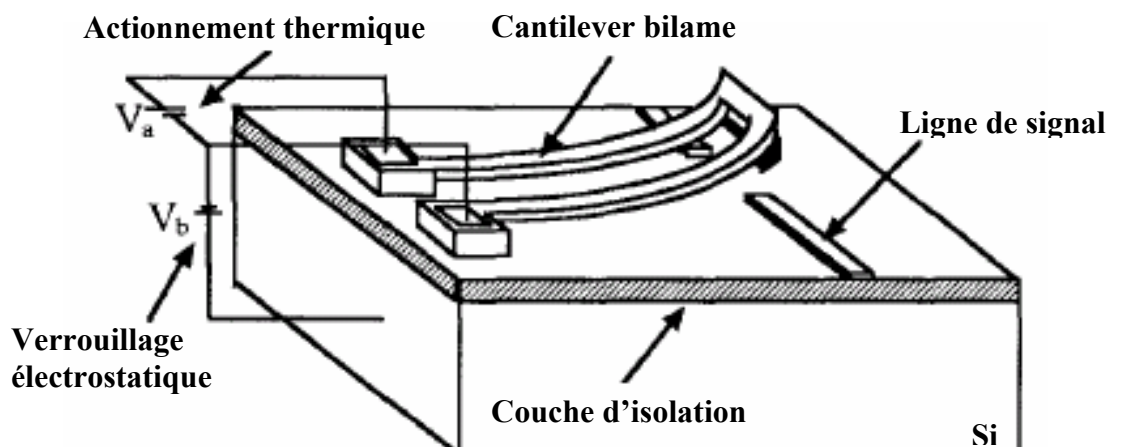


Figure II-06 : Schéma de principe du commutateur thermique à verrouillage électrostatique de Shifang Zhou *et al.* [16]

Une autre méthode est celle d'une topologie bistable. Dans ce cas, la structure possède deux états dits stables dont on passe de l'un à l'autre par échauffements successifs [18]. Ceci permet là encore de réduire la consommation au seul passage d'un état stable à un autre (Figure II-07).

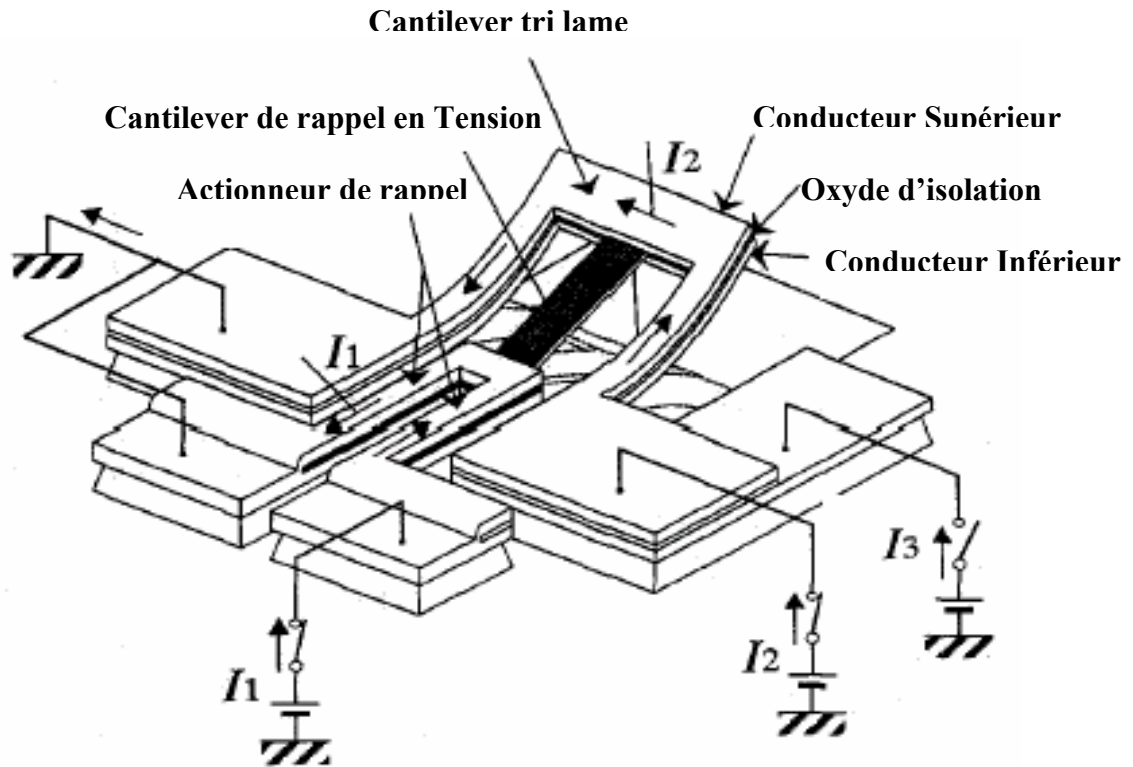


Figure II-07 : Schéma de principe du dispositif bistable de H. Matoba [18]

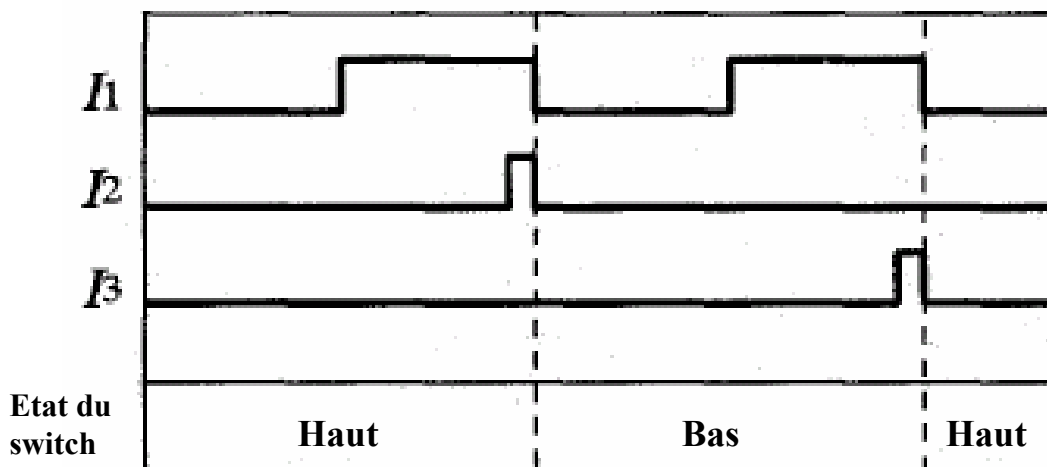


Figure II-08 : Etat du commutateur de H. Matoba [18] en fonction du temps suivant la commande appliquée

Après l'approche bistable, pour réduire la consommation, l'intégration hybride d'actionnement thermique et électrostatique est explorée par le LETI [19] avec la structure bi-encadrée (Figure II-09). La structure est tout d'abord déformée thermiquement avant d'être verrouillée électrostatiquement, permettant de limiter la consommation de l'actionneur thermique à la seule transition d'état. La commutation s'effectue en moins de 300 μ s pour une tension d'actionnement primaire de moins de 3V et de verrouillage de 15V. Le relais est caractérisé par des pertes par insertion de 0,3dB jusqu'à 2GHz et une isolation de 50dB. On notera les bonnes performances en fiabilité puisqu'il n'y a pas de dégradation significative avant 10⁹ cycles en commutation froide, c'est-à-dire que le signal RF est coupé avant le changement d'état. Le commutateur est également capable de soutenir un signal de 8W.

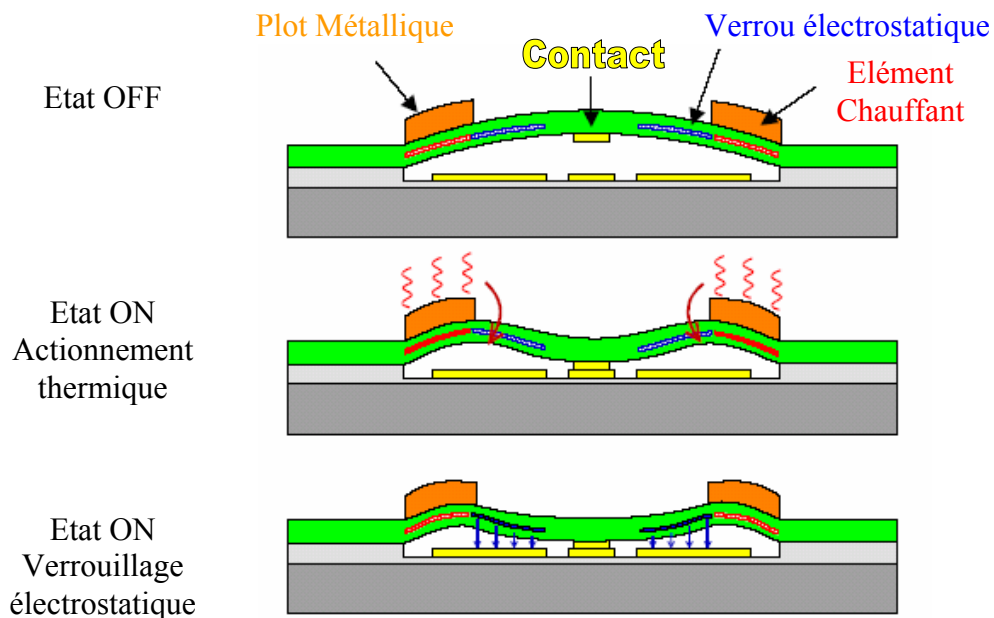


Figure II-09 : Schéma de principe du commutateur hybride du LETI [19]

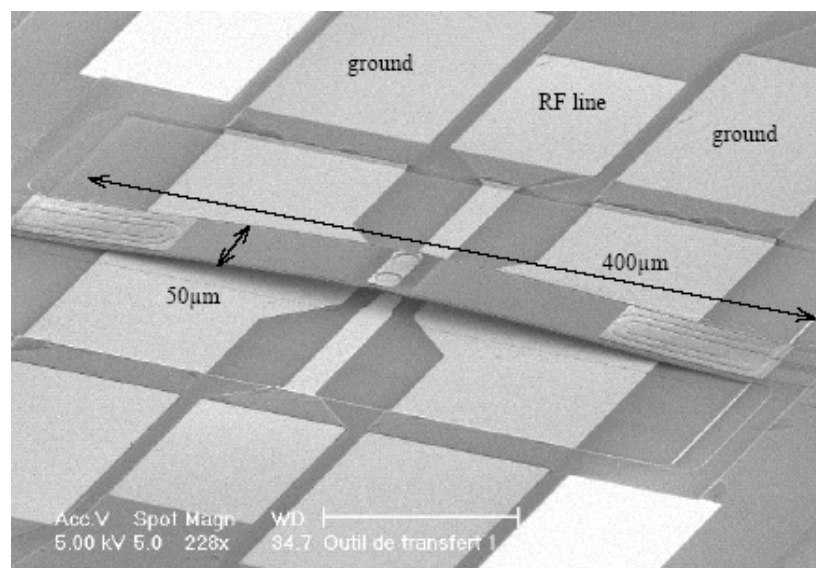


Figure II-10 : Image MEB de la technologie développée au LETI [19]

b) Déplacement dans le plan

Dans ce cas, on utilise un usinage de surface ou de volume pour pré-former l'actionneur dans le plan du substrat [20-22]. Une fois l'excitation thermique générée par effet Joule à travers la structure, le matériau structurel se déforme dans le sens de la pré-formation et pousse un plot métallique effectuant le contact avec la ligne de signal, réalisant ainsi la commutation. On notera que ce type de structure requiert l'isolation du contact de la partie actionneur par un diélectrique (Figure II-11).

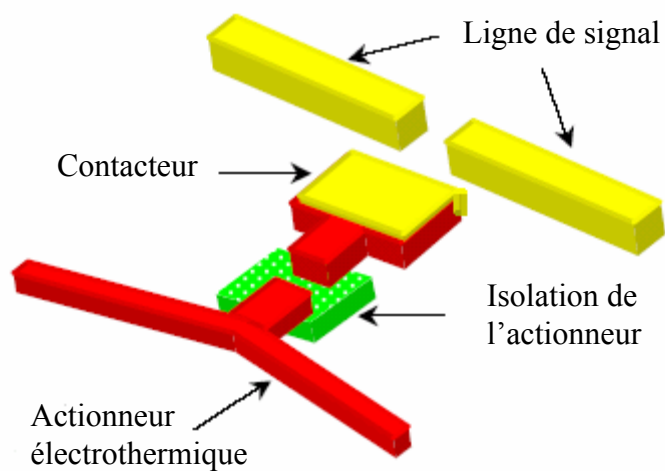


Figure II-11 : Schéma de l'actionneur électrothermique plan de Y. Wang *et al.* [20] de Berkeley

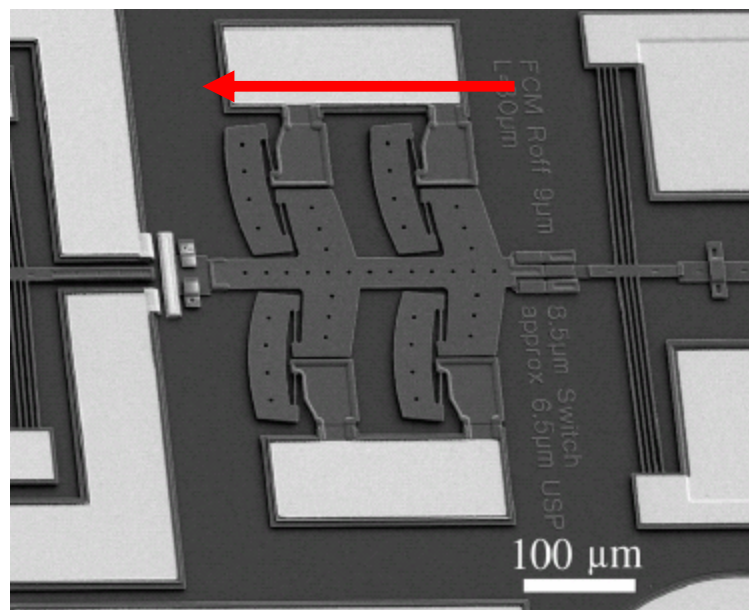


Figure II-12 : Image MEB de la structure de D. Masters *et al.* [22] de l'univ. de Provo

II.4 Les dispositifs piézoélectriques

L'utilisation d'un actionnement piézoélectrique dans les commutateurs radiofréquences s'apparente en terme de fonctionnement à un dispositif thermique. En effet, sous l'effet d'une stimulation électrique, un cristal piézoélectrique se déforme anisotropiquement [23]. Il permet alors, s'il constitue une couche d'un bilame, de générer un moment mécanique déformant la structure. Par ailleurs, ce mécanisme possède un meilleur rendement que l'actionnement thermique puisque l'énergie électrique est directement convertie en énergie mécanique sans passer par un intermédiaire thermique. Il est également possible d'atteindre des fréquences de commutation plus élevées que pour les autres types d'actionnement.

Ce type de transducteur n'est pourtant que peu développé jusqu'à présent. LG Electronics développe bien un dispositif à capacité variable [24] dont le gap de commande, de $3\mu\text{m}$ environ, est déterminé par l'étape de report du dispositif sur le substrat comportant les guides d'ondes. Pour l'instant les performances de ce dispositif développé en 2001 par Jae Y. Park offrent un facteur de qualité, défini au chapitre III, de 210 à 1GHz mais se dégrade rapidement en haute fréquence.

Marconi Caswell Ltd développe également une application hyperfréquence [25] basée sur un mode de contact métallique (Figure II-13). On remarquera que le gap de commande est d'environ $100\mu\text{m}$, déterminé par l'étape d'assemblage dite « Flip-Chip » qui consiste à faire fondre un métal pour assembler deux substrats (Voir chapitre V-4). La coupure des deux lignes sur $2\mu\text{m}$ génère une isolation de 25dB à 50GHz et l'entrefer de $100\mu\text{m}$ permet une bonne protection contre les chocs. Une tension de 5 à 6 volts est nécessaire pour générer le contact ce qui est peu comparable à la centaine de volt qu'il faudrait pour un actionnement électrostatique de la même structure. Le principal inconvénient de ce type de transduction est le matériau lui-même, peu répandu dans les fonderies microélectroniques. C'est ce qui freine principalement l'essor de cette filière.

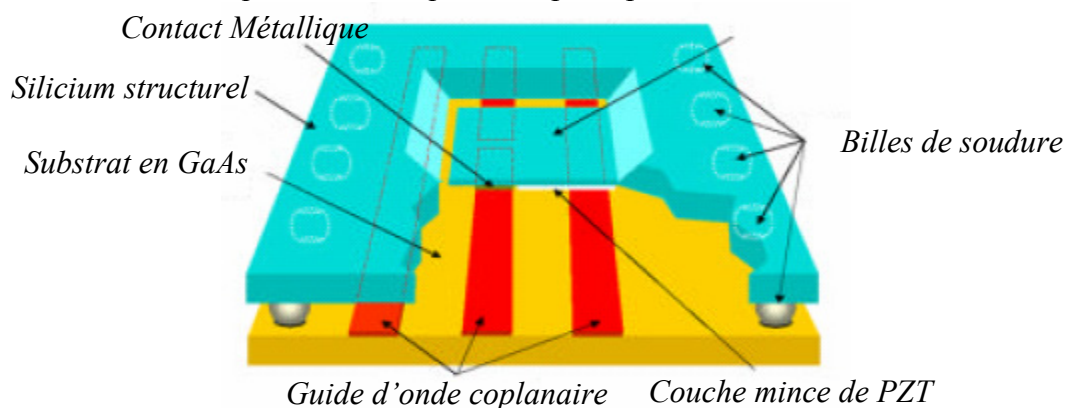


Figure II-13 : Schéma du relais micromécanique de Marconi Caswell Ltd [25] 19

II.5 Les dispositifs électrostatiques

Les commutateurs basés sur un actionnement dit électrostatique sont les dispositifs radiofréquences les plus étudiés jusqu'à présent. En effet, depuis la démonstration de la faisabilité en 1979 par K. E. Petersen *et al.* [1] et la première application spécifiquement dédiée à la commutation de signaux hyperfréquences en 1994 par Larry Larson, le domaine suscite l'engouement tant au niveau des laboratoires publics que des centres de recherche et développement industriels.

L'attrait de ce type de structure s'explique par la simplicité de son principe de fonctionnement. En effet, il suffit de créer une capacité dont l'une des électrodes serait mobile. Les charges qui s'accumulent aux bornes des électrodes impliquent l'apparition d'une force d'attraction entre la partie mobile et l'électrode fixe, la structure mécanique agissant comme un ressort s'opposant au déplacement de l'actionneur. On obtient ainsi un actionnement non linéaire dont les temps de réponses sont parmi les plus rapides puisqu'il est possible de descendre en dessous de la microseconde.

Il est toutefois nécessaire de classer ces microactionneurs électrostatiques suivant que le mode de commutation est capacitif, c'est-à-dire qu'il vient charger la ligne de propagation du signal hyperfréquence par une capacité plus ou moins grande (principalement utilisés dans les déphaseurs) ou ohmique en établissant un contact métallique direct. Pour chacun de ces deux modes de commutation, il est possible de réaliser un composant série ou parallèle.

II.5.1 Les dispositifs capacitifs

Le commutateur dont la topologie est la plus simple et qui peut représenter la base de ce type de structures est développé par Raytheon [26-27], il consiste en une membrane carré suspendue au dessus d'un guide d'onde coplanaire protégé par un diélectrique, typiquement du nitrure de silicium (Figure II-14). Le matériau structurel est ici de l'aluminium et la couche sacrificielle est composée de polyimide, un polymère photosensible qui est ensuite enlevé par gravure sèche. Ce dispositif possède la technologie la plus mature puisqu'elle est intégrée dans des applications en bande X et K pour des déphaseurs [28], des filtres accordables et des bancs de capacités commutées [29] soit plus généralement dans des réseaux commutés. Ce dispositif est actionné pour des tensions comprises entre 30 et 50 volts et offre 10 et 30 dB d'isolation à 10GHz et 30GHz respectivement. On notera un rapport de capacités $Con/Coff$ entre 80 et 120 suivant l'entrefer de commande.

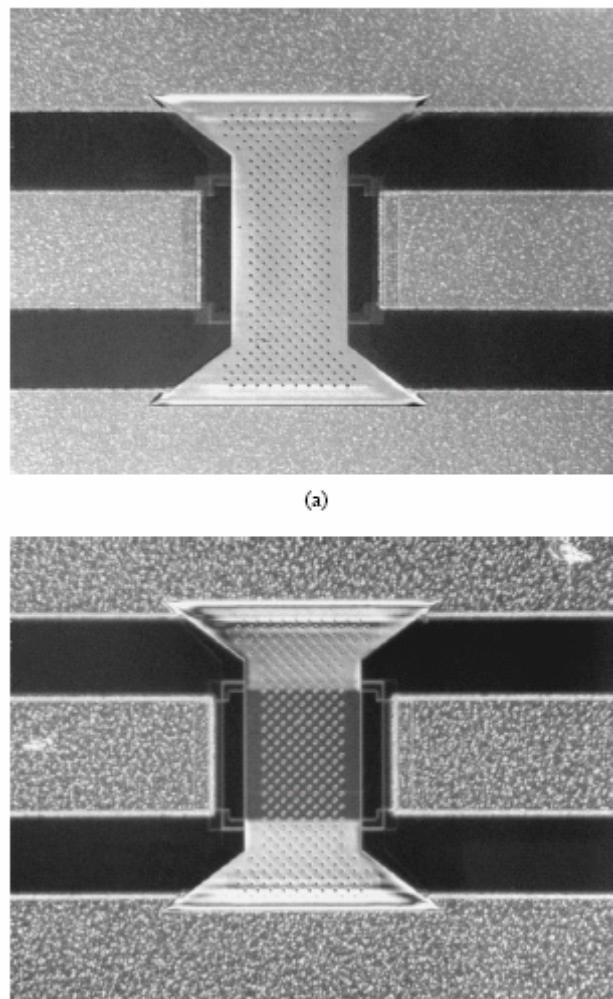


Figure II-14 : Image MEB de l'interrupteur de Raytheon [27]
(a) en position passante et (b) en position commutée

De ce concept simple dérivent ensuite de nombreuses architectures optimisant les performances. Ainsi, pour obtenir des tensions d'actionnement plus faibles, S. Pacheco *et al.* [30] de l'université du Michigan propose l'adaptation de ressorts à la place d'un simple pont rectangulaire (Figure II-15). Il est ainsi possible de jouer sur la raideur de la structure pour atteindre des tensions d'actionnement comprises entre 6 et 20 volts pour des gap compris entre 4 et 5 μm . Dans ce cas, l'isolation diminue légèrement puisqu'elle est de 25dB à 30GHz. Ceci est dû à un effet selfique induit par la topologie en spirale des ressorts du pont. En effet, on peut atteindre 6pH dans ces topologies contre 0,2pH dans le cas de structures plus simples.

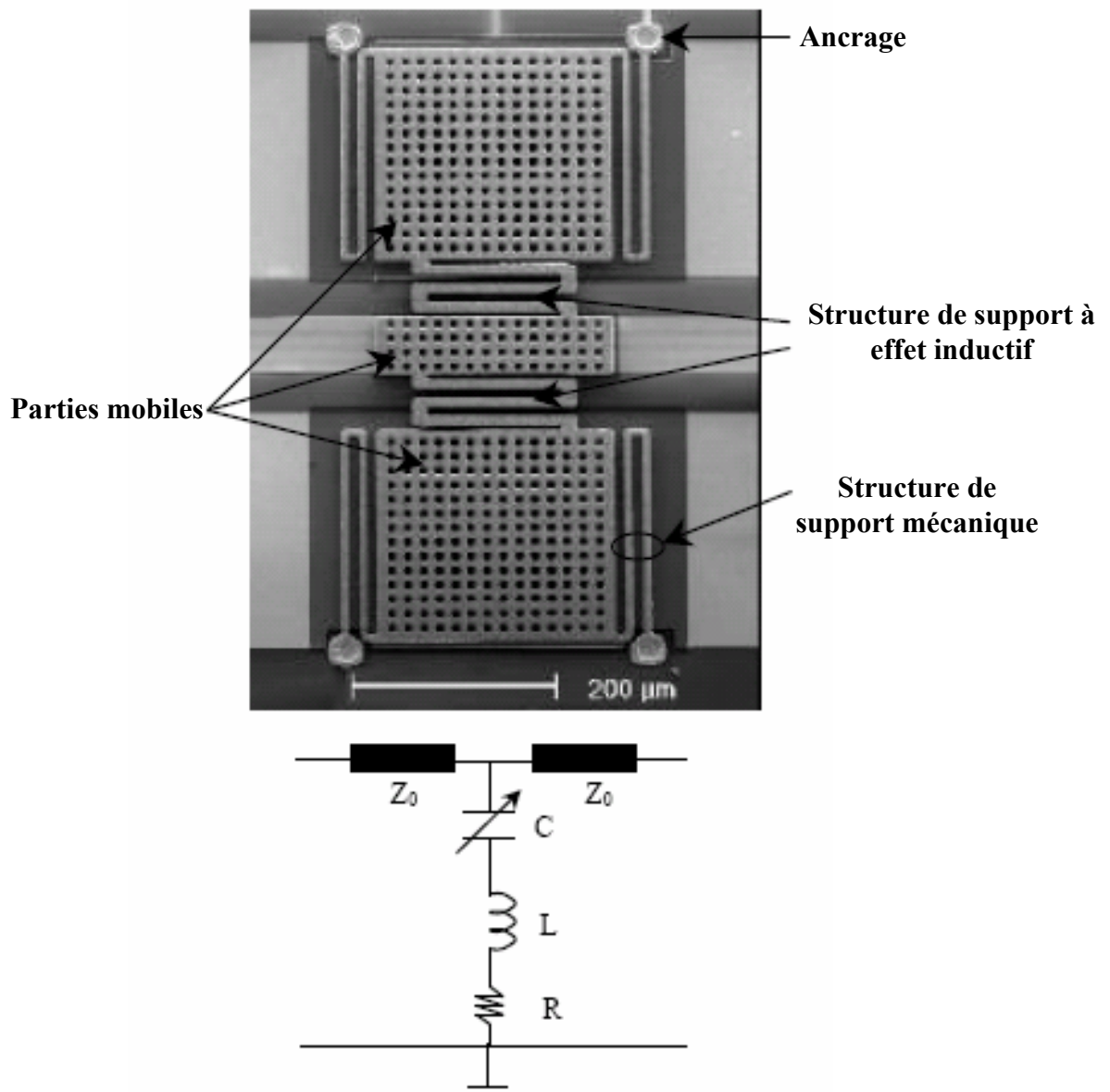


Figure II-15 : Image MEB du commutateur de S. Pacheco *et al.* [30] et schéma équivalent de ce dispositif

La structure est également actionnée par des électrodes situées sur les plans de masse et non par le conducteur central de la CPW. Ceci permet d'éviter des problèmes d'hystérésis dans l'actionnement et d'obtenir une isolation entre le signal RF et le signal de commande. Ce concept est également retenu dans des projets européens comme ARRESAT avec des structures à quatre piliers réalisées par Michel Fryziel *et al.* [31] de l'IEMN à Lille (Figure II-16).

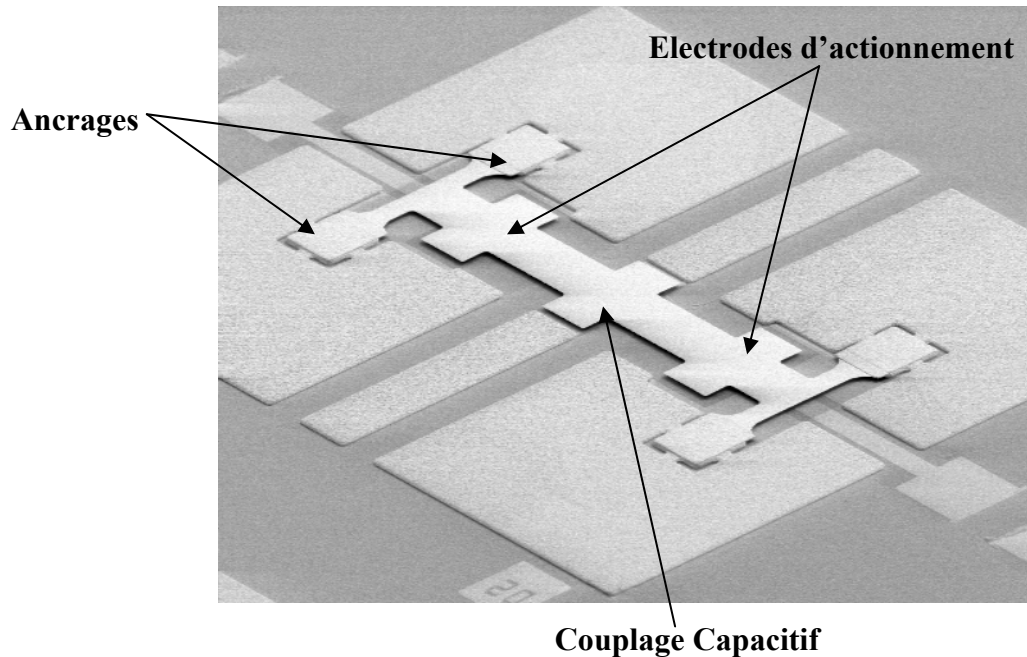


Figure II-16 : Image MEB du commutateur de M. Fryziel *et al.* [31]

Après des considérations topologiques, la technologie peut également apporter des solutions d'optimisation. En effet, dans le design d'un interrupteur radiofréquence capacitif, le diélectrique est très important pour créer un rapport $Con/Coff$ le plus élevé possible. De plus, des considérations de fiabilité sont à prendre en compte. En effet, lors des commutations, un effet de piégeage de charges apparaît au niveau des diélectriques de protection. Ceci a pour effet de modifier les tensions d'actionnement en abaissant la tension d'effondrement et de décollement. Cela pouvant entraîner, dans le cas de structures très souples, de l'auto actionnement et du collage. L'idée est donc de remplacer le nitrure traditionnellement utilisé par d'autres diélectriques tel que du $SrTiO_3$ utilisé par Jae Y. Park *et al.* [32] de LG Corporate. Ce matériau est connu pour ses propriétés piézo-électriques mais aussi pour sa constante diélectrique de plus de 130 et allant jusqu'à 250 suivant les conditions de dépôt. On notera également l'émergence de nouveaux types de dépôt de nitrure très basse température par des plasma densifiés par induction (ICP) [33] dont le principe sera développé au chapitre V.

Un problème courant, la non planéité des membranes, effet mis en évidence par Kenichiro Suzuki *et al.* [34] des laboratoires de recherche et développement de NEC, est très néfaste aux bonnes caractéristiques hyperfréquence des structures capacitives. En effet, s'il reste, une fois commuté, un espace d'air entre le diélectrique et la membrane métallique du commutateur, la capacité à l'état bas, C_{off} est dramatiquement basse ce qui entraîne un moins bon couplage et de plus faibles isolations à l'état *off*.

De là, Jae Y. Park *et al.* [35] proposent de déposer une électrode statique sur le diélectrique. De cette manière, la membrane une fois actionnée réalise un contact électrique avec cette électrode qui forme alors la capacité C_{off} , parfaitement définie puisqu'elle suit exactement la topologie de la ligne (Figure II-17).

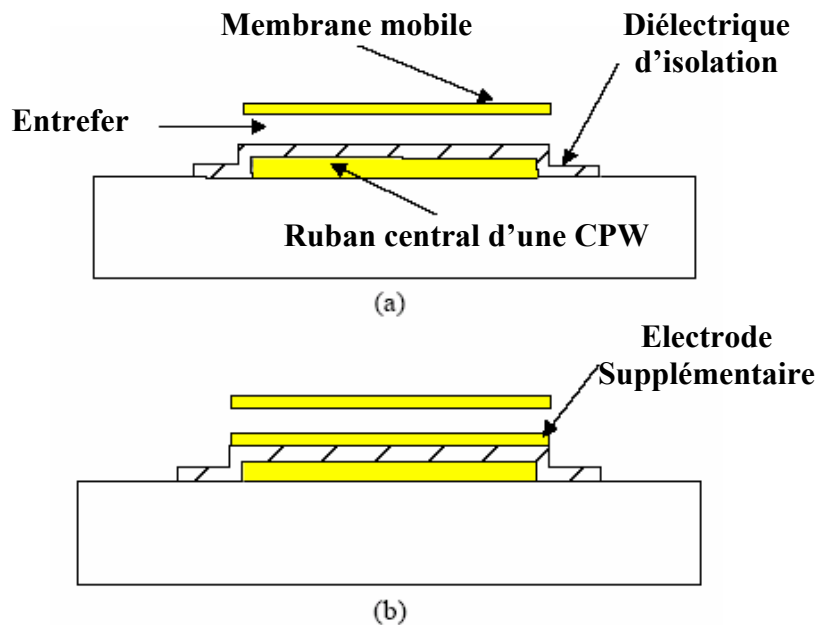


Figure II-17 : Schéma de principe de la structure de Jae Y. Park *et al.* [35].
 a) montre la structure classique d'un commutateur capacitif et
 b) illustre l'amélioration de Jae Y. Park.

De plus, la dernière optimisation de ce type de topologie vient de Marcus Ulm *et al.* [36] de Robert Bosch GmbH. Cette amélioration se place au niveau de l'actionnement en lui-même. En effet, le principal dysfonctionnement des commutateurs capacitifs est la charge des diélectriques entraînant le collage électrostatique sinon la dérive de la tension d'effondrement électrostatique. Partant ainsi d'une structure simple similaire à celle développée par Raytheon (Figure II-18), lors d'un fonctionnement dynamique, l'idée est de remplacer le signal strictement positif par un signal de signe variable. Il est ainsi possible de décharger la couche isolante voir même éviter le piégeage de charge à partir de fréquence d'actionnement dépendant du matériau utilisé comme protection [37].

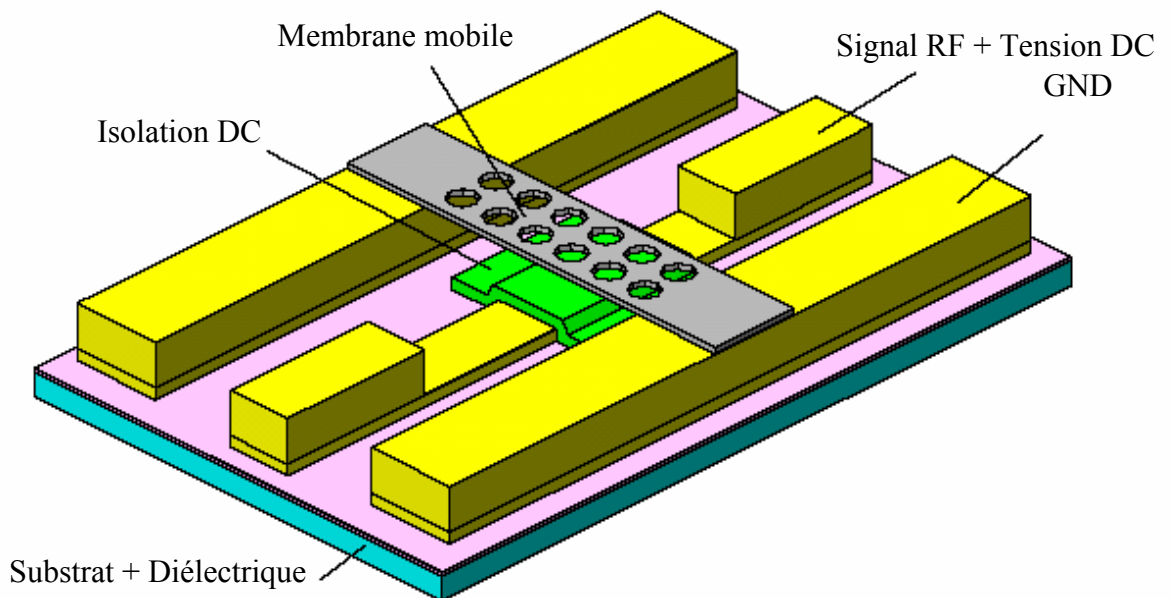


Figure II-18 : Schéma de principe de la structure développée par Robert Bosch GmbH [36].

Toutes ces technologies nécessitent des étapes de planarisations sans lesquelles la membrane du pont épouserait le relief des lignes et électrodes en dessous. Ces étapes consistent à déposer des couches de polymères puis à les traiter par plasmas successifs pour atténuer les dénivelés. Une solution plus simple vient de Hung-Pin Chang *et al* [38] de l'université de Californie et consiste à faire un moule en PDMS que l'on vient presser lors du dépôt de la couche sacrificielle en dessous de la structure suspendue (Figure II-19). Il ne reste alors plus qu'à retirer le film souple de PDMS mécaniquement et faire un traitement plasma pour enlever la fine couche résiduelle présente sur les contacts des ancrages du pont.

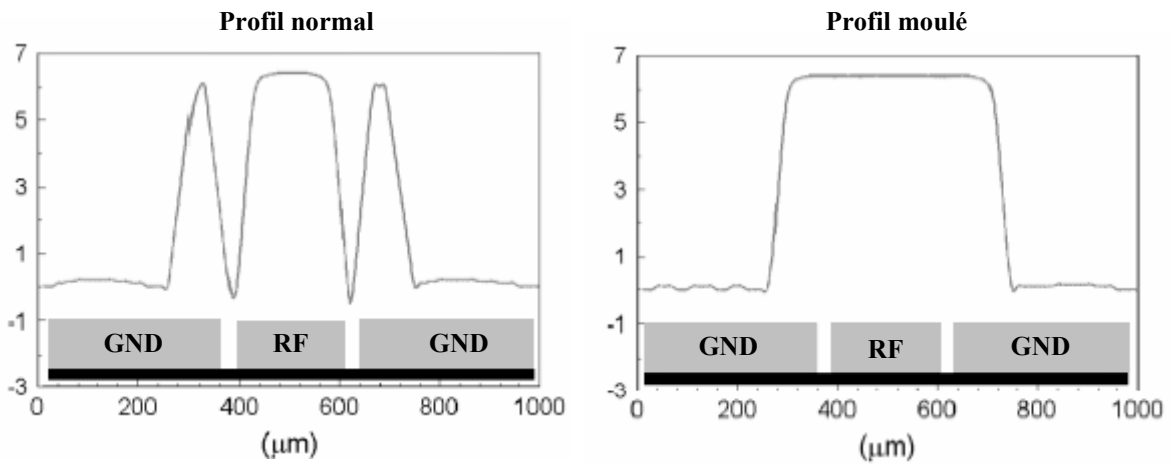


Figure II-19 : Comparaison du profile d'un polymère déposé sur une CPW de façon classique à droite et après application du mole en PDMS à gauche [38]

On notera enfin l'utilisation de matériaux supraconducteurs tel que le $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ par Yazan S. Hijazi et al. [39-40] de l'université internationale de Floride à Miami qui permet d'abaisser à 0,02dB les pertes d'insertion à 2GHz sur substrat LaAlO_3 . Les guides d'ondes sont structurés en supraconducteur à l'aide d'un dépôt par ablation laser et formé par photolithographie utilisant le polymère photosensible comme couche sacrificielle. Cette technique permet également de déposer le diélectrique de protection nécessaire au fonctionnement capacitif du commutateur. La structure mobile est elle constituée d'or.

II.5.2 Les dispositifs Ohmiques

Une autre méthode permettant de commuter un signal est de contacter directement des surfaces métalliques, c'est le mode ohmique. Il existe dans ce cas des dispositifs à actionnement vertical c'est-à-dire hors plan ainsi que horizontal dans des configurations série ou parallèle.

II.5.2.1 Déplacement hors plan

a) Intégration en série

La configuration série implique un dispositif normalement ouvert, où les lignes de propagation sont coupées au repos. L'actionnement du dispositif vient fermer le contact électrique pour permettre la propagation d'un signal DC ou RF. On retrouve ainsi le silicium poly cristallin en matériau structurel permettant d'obtenir des structures rigides et donc moins sensibles au collage (stiction) [41-43] ainsi qu'une intégration facile en *Front-End* dans les filières CMOS. Ces applications restent dans le domaine DC. En effet, les contacts restant très résistifs, ils seraient très pénalisant pour d'éventuelles propagations d'ondes hyperfréquences. Plus récemment, pour des applications en *Back End*, des métaux tel que l'aluminium de l'université d'Illinois [44], l'or à l'IRCOM [45], le cuivre à Delphi Int. [46] ou le Nickel à l'université de Cleveland [47] sont utilisés et permettent la montée en fréquence.

On retrouve alors différentes structures simples. Les structures en cantilever restent les plus faciles à implémenter en microtechnologies. On retrouve ainsi une structure classique avec l'électrode d'actionnement entre les deux lignes de signal [48].

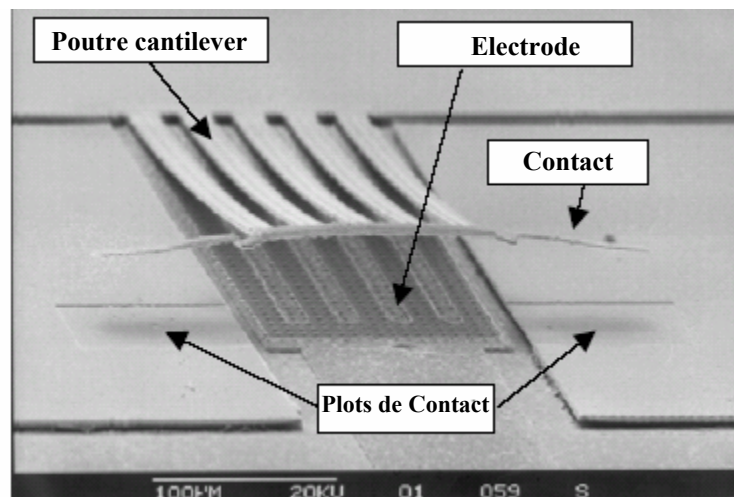


Figure II-20: Image MEB du relais de Robert Sattler *et al.* [48] de l'université Science et Technologies de Munich (2001) 27

De telles structures sont dédiées à des applications basses fréquences, les électrodes pouvant jouer un rôle non négligeable dans la perturbation d'un signal par couplage capacitif. De fait, une déportation des électrodes d'actionnement est envisagée par J Jason Yao *et al.* [49] du Rockwell Science Center en aménageant des dégagements dans les plans de masse (Figure II-21) ce qui permet de délocaliser ces éléments perturbateurs.

Le commutateur intègre également des contacts ponctuels dit « dimple », identiques aux réalisations de RadantMEMS [50], qui lui permettent d'obtenir une résistance série inférieure à l'ohm limitant les pertes par insertion à 40GHz de l'ordre de 0,2dB. L'isolation est quant à elle de 25dB à cette même fréquence. On notera que ce dispositif est actionné sous 60V et commute en 10µs environ tout en supportant 23dBm de puissance hyperfréquence et un courant continu de 200mA pendant 60 milliards de cycles. Il est d'ailleurs intégré dans un projet de satellites de quelques kilogrammes et nommés picosatellites.

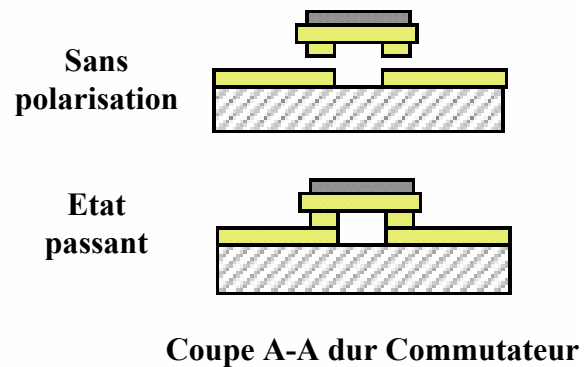
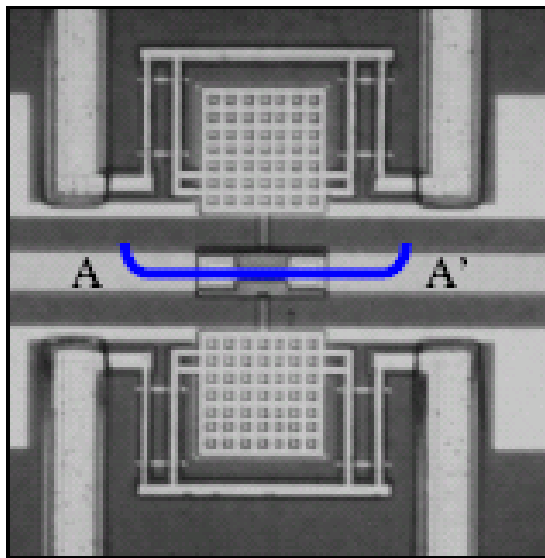


Figure II-21 Image MEB du dispositif commutateur du Rockwell Science Center [49] avec des plans de masse dégagés pour permettre l'implantation des électrodes d'actionnement.

Le choix des dégagements de masses peut être évité. Pour minimiser l'influence des lignes de polarisation, Bernd Schauwecker *et al.* [51] de DaimlerCrisler AG intègrent des métallisations à haute résistivité en WSi_2N_4 pour limiter les courants de fuite. On a ainsi une structure fonctionnant en torsion avec un mode push-pull (Figure II-22). La structure nécessite 30V pour établir le contact et 35V pour la réouverture de celui-ci. Il n'offre que 20dB à 27GHz d'isolation ainsi que 0,2dB de pertes d'insertion à cette même fréquence.

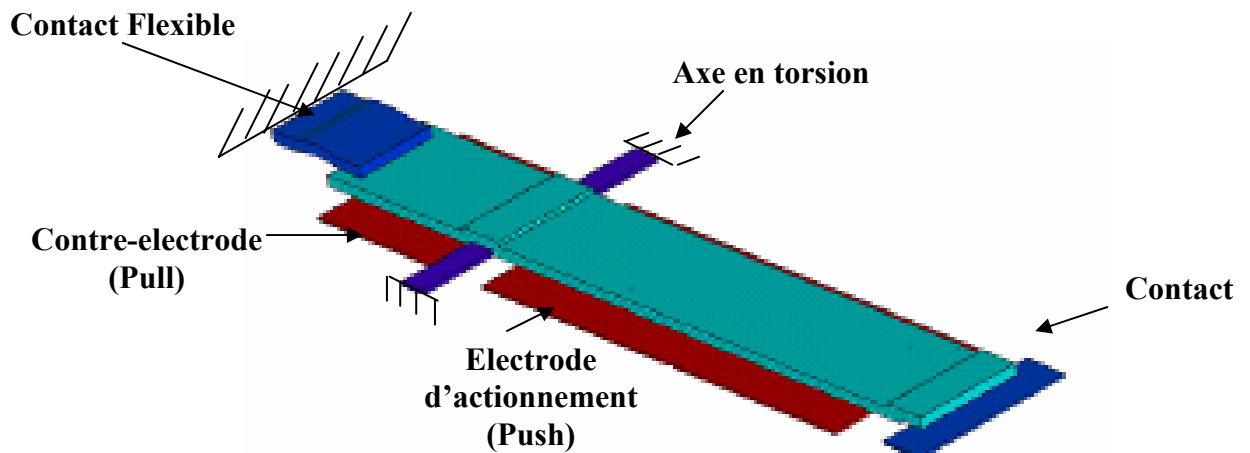


Figure II-22 : Schéma de principe de la structure de Bernd Schauwecker *et al.* [51] d'un commutateur push-pull en torsion.

Par ailleurs, le dispositif à forte déflexion initiale de Sean Duffy *et al.* [52] du MIT à Lexington permet d'atteindre de fortes isolations avec plus de 30dB d'isolation à 20GHz et des pertes d'insertion de l'ordre de 0,2dB jusqu'à 40GHz pour une résistance DC de l'ordre de l'ohm (Figure II-23). Une forte dissymétrie entre le temps de fermeture du commutateur, de l'ordre de $3\mu s$ et celui de sa réouverture au-delà de $20\mu s$ s'explique par la faible raideur de la structure et donc par une force de rappel largement moins importante que la force électrostatique nécessaire à l'actionnement.

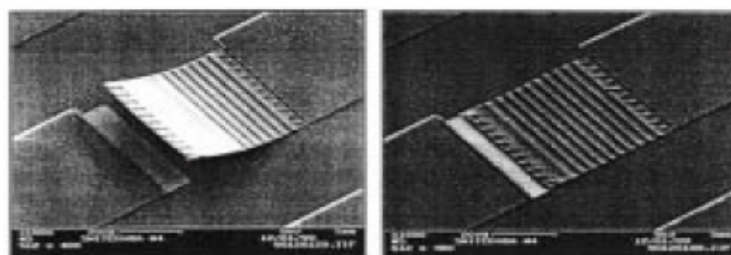


Figure II-23 Image MEB du relais série du MIT [52] au repos à gauche et sous polarisation à droite.

Sur une architecture différente, en utilisant une torsion et non une flexion des suspensions de la membrane, le dispositif de Dooyoung Hah *et al.* [53] permet de commuter une ligne basée sur une topologie microruban. Une électrode permet d'actionner la structure en générant un moment en torsion dans les bras de suspensions. Une fois le contact établi, le levier permet l'écrasement du contact garantissant une force plus importante. Une contre électrode permet, lors du retour à la position initiale du commutateur, de limiter les effets de stiction et d'accroître la vitesse de commutation de l'état bas à l'état haut. On obtient ainsi une structure dite de « push-pull » dont la tension d'actionnement est de 6-27V en mode push et 5-25V en mode pull. Le choix du microruban pour guide d'onde impose un substrat à faibles pertes tel que le GaAs. On obtient alors des pertes d'insertion de 2dB dues à la forte résistance de contact de 11Ω et une isolation de 17dB et 27dB à 4GHz respectivement dans les cas « sans tension d'actionnement » et en « mode pull », où la structure se surélève. Le faible gap initial de $1\mu\text{m}$ entre le contact et la ligne explique le niveau de couplage au repos de l'actionneur. De plus la géométrie de ce dispositif ne permet pas la génération de fortes forces de contact ce qui est préjudiciable à la résistance de contact à l'état bas.

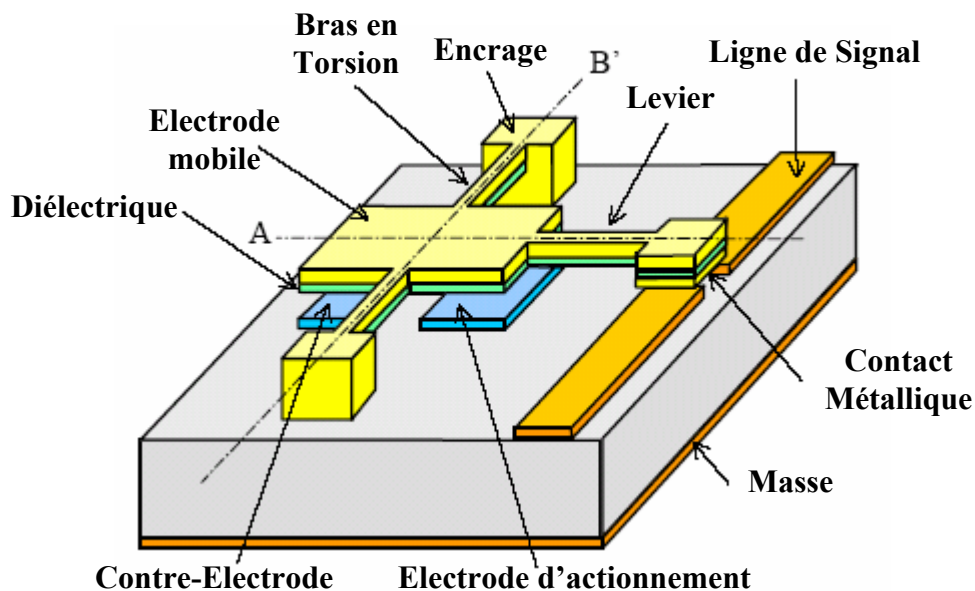


Figure II-24 : Schéma de principe de la structure de Dooyoung Hah *et al.* [53].

Dans le cas de commutateurs ohmiques, la configuration série à base de structures bi encastrées est délicate à mettre en œuvre puisqu'il faut isoler électriquement les parties d'actionnement et fonctionnelles réalisant la commutation. On retrouve alors des matériaux diélectriques constituant la membrane supportant le contact. Ainsi, Jae H. Park *et al.* [54] de l'université de Séoul démontrent un actionneur à membrane en nitrure de silicium réalisant un contact au niveau du conducteur central d'une CPW (Figure II-25).

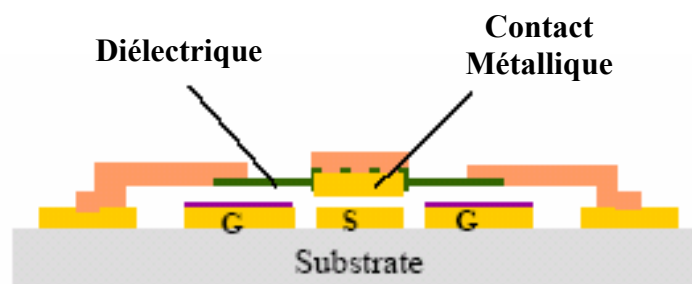


Figure II-25 : Schéma de principe de la structure de commutateur parallèle de Jae H. Park *et al.* [54].

Il obtient alors, pour une tension d'actionnement de 3V, une isolation de 43dB et des pertes d'insertions de 0,09dB à 2GHz. Le principal problème étant la réalisation d'un bon contact électrique, c'est-à-dire de garantir une force de contact de plus de 100 μ N, une amélioration est proposée par Guan-Leng Tan et Gabriel Rebeiz [55] en implémentant, dans le cas d'une structure montée dans le sens de la ligne de propagation et court-circuitant une structure dite « dimple », c'est-à-dire un contact non plan mais en forme de pointe (Figure II-26).

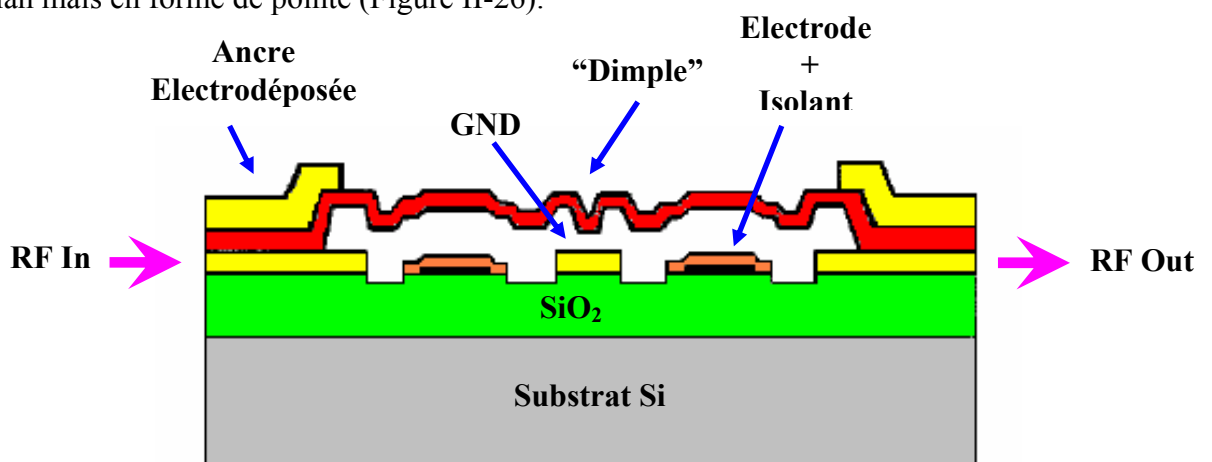


Figure II-26 : Schéma de principe de la structure de commutateur parallèle Guan-Leng Tan *et al.* [55].

Une autre approche, plus élaborée, est proposée par Shyh-Chiang Shen *et al.* [56] de l'université de l'Illinois. L'idée est de séparer l'actionnement électrostatique de la commutation par un système d'électrodes et de contre-électrodes associées à un système de glissière (Figure II-27). Dans ce cas, le procédé de fabrication nécessite deux couches sacrificielles composées de polyimide qui seront gravées à la fin à l'aide d'un plasma ce qui garantit une libération sans effet de collage. Ce procédé permet alors de s'affranchir des contraintes des matériaux puisque la partie mobile est en fait non encastrée, la polarisation s'effectuant par friction avec un guide métallique. On obtient alors des tensions d'actionnement entre 14 et 17 volts. Le dispositif étant compatible pour des technologies MMIC, le substrat en arséniure de gallium ainsi que le gap permettent de limiter les pertes d'insertion à 0,25dB à 25GHz et à 0,5dB à 40GHz. L'isolation quant à elle est supérieure à 27dB dans la bande 0,25-40GHz.

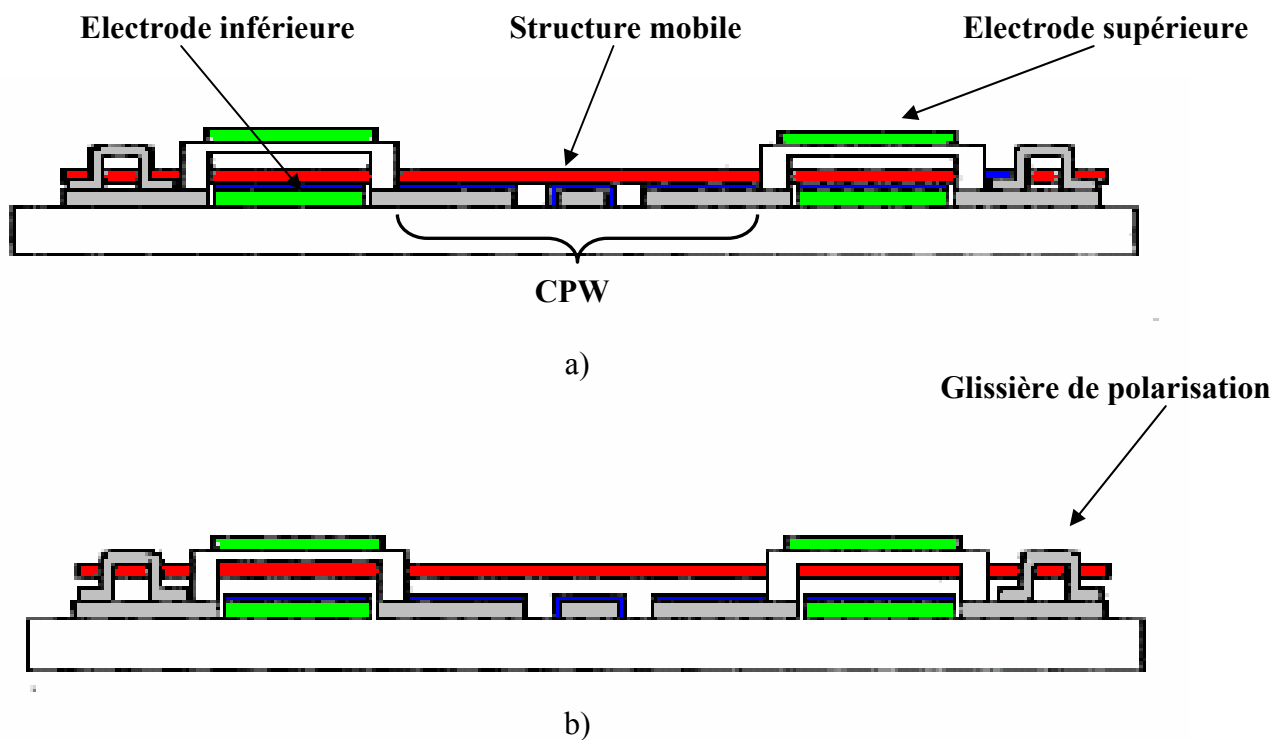


Figure II-27 : Schéma de principe de la structure de Shyh-Chiang Shen *et al.* [56].

- a) Commutateur à l'état *on*
- b) Commutateur à l'état *off*

Du côté européen, M.A. Grétilat *et al.* [57] de l'université de Neuchâtel en Suisse développe un commutateur utilisant un contact en Nickel supporté par un pont diélectrique en nitrure de silicium et en silicium poly cristallin, ce dernier permettant son actionnement. L'intérêt du nickel est de fiabiliser la fatigue du contact métal-métal de la structure et ainsi d'augmenter la durée de vie du composant (Figure II-28).

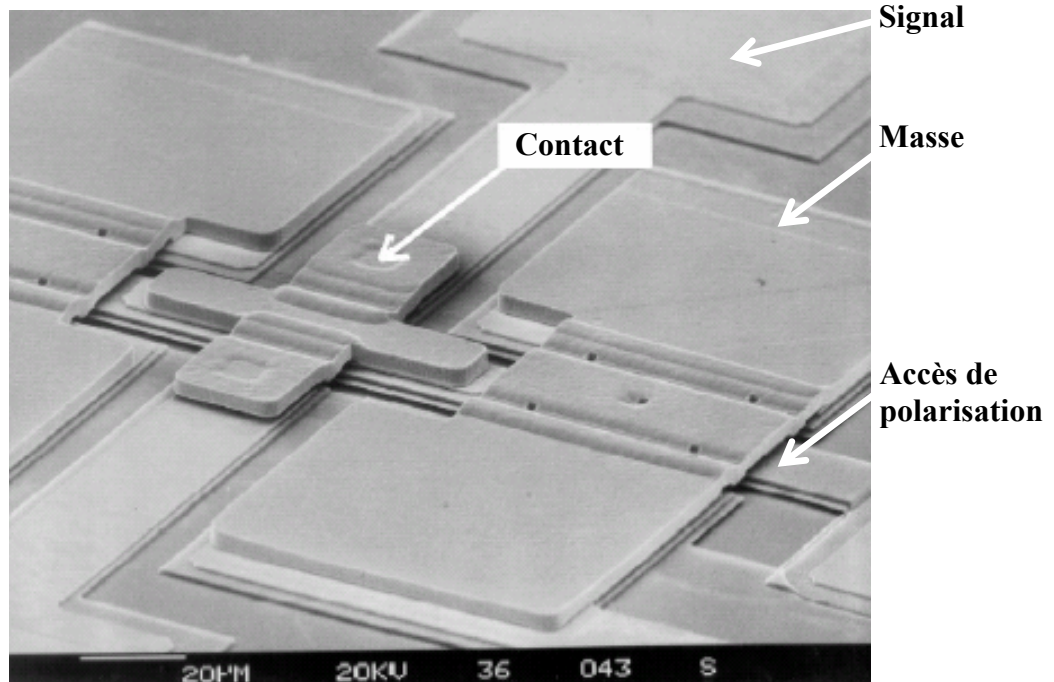


Figure II-28 : Image MEB du relais de M.A. Grétilat *et al.* [57]

Enfin une alternative à l'utilisation d'oxydes pour l'isolation de l'électrode d'actionnement est proposée par l'université de Michigan. En effet, Yongming Cai *et al.* [58] mettent en avant un matériau organique, le parylène, pour remplacer le traditionnel nitrure. L'intérêt est de pouvoir déposer ce matériau par centrifugation et donc d'abaisser le budget thermique. La couche sacrificielle est réalisée en polyamide et retirée par gravure humide et par séchage au CO₂ supercritique. Ce dispositif ne présente que 0,5dB de pertes d'insertion du continu jusqu'à 40GHz et affiche 40dB d'isolation en dessous de 2GHz et 15dB jusqu'à 40GHz.

b) Intégration en parallèle

Ce mode de commutation consiste à court-circuiter masse et ligne de signal à l'aide d'une structure soit à base de cantilever soit à base d'une membrane métallique. La difficulté est de bien séparer les éléments de l'actionneur proprement parler de la partie fonctionnelle propre à la commutation de signal.

On trouve ainsi le dispositif de Chienliu Chang *et al.* [59] de l'université de Nationale de Taiwan, dont la particularité est d'offrir la plus forte déflexion connue dans les topologies de commutateurs, et ce grâce à un effet dit « zip » qui permet d'actionner graduellement la structure en disposant une série d'électrodes qui aident tour à tour l'actionnement (Figure II-29 et II-30). Le cantilever est initialement en flambement grâce aux contraintes des différentes couches d'aluminium et de chrome qui constituent la structure de l'actionneur. Le dispositif présente 0,2dB de pertes d'insertion jusqu'à 10GHz et 17dB d'isolation jusqu'à cette même fréquence pour 26V de tension d'actionnement et un temps de commutation de 10 μ s.

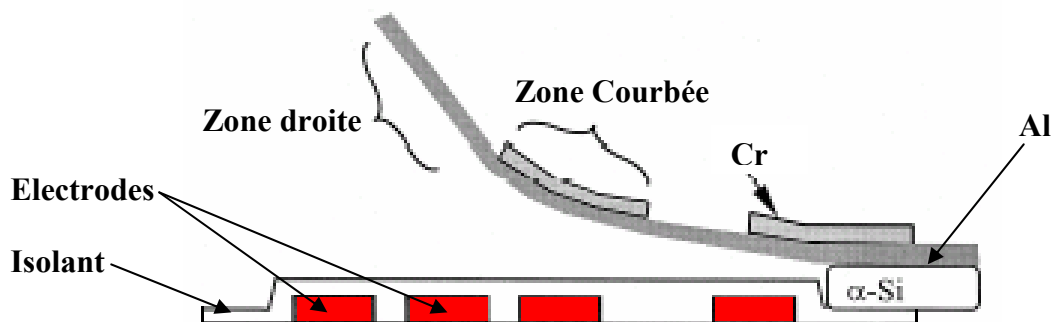


Figure II-29 Schéma de principe de l'actionneur zip [59]

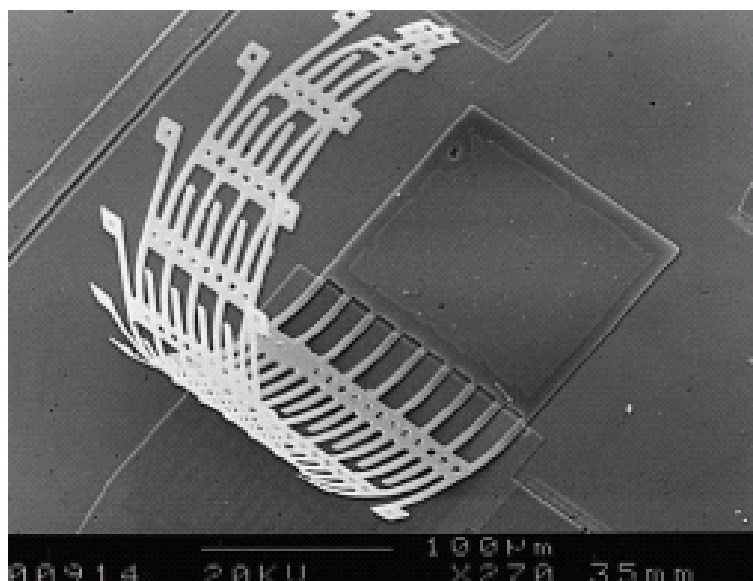


Figure II-30 : Image MEB de la structure de Chienliu Chang *et al.* [59]

La structure en pont métallique permet de court-circuiter plans de masse et ligne de signal. Différentes approches sont proposées partant du pont métallique simple de Jeremy B. Muldavin, *et al.* [60] ou de Guan-Leng Tan *et al.* [61] de l'université de Michigan avec des lignes de polarisations résistives pour limiter les courants de fuite. Ces dispositifs intègrent des contacts ponctuels ce qui leur permet d'afficher des pertes d'insertion de l'ordre de 0.5dB du continu à 26GHz et des performances en isolation dépassant 40dB à 5GHz et 25dB jusqu'à 26GHz. Le pont est alors à la masse et vient contacter la ligne de signal pour la court-circuiter. On retrouve le même principe avec le commutateur de Richard Chan *et al.* [62] de l'université d'Illinois (Figure II-31) ou dans le dispositif de Joachim Oberhammer *et al.* [63] ou un effet levier vient aider le retour à l'état initial et ainsi permettre une commutation plus rapide et une moindre sensibilité au collage électrostatique (Figure II-32).

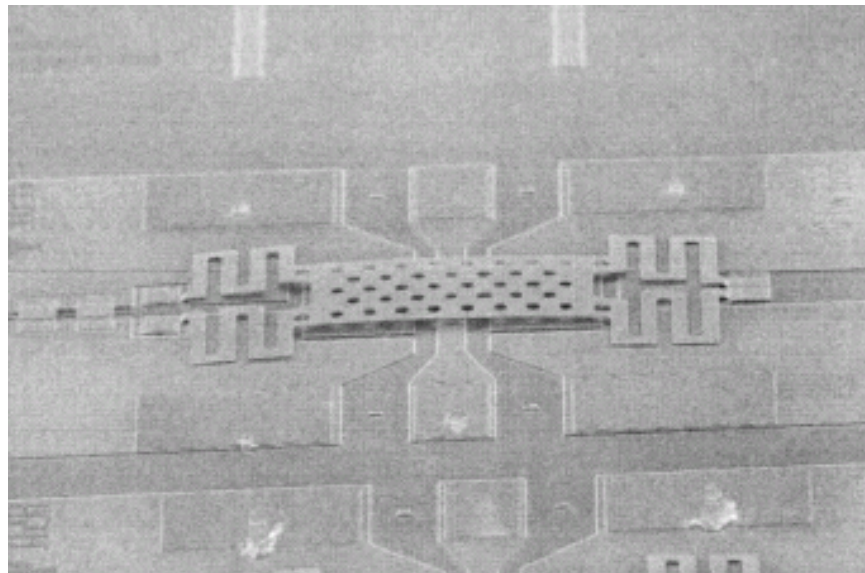


Figure II-31 Image MEB du relais de Richard Chan *et al.* [62]

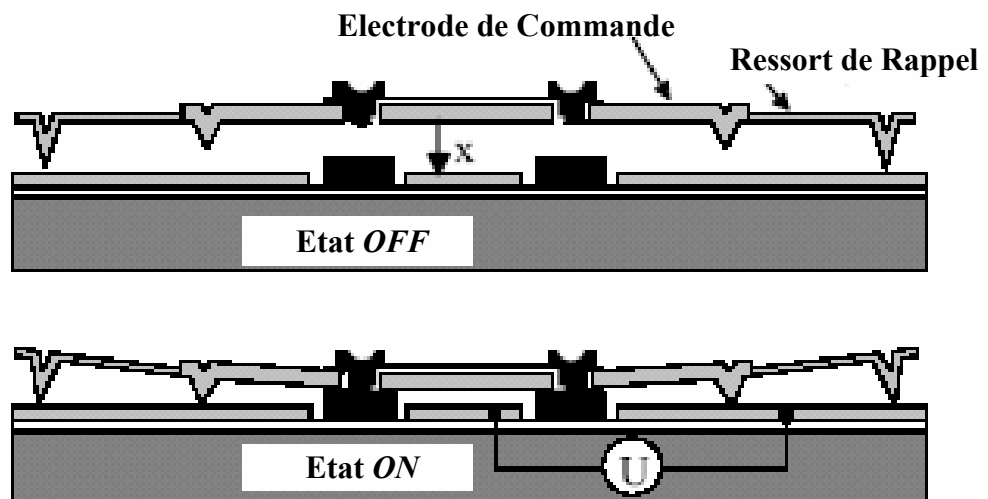


Figure II-32 : Représentation schématique du relais de Joachim Oberhammer *et al.* [63]

II.5.2.2 Les commutateurs à déplacement dans le plan

Avec le développement des procédés de gravure profonde (voir chapitre VI), sont apparues des topologies de relais à contact latéral et dont le mouvement se fait dans le plan du substrat. On retrouve ainsi des applications pour des commutateurs accélérométriques de T. Tønnesen *et al.* [64] de l'université de Bremen en Allemagne et ceci pour des applications automobiles. Le principe est de graver un cantilever dans le silicium monocristallin d'un substrat SOI, de déposer par électrolyse une couche de métal sur les flancs et de libérer par gravure chimique l'oxyde enterré. La structure ainsi formée comporte une masse centrale qui sera sensible aux accélérations (Figure II-33), deux électrodes de part et d'autre du dispositif seront polarisées au même potentiel pour créer un système à l'équilibre. Une fois la structure sollicitée en accélération, même si celle-ci est faible, la structure va se déplacer vers l'une des électrodes créant ainsi un déséquilibre qui permettra l'actionnement par effondrement électrostatique vers l'électrode la plus proche. Avant de s'écraser sur l'électrode de commande, le cantilever touche une butée qui fait office de contact électrique pour la détection du mouvement. Les gaps de commande sont de l'ordre de $10\mu\text{m}$ et le temps de réponse de la structure est de l'ordre de la milliseconde. Ce fonctionnement permet également une fonction de commutation en s'affranchissant de la polarisation symétrique. On obtient alors un dispositif muni d'une contre électrode permettant de limiter les problèmes de collage.

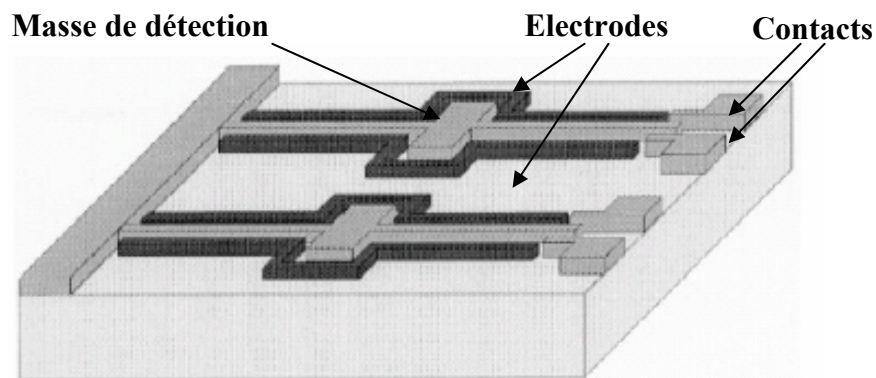


Figure II-33 : Commutateur latéral de Tønnesen *et al.* [61]

D'autres structures sont proposées par l'institut Fraunhofer [65] ou par l'université de Pékin [66] basées sur un système multi-électrodes permettant un actionnement zip sans pull-in pour le premier (Figure II-34) ou utilisant des peignes interdigités (Figure II-35) pour le second. Ces dispositifs restent adaptés pour des applications dans le domaine de signaux continus puisque les résistances de contact sont supérieures à l'ohm.

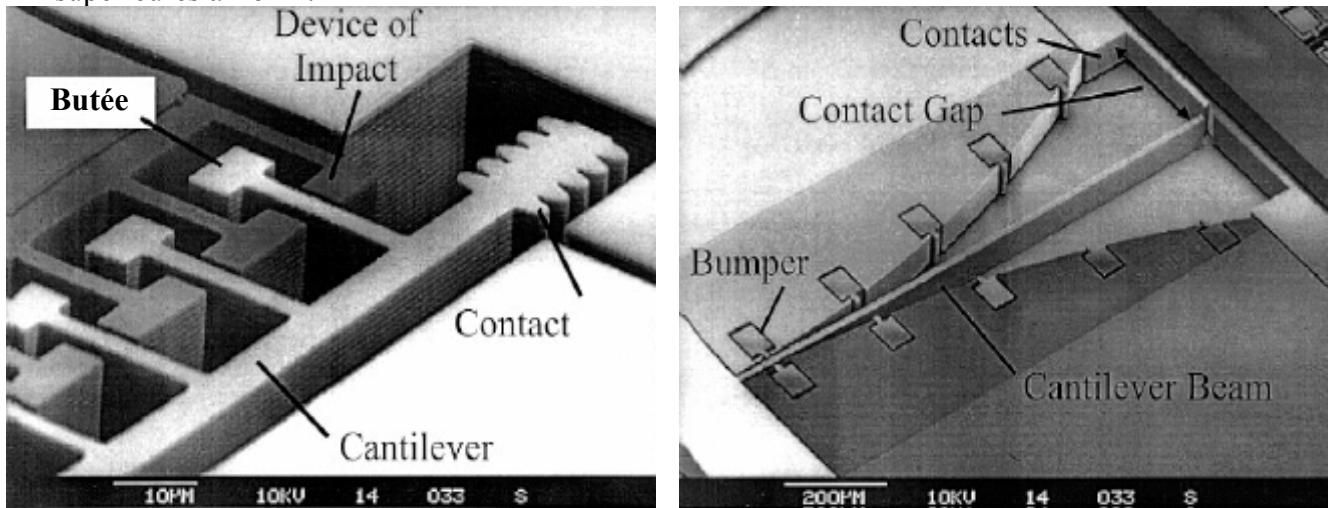


Figure II-34 : Commutateur latéral de Ignaz Schiele *et al.* [65] du Fraunhofer Institute

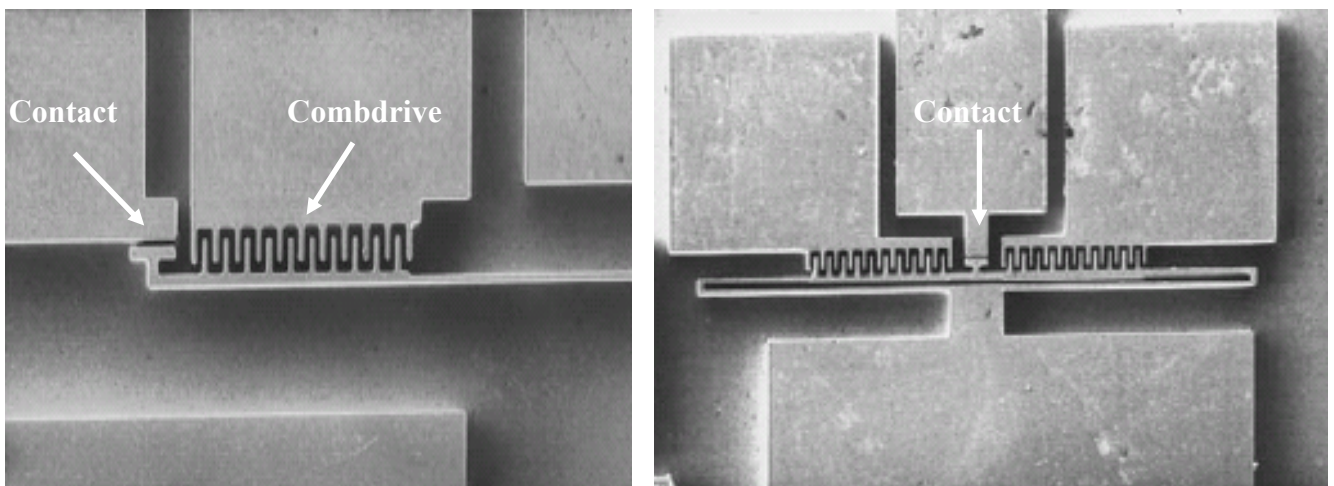


Figure II-35 : Images MEB des commutateurs latéraux à combdrive de Zhihong Li *et al.* [66] de l'université de Pékin

II.5.3 Les commutateurs de puissance

S'il existe une pléthore de commutateurs ou de relais pour des applications allant du continu à plus de 120GHz (capacitifs), très peu de structures sont capables de supporter sans défaillances des signaux radiofréquences de puissance. En effet, les matériaux en couches minces sont limités pour de telles applications à cause de leur sensibilité aux échauffements thermiques induits par ces signaux à haute énergie. On trouve ainsi des solutions exotiques telles que le remplacement des matériaux classiques des filières technologiques par du diamant, connu pour sa stabilité en température. Ainsi, dès 2001, E. Kohn, et al. [67] de l'université d'Ulm en Allemagne démontrent la possibilité de dopage du diamant et proposent des applications aux microsystèmes pour les télécommunications, donnant naissance à des dispositifs à contact métallique (Figure II-36) [68-69] et capacitifs [70]. Grâce à ce nouveau matériau, il est possible de faire passer jusqu'à 7,5A continu, soit une densité de puissance de 737kW/cm² [67], dans des structures d'une centaine de micromètres. Les performances hyperfréquences ne permettent toutefois pas de trop s'enthousiasmer avec 15dB d'isolation à 18GHz, les commutateurs basés sur cette technologie restent à utiliser dans des applications basses fréquences avec l'accès aux méthodes spécifiques requises pour le dépôt de ce matériau.

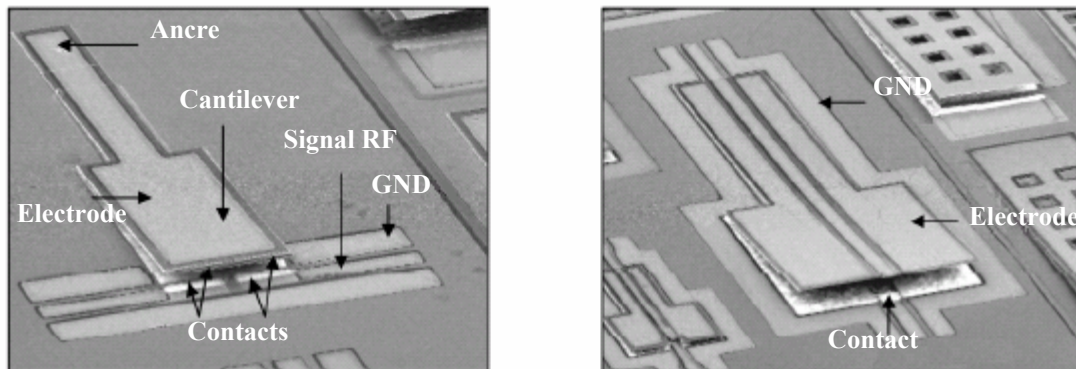


Figure II-36 : Images MEB de commutateurs en diamant de 2500µm de long.
E. Kohn, et al. [69]

On notera le développement de commutateurs utilisant des nanotubes de carbone. On crée ainsi des nanocommutateurs qui, mis en parallèle, pourraient être également de bons candidats pour des composants de puissance. Ainsi, Marc Dequesnes *et al.* [71] de l'université d'Illinois démontrent l'existence du phénomène d'effondrement électrostatique sur les nanotubes et proposent un commutateur pouvant commuter sous 6V un gap de 0,8µm. Aucune application hyperfréquence n'est encore disponible, ceci

est certainement lié à la difficulté et au coût pour caractériser de tels dispositifs. L'avantage ici est de pouvoir bénéficier de nanostructures et donc d'augmenter l'intégration des composants.

Plus proche des possibilités technologiques classiques, le recours à des métaux en phase liquide tel que le mercure est proposé depuis les années 1987 par S. P. Kounaves *et al.* [72] pour la réalisation d'électrodes en microtechnologies et par G. Covacs *et al.* [73] dans des capteurs en 1995. La première intégration de ce matériau dans un micro-relais à notre connaissance se retrouve dans le monde macroscopique pour ses capacités à ne pas se dégrader lors de l'apparition d'arcs électriques puis, en 1996, J. Simons *et al.* [74] de l'université de Californie proposent un interrupteur consistant en une bille liquide de 25 μm de mercure actionnée thermiquement sous 15-20V (100mW). Le relais a permis d'établir des contacts métalliques d'un ohm environ et supportant 25mA de courant continu. Passé ce stade, la surchauffe du mercure provoque l'éclatement de la goutte et donc la destruction du relais.

Un actionnement électrostatique par déformation du ménisque de la goutte de mercure par des champs électriques est également démontré en 2002 par Wenjiang Shen *et al.* [75] (Figure II-37). Il devient possible d'utiliser ce matériau pour des relais DC basse consommation mais nécessitant tout de même plus de 100V de tension d'actionnement, restreignant de fait le champ des applications possibles. Là encore, le courant maximum toléré par ce dispositif est d'une vingtaine de milliampères, ce qui reste mille fois plus élevé que les relais à base de film mince.

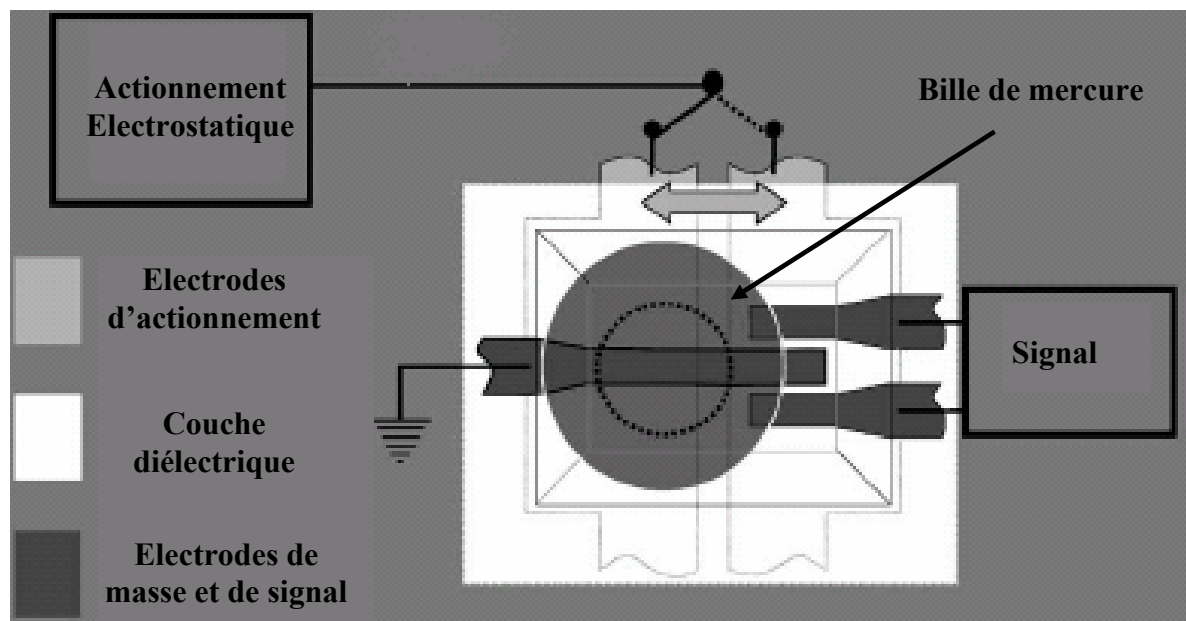


Figure II-37 : Schéma d'un commutateur à bille de mercure, Wenjiang Shen *et al.* [75]

Enfin, la filière qui semble la plus proche de donner naissance à des composants de puissance est basée sur une hybridation des technologies MMIC et silicium. Ainsi, K. Hiltmann *et al.* [76] du HSG-IMIT en Allemagne démontrent la possibilité de réaliser une membrane en silicium monocristallin reportée par collage sur un substrat de quartz. Avec un entrefer de $1\mu\text{m}$ et des tensions de commande d'environ 12V , la structure est capable de supporter 12mA pendant au moins 20 millions de cycles.

Sur le même principe, Veljko Milanovic *et al.* [77] de Berkeley reportent des relais et des commutateurs capacitifs en silicium sur des substrats de quartz ou de GaAs par thermocompression (Voir chapitre VI). Le démonstrateur permet d'obtenir une isolation de 15dB et moins de $0,3\text{dB}$ de pertes par insertion de 100MHz à 50GHz dans sa configuration ohmique. Dans le cas d'un commutateur capacitif, on atteint 45dB d'isolation dans la même bande de fréquence. Il est toutefois nécessaire d'appliquer des tensions d'actionnement de 50V pour commuter la structure dont le temps de réponse est de $200\mu\text{s}$ et de $20\mu\text{s}$ pour le temps de remontée et de descente respectivement. L'inconvénient est le manque de fiabilité sur le gap généré après l'assemblage. En effet, les couches de métal s'écrasant, il est difficile de prédire exactement l'épaisseur finale de la métallisation (Figure II-38).

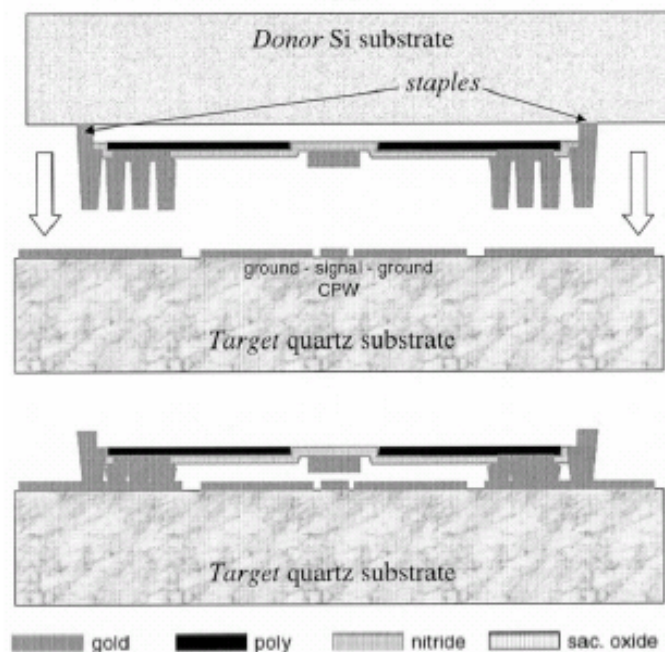


Figure II-38 : Schéma décrivant l'assemblage du commutateur de Veljko Milanovic *et al.* [77]

Cette idée originale au départ, a également émergé, sous des formes différentes, dans différents laboratoires à travers le monde, signe que les préoccupations de puissance sont stratégiques. Ainsi, les travaux de l'université de Michigan par Dimitrios Peroulis *et al.* [78] présentent un commutateur supportant jusqu'à 5,5W de puissance pour des tensions d'actionnement de l'ordre de 50V avec un entrefer de 5 μ m. (Figure II-39).

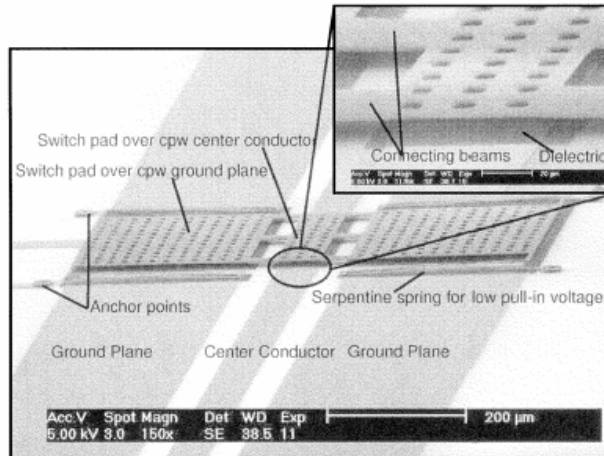


Figure II-39 : Image MEB du commutateur de Dimitrios Peroulis *et al.* [78]

On retrouve également le dispositif de Joachim Oberhammer *et al.* [79] de l'institut Royal de technologie de Stockholm dont le commutateur à base de silicium monocristallin est basé sur une topologie en S qui lui permet de tirer partie d'un effet zip durant l'actionnement, autorisant des entrefers plus importants, primordial pour minimiser les pertes par insertion, tout en conservant des tensions d'actionnement de l'ordre de 20V (Figure II-40). Le relais présente alors 45dB d'isolation à 2GHz et 30dB à 10GHz pour des pertes d'insertion de 2.5dB à 2GHz, ces dernières étant dues à une mauvaise adaptation des guides d'ondes. Les tests en puissance n'ayant pas été publiés.

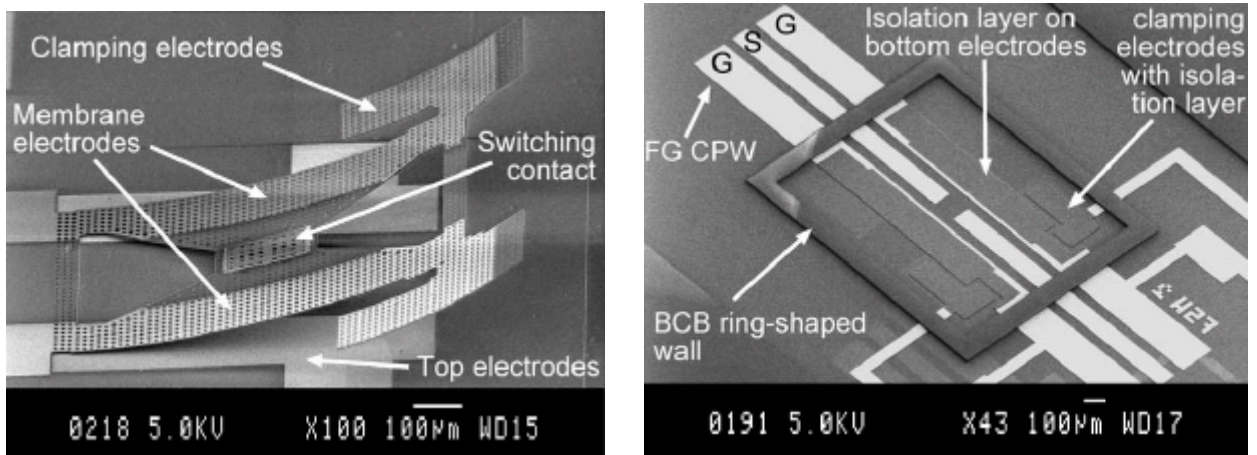


Figure II-40 : Images MEB du commutateur de Joachim Oberhammer *et al.* [79]

Enfin, à la fin 2003, Kenichiro Suzuki *et al.* [80] des laboratoires NEC à Ibaraki au Japon présentent encore une structure basée sur le report d'une membrane de silicium monocristallin dans une configuration ohmique mais dont la particularité est d'intégrer un système de rétention de charge permettant de verrouiller la structure dans un état sans maintenir la tension de commande en utilisant le piégeage de charges dans les diélectriques. Si le mécanisme n'est pas encore parfaitement compris, l'auteur suppose que des charges positives sont stockées dans le diélectrique lors de la fabrication notamment à cause de l'utilisation de plasma pour la libération de la structure. L'actionnement à plus de 50V provoque tout d'abord un stockage d'électrons dans la capacité, entraînant l'actionnement du composant, puis à l'état bas le champ électrique provoque le piégeage de trous dans le diélectrique. Normalement, le dispositif devrait rester collé même après relâchement de la tension mais lors de la ré-augmentation de la tension entre 8V et 35V, les charges disparaissent et la structure se décolle (Figure II-43). Cette structure permet de fonctionner dans deux modes suivant les tensions utilisées, normalement passante et normalement coupée. De plus elle est donc insensible au collage par piégeage de charge et permet grâce à sa membrane en silicium monocristallin de supporter des puissances supérieures à 5W.

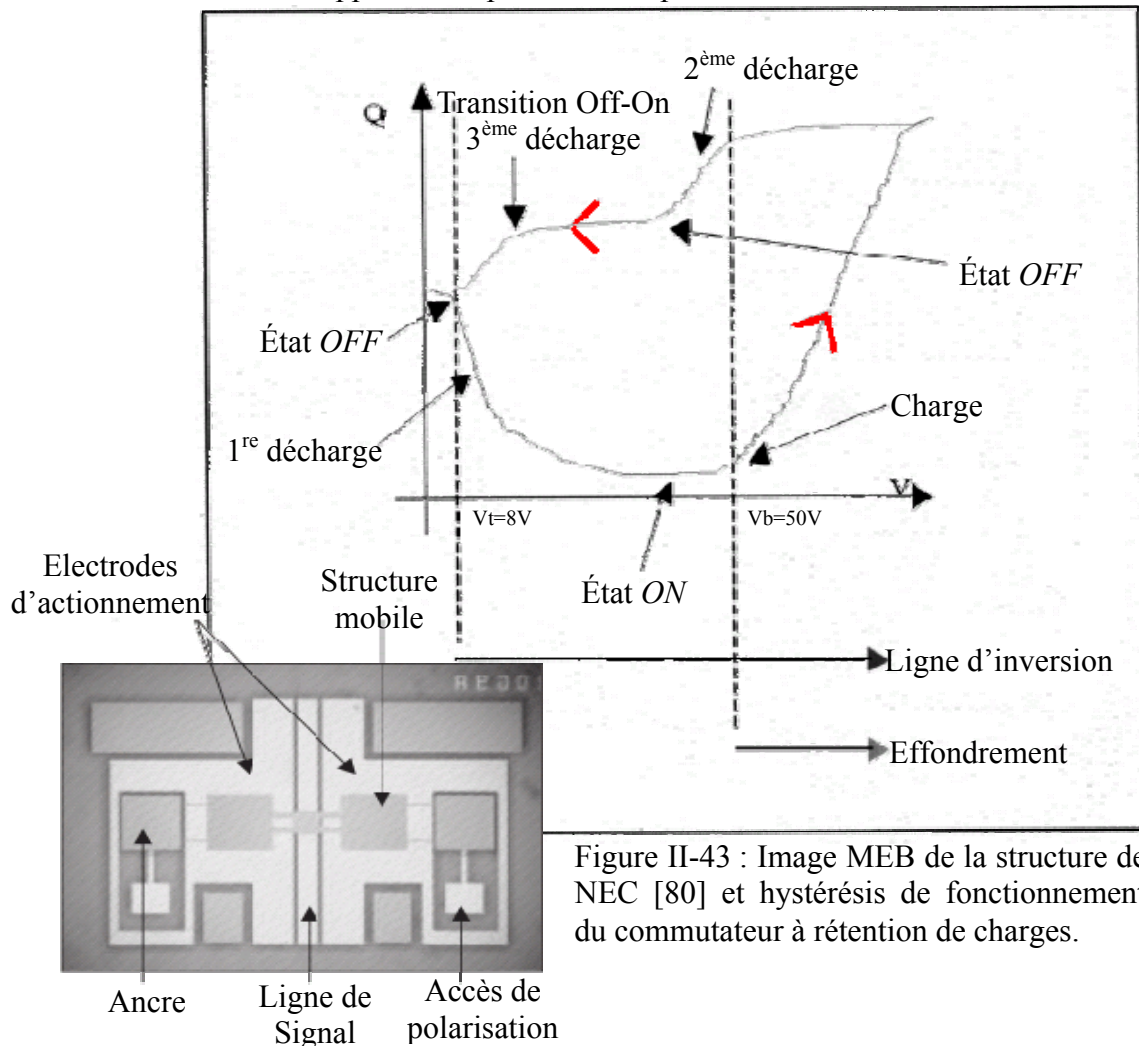


Figure II-43 : Image MEB de la structure de NEC [80] et hystérésis de fonctionnement du commutateur à rétention de charges.

Une application industrielle cette fois commercialisée par OMRON [81] au Japon est également basée sur cette idée de structure en silicium reportée sur un substrat semi isolant. Le commutateur ohmique ainsi proposé est fabriqué par gravure profonde du silicium dans un substrat SOI (Acronyme de silicium sur isolant). La technologie permettant de structurer des zones de butées mécaniques permettant de garantir la valeur initiale de l'entrefer du commutateur. L'assemblage anodique de la structure mobile réalisée, le substrat de silicium en face arrière de la couche active du SOI est retiré par gravure chimique.

Le commutateur ainsi réalisé dispose d'une électrode de 2 mm par 2,5 mm de côtés ainsi que d'un contact électrique mobile au dessous de la membrane en silicium monocristallin (Figure II-44). La structure commute en $300\mu\text{s}$ et supporte en commutation chaude 10mA sous 5V pendant 10^6 cycles.

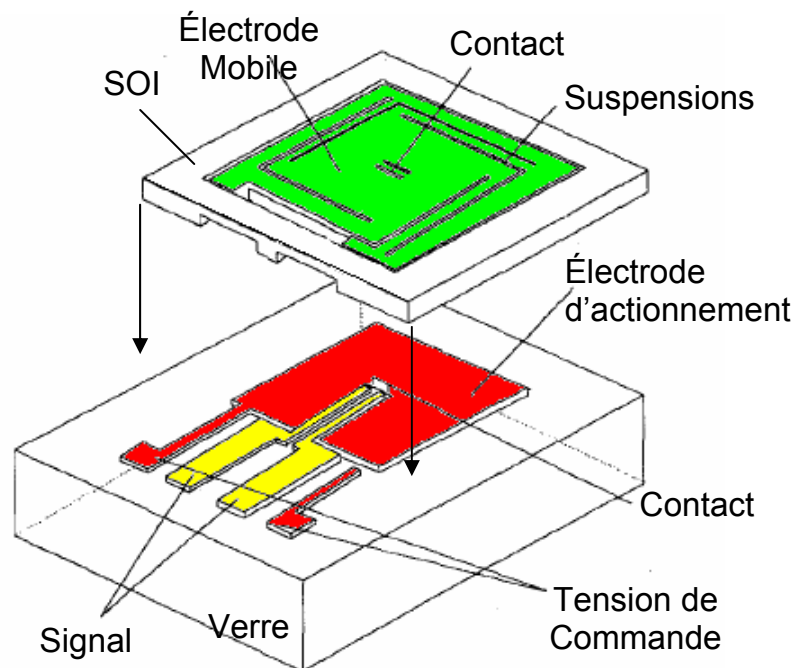


Figure II-44 : Schéma de principe du commutateur commercialisé par OMRON [81].

Pour finir le tour d'horizon des dispositifs à capacités renforcées, une réalisation élaborée par Jo-Ey Wong *et al.* [82] du MIT propose un système unique dont il est possible d'actionner soit pneumatiquement (1200Pa) soit électrostatiquement (20 V). (Figure II-45). L'actionnement entraîne ainsi l'affaissement du diaphragme de 40 μm de diamètre environ, créant un contact peu résistif au centre de la membrane en nitrure de silicium permettant le passage de courant. Le relais présente 14 $\text{m}\Omega$ de résistance et supporte un courant de 400mA en continu, commutant en 20 ms pendant 4000 cycles en commutation dite chaude (avec le signal). Autre originalité, le commutateur présente une impédance au repos de (30 $\text{M}\Omega$) supporte des tensions de 300 V sans problème grâce à son entrefer de 3 μm .

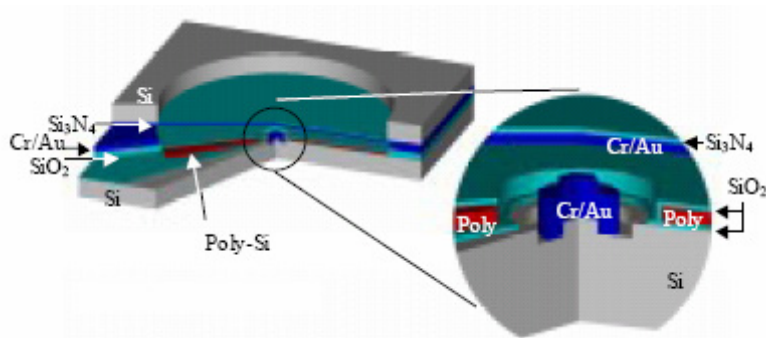


Figure II-45 : Schéma en perspective décrivant l'assemblage du commutateur de Jo-Ey Wong *et al.* [82]

II.6 Comparaison des modes d'actionnement

A présent qu'un tour d'horizon a été réalisé concernant les différentes topologies existantes, avant de pouvoir choisir à proprement parler une voie technologique pour répondre au cahier des charges fixé, un récapitulatif des performances est nécessaire. Ainsi les différentes méthodes d'actionnement, de configurations et d'intégrations des commutateurs radiofréquences sont comparées (Tableau II-01) pour faire apparaître leurs avantages et inconvénients respectifs [83].

Actionnement	Tension (V)	Courant (mA)	Consommation (mW)	Taille	Temps de Commutation (μ s)	Force de Contact (μ N)
Electrostatique	20-100	0	0	Petit	1-200	50-1000
Electrothermique	3-5	5-100	0-200	Grand	300-10.000	500-4000
Magnétostatique	3-5	29-150	0-100	Moyen	300-1.000	50-200
Piézo-électrique	3-20	0	0	Moyen	50-500	50-200

Tableau II-01 : Comparaison des différents types d'actionnement [83]

Il ressort ainsi de la tableau II-01 que pour des dispositifs embarqués pour des applications basse consommation, les actionnements électrostatique et piézoélectrique conviennent parfaitement. Les besoins en temps de réponse seraient également acceptables pour les deux technologies avec un léger avantage pour l'électrostatique en surdimensionnement les tensions de commande notamment. Il est vrai que l'avantage indiscutable de ce dernier réside dans sa simplicité d'implémentation et d'intégration face à la spécificité technique du dépôt de couches PZT ou AlN entre autres. Il en est de même pour les matériaux tels que le diamant ou les nanotubes de carbone qui restent des démonstrateurs onéreux.

Déplacement	
Vertical	Dispositifs de petite taille
Latéral	Dispositifs de grande taille

Type de Contact	Domaine de fonctionnement
Ohmique	DC – 60GHz
Capacitif	6-120GHz

Intégration du commutateur		
série	Ohmique	DC-50GHz (<i>pour un C_{off} faible</i>)
	Capacitif	10-50GHz (<i>pour un C_{off} faible</i>)

parallèle	Ohmique	DC-60GHz (<i>faible inductance à la masse</i>)
	Capacitif	10-200GHz (<i>faible inductance à la masse</i>)

Tableau II-02 : Récapitulatif des domaines d’application suivant l’intégration [83]

Suivant le mode de commutation, capacitif ou ohmique, il en ressort que les domaines de fonctionnement en fréquence sont sensiblement différents (Tableau II-02). Ainsi, pour un dispositif capacitif, il est difficile d’obtenir des performances satisfaisantes en dessous de 6GHz. Il est toutefois possible de descendre encore un peu plus bas en utilisant des matériaux diélectriques à forte permittivité, on améliore ainsi la capacité à l’état bas ce qui ramène vers 4GHz le seuil de fonctionnement de ce type d’interrupteurs micro-usinés.

Le comportement en puissance des structures à base de membranes sera discuté dans le paragraphe suivant.

II.7 Limitations des composants à base de membranes suspendues

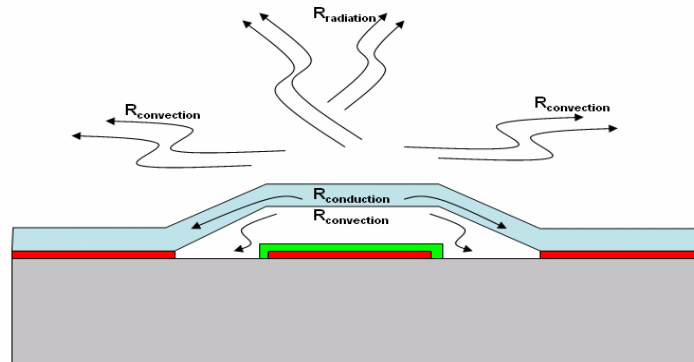


Figure II-46: Dissipation d'un commutateur capacitif

Après cet état de l'art, on peut remarquer les faibles performances en terme de tenue en puissance des différentes solutions développées jusqu'à présent. On notera que différents travaux pour comprendre quels mécanismes de défaillance interviennent lors de l'exposition de commutateurs à base de membranes suspendues ont été publiés et permettent de mieux comprendre les limitations de ces structures.

Ainsi une étude réalisée par B. Pillans *et al.* [84] de Raytheon Systems montre qu'il existe deux grands mécanismes de défaillance d'un commutateur lié à la présence d'un signal de puissance. Le premier phénomène est le *latching*. Ce phénomène apparaît après que le dispositif soit à l'état bas et que l'on relâche la tension de commande. Dans ce cas, la membrane reste collée par la seule présence d'un signal RF. C'est donc que la raideur n'est pas suffisante ce qui implique que la tension de *pull-off* ou de relâchement est trop basse et que l'enveloppe du signal suffit au maintien du commutateur en position basse. Ce phénomène n'est pas destructif puisqu'il suffit de couper le signal RF pour que le système reprenne sa position initiale. Selon B. Pillans, la limite est d'environ 0.5W si l'on considère une commutation chaude pour les structures de Raytheon.

Le deuxième phénomène apparaissant lors de l'excitation des CPW par des signaux de puissance, est la commutation spontanée. Ceci apparaît lorsque le signal crée un potentiel assez élevé pour faire commuter l'interrupteur. Dans ce cas encore, si on coupe le signal ou si on baisse sa puissance, le phénomène disparaît. Cette étude fait prendre conscience qu'au delà des limitations dues aux matériaux, ce genre de topologie n'est pas adaptée à des puissances supérieures à 4W (puissance pulsée), d'autant plus si on essaye de travailler avec des temps de réponse courts et donc des entrefers faibles, plus sensibles à ce phénomène.

Un autre effet secondaire gênant apparaît dans les structures de pont métallique lors d'un transfert de puissance. En effet, l'étude de Warner Thiel *et al.*[85] de l'université du Michigan montre que l'échauffement dû au passage de puissance dans la ligne, même lorsque le pont est haut, génère une redistribution des contraintes mécaniques de la structure. Une mesure de température du pont a en effet montré que des points chauds apparaissaient avec des températures de 411°K, ce qui représente une élévation de 113°C par rapport à la température ambiante (25°C). Cette redistribution entraîne une déformation mécanique du pont engendrant un accroissement non négligeable du gap entre le pont et la ligne RF. Ceci a pour conséquence une dérive de la tension de commande. Dans le cas des interrupteurs étudiés, l'entrefer passe de 3µm à 3,75µm (Figure II-47) pour une puissance incidente de 6,6W (juste en deçà du seuil de fusion du pont). Cette variation entraîne une dérive de la tension de commande passant de 3,9V à 5,45V ce qui représente une augmentation de quasiment 40% de la tension nécessaire à l'actionnement.

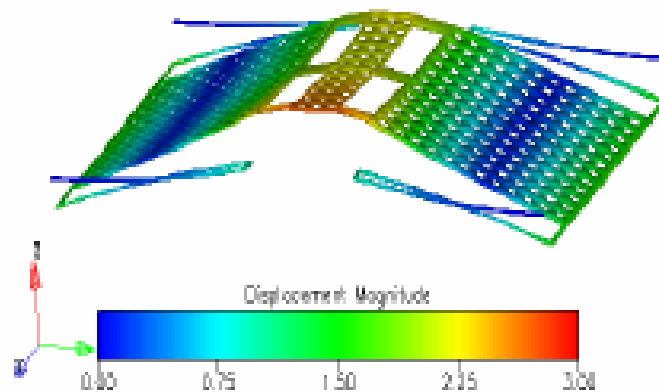


Figure II-47: Simulation de la déformation induite par la température [85]

Finalement, des limitations physiques interviennent également dans ce type de topologies. En effet, l'étude menée par Jad B. Rizk *et al.* [86] de l'université du Michigan montre que lors de la commutation d'un pont métallique, les courants hyperfréquences ne se répartissent pas uniformément le long du pont. Ainsi, seule une partie du pont supporte le transfert de ce courant (Figure II-48). Il est vrai que ceci reste discutable tant il est difficile de déterminer dans quelle proportion ce phénomène intervient. Il faut plutôt se porter sur une limitation naturelle de l'or, sa densité maximale de courant. Elle est d'environ 10^6 A/cm² en continu, densité largement dépassée aux extrémités du pont pour des puissances supérieures au watt. Cela implique que les épaisseurs utilisées sont généralement trop faibles pour supporter de telles puissances. Des résultats similaires sont reportés par X. Rottenberg *et al.* [87] de l'IMEC en Belgique, avec des structures en aluminium, matériaux pouvant supporter 10^{10} A/m²

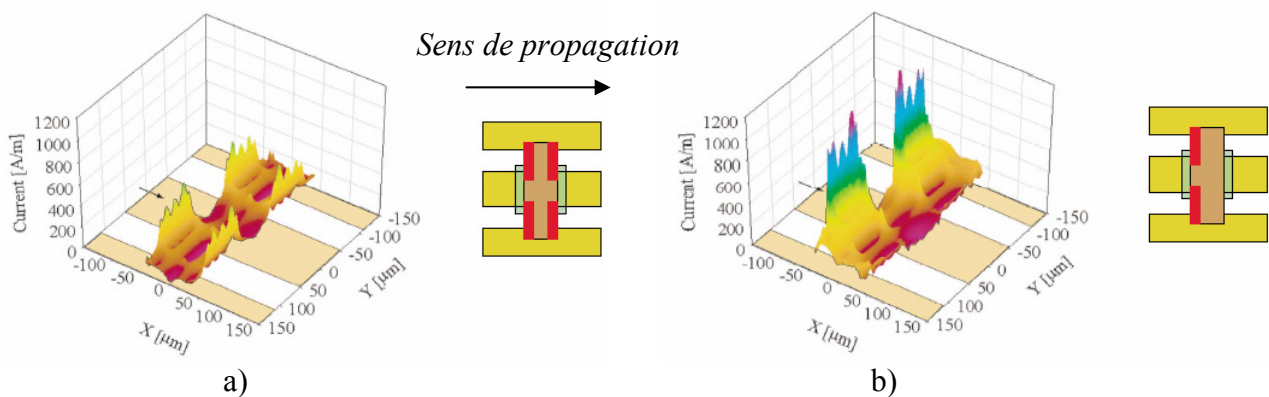


Figure II-48: Simulation de la répartition des courants hyperfréquence dans le cas d'un pont à l'état haut (a) et à l'état bas (b) en considérant que le signal RF vient de la droite vers la gauche, Jad B. Rizk *et al.* [86]

Ainsi, la géométrie basée sur un pont métallique pour un micro commutateur reste limitée dans ses possibilités à supporter la puissance. De nombreux mécanismes de défaillances entrent en jeu, rendant difficile la viabilisation de ce type de topologies avec des puissances supérieures au Watt pour des applications en commutation chaudes. Dans le cas de commutation froide, c'est-à-dire sans signal, il est nécessaire de respecter un temps de repos de l'interrupteur pour lui permettre de refroidir. Il est donc indispensable d'envisager de nouvelles topologies basées sur de telles technologies pour répondre aux besoins de puissance.

II.8 Proposition d'une structure originale

II.8.1 Choix de l'actionnement

Le paragraphe précédent montrait que l'actionnement électrostatique est basse consommation et offre des temps de réponse très rapides. Le projet spécifiant des temps de commutation très brefs, c'est-à-dire de l'ordre de la dizaine de microsecondes, ce mode d'actionnement s'impose naturellement.

La seule alternative serait l'intégration de couches piézoélectriques qui permettent elles aussi d'atteindre des consommations quasiment nulles tout en restant dans la même gamme de rapidité. Cependant, ce type d'actionnement reste difficile de mise en œuvre et peu implémenté dans le domaine des commutateurs. Seuls les industriels s'intéressant au développement de résonateurs à ondes de volumes ou FBAR sont susceptibles d'en tirer facilement parti.

C'est donc bien l'actionnement électrostatique qui est choisi pour sa facilité de mise en œuvre, sa basse consommation et ses performances dynamiques.

II.8.2 Choix de la structure

Comme il a été montré précédemment, une structure basée sur une membrane suspendue n'est pas capable de supporter de fortes puissances de signal. Une possibilité est alors d'utiliser un matériau massif pour dissiper les effets thermiques du passage de puissance.

Ainsi, la structure Figure II-49 est avancée comme candidate à un dispositif capable de s'affranchir des principaux problèmes de puissance des commutateurs classiques.

L'idée est de faire se déplacer verticalement une partie de ligne coplanaire avec le substrat qui la supporte. La commutation se fait alors par la création d'un circuit ouvert lors de l'actionnement, la structure est ainsi normalement passante (Figure II-49).

Le dispositif consiste en un assemblage de trois substrats fonctionnalisés. Ainsi, la partie mobile est fabriquée dans un substrat SOI (Acronyme de Silicon On Insulator). Ce substrat particulier est composé de deux couches de silicium monocristallin séparées par une couche d'oxyde enterré dit BOX (pour Buried OXide). Ce substrat contient également la ligne coplanaire (Wafer 2, Figure II-48 et II-49).

Un substrat de silicium supplémentaire sera micro-usiné pour générer l'actionnement électrostatique ainsi que le gap de commande (Wafer 1, Figure II-48 et II-49). Celui-ci sera assemblé en face arrière du substrat SOI par scellement eutectique.

Enfin, un capot en Pyrex contiendra une butée métallique permettant à la fois de réaliser la fonction de commutation en assurant un contact électrique entre la ligne mobile et celle fixe (Wafer 3, Figure II-48 et II-49).

Ce dispositif semble être un bon candidat pour répondre aux besoins de puissance du cahier des charges. Il reste à vérifier s'il est viable en terme de fonctionnement en hyperfréquence, à le dimensionner mécaniquement pour rester dans des fonctionnements à tension modérés et à temps de commutation rapides. C'est l'enjeu des chapitres suivants.

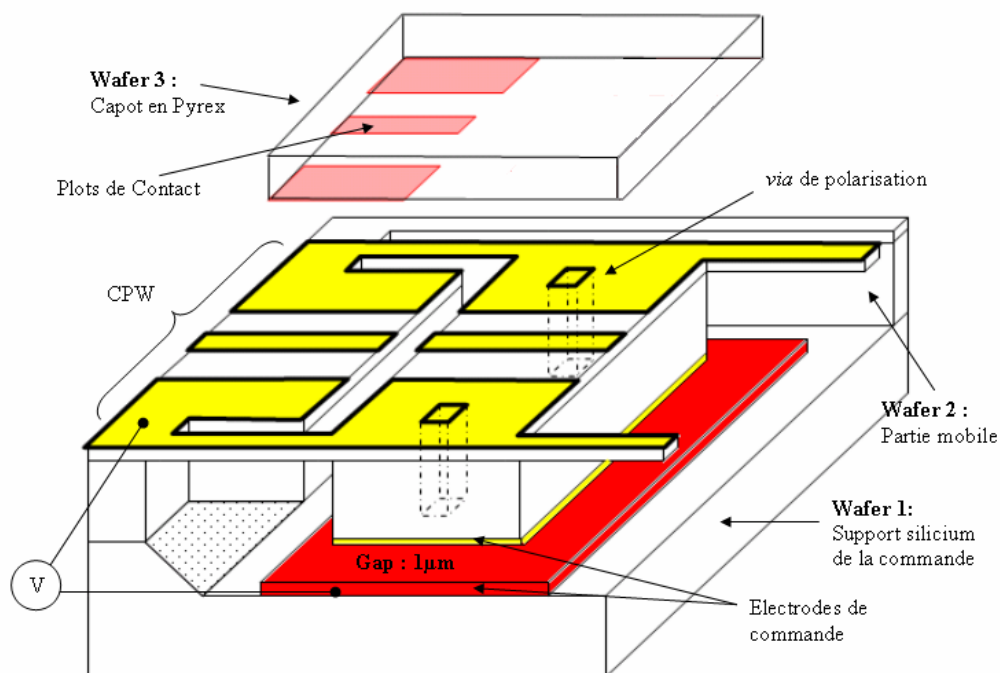


Figure II-48 : Représentation du commutateur proposé vue 3D montrant l'assemblage de deux substrats avec le capot en Pyrex non encore assemblé.

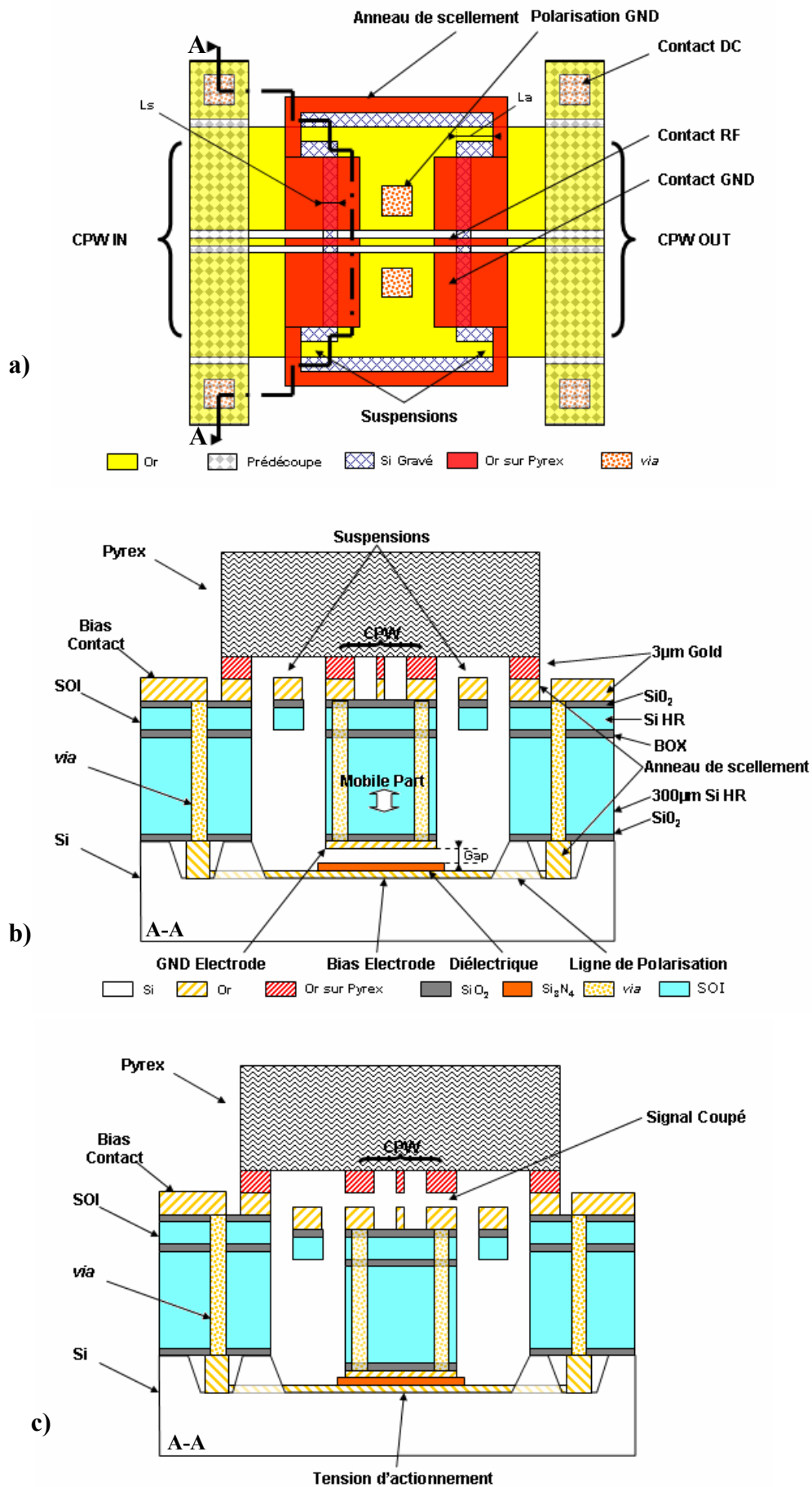


Figure II-49 : Représentation du commutateur proposé a) vue de dessus et en coupe suivant le trait A-A b) au repos et c) lors de l'actionnement.

II.9 Références

- [1] K. E. Petersen, "Micromechanical Membrane Switches on silicon", IBM J. Res. Develop. Vol. 23, no 4, July 1979, pp. 376-385.
- [2] Hiroshi Hosaka, Hiroki Kuwano, Keiishi Yanagisawa, "Electromagnetic microrelays : concepts and fundamental characteristics", Proceeding of IEEE Microelectromechanical System Conference, Ft. Lauderdale, FL, 1993, pp. 12-17.
- [3] Hiroshi Hosaka, Hiroki Kuwano, Keiishi Yanagisawa," Concepts and fundamental characteristics", Sensors & Actuators A (Physical), 1994, vol. A40, pp. 41-47.
- [4] Etsu Hashimoto, Hidenao Tanaka, Yoshio Suzuki, Yuji Uenishi, Akinori Watabe, "Thermally controlled magnetization actuator (TCMA) using thermo sensitive magnetic materials", Proceeding of IEEE Microelectromechanical Systems Conference, Oiso, Japan, 1994, pp. 108-113.
- [5] Etsu Hashimoto, Yuji Uenishi, Akinori Watabe, "Thermally Controlled Magnetization Microrelay", Transducers '95, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995, pp. 361-364.
- [6] W. P. Taylor, M. G. Allen, C. R. Dauwater, "A fully integrated magnetically actuated micromachined relay", Proceeding of Solid State Sensor & Actuator Workshop, Hilton Head, SC, 1996, pp. 231-234.
- [7] William P. Taylor, Oliver Brand, Mark G. Allen, "Fully integrated magnetically actuated micromachined relays", JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, VOL. 7, NO. 2, JUNE 1998, pp. 181-192.
- [8] William P. Taylor, Oliver Brand, Mark G. Allen," Integrated magnetic microrelays normally open, normally closed, and multi-pole devices", TRANSDUCERS '97, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, 1997. Chicago, 16-19 June 1997, pp. 1149 - 1152 vol.2
- [9] M. Ruan, J. Shen," Latching Micro Magnetic Relays with Multistrip Permalloy Cantilevers", MEMS 2001, International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Interlaken, Switzerland, January 21-25, 2001, pp. 224-228.
- [10] <http://www.magfusion.com>
- [11] R. L. Bowick III, P. A. Stupar, J. De Natale, "A Hybrid Approach to Low Voltage MEMS Switches", The 12th International Conference on Solid State Sensors, Transducers '03, Boston, June 8-12, 2003, pp. 859-862

- [12] H. Baltes, “CMOS as sensor technology,” *Sensors and Actuators A*, vol. 37–38, June–Aug. 1993, pp. 51–56.
- [13] Daniel Hyman, Mehran Mehregany, “Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches”, *Components and Packaging Technologies*, IEEE Transactions on Volume: 22 , Issue: 3 , Sept. 1999, pp. 357 – 364.
- [14] Feng *et al*, “Design and modelling of RF MEMS tuneable capacitors using electro-thermal actuators”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim, CA, June 1999, pp. 1507-1510.
- [15] Z. Feng, H. Zhang, W. Zhang, B. Su, K. C. Gupta, V. M. Bright, Y. C. Lee, “MEMS-Based variable capacitor for millimetre wave applications”, *Solid State Sensors and Actuators Workshop*, June 2000, pp. 255-258.
- [16] Shifang Zhou; Xi-Qing Sun; W.N. Carr, “A micro variable inductor chip using MEMS relays”, *Solid State Sensors and Actuators*, 1997. TRANSDUCERS '97 Chicago., 1997, International Conference on , Volume: 2 , 16-19 June 1997, pp. 1137 – 1140.
- [17] François Conseil, *Simulation, conception et réalisation d’un commutateur en technologie microsysteme pour dispositif logiques sécuritaires*, Thèse de l’Université des sciences et technologies de Lille, 2004.
- [18] H. Matoba, T. Ishikawa, C.-J. Kim, R. S. Muller, A bistable snapping microactuator, *Micro Electro Mechanical Systems*, 1994, MEMS '94, Proceedings, IEEE Workshop on , 25-28 Jan. 1994, pp. 45 – 50.
- [19] C. Billard, “5th Annual Review of LETI”, June 2003, www-leti.cea.fr/commun/AR-2003/T3-Microsystems/15-Billard.pdf
- [20] Ye Wang, Zhihong Li, Daniel T. McCormick, Norman C. Tien, “Low voltage lateral contact microrelays for RF applications”, *The 15th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2002. MEMS 2002, pp. 645-648.
- [21] Troy Gomm, Larry L Howell and Richard H Selfridge, “In-plane linear displacement bistable Microrelay”, *J. Micromech. Microeng.* 12 (2002), pp. 257–264.
- [22] N. D. Masters, L.L Howell, “A self-retracting fully compliant bistable micromechanism”, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Volume: 12 , Issue: 3 , June 2003, pp. 273 – 280.
- [23] H. Kueppers, T. Leuerer, U. Schnakenberg, W. Mokwa, M. Hoffmann, T. Schneller, U. Boettger and R. Waser, PZT thin films for piezoelectric microactuator applications, *Sensors and Actuators A: Physical*, Volumes 97-98, 1 April 2002, pp. 680-684

- [24] J.Y Park, Y. J. Yee, H. J. Nam, J. U. Bu, "Micromachined RF MEMS tuneable capacitors using piezoelectric actuators", Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 20-25 May 2001.
- [25] C. M. Beck, M. M. Ahmed, C. J. Brierley, A. P. Needham, S. P. Marsh, "Microwave Filters and Switches produced using micro-machined techniques", International Microwave Symposium 2000.
- [26] C.L. Goldsmith, Yao Zhimin, S. Eshelman, D. Denniston, "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches", IEEE Microwave and Guided Wave Letters Volume: 8 , Issue: 8 , Aug. 1998, pp. 269-271.
- [27] Z. J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston, C. L. Goldsmith, "Micromachined low-loss microwave switches", IEEE journal of Microelectromechanical Systems, Volume: 8 , Issue: 2 , June 1999 pp. 129-134.
- [28] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, C.L. Goldsmith, "X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications", Microwave and Guided Wave Letters, Volume: 9 , Issue: 12 , Dec. 1999, pp. 517-519.
- [29] Robert D. Streeter, Charles A. Hall, Robert Wood, Ramaswamy Mahadevan, "VHF high power tunable rf bandpass filter using microelectromechanical (MEM) microrelays", Internationnal Journal of RF microwave CAE, volume 11, September 2001, pp 261-275.
- [30] S. P. Pacheco, C. T. Nguyen, P. B. Katehi, "MEMS devices for high isolation switching and tuneable filtering", IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest, Boston, June 2000, pp. 1217-1220.
- [31] Michel Fryziel, Alexandre Boe, Carine Vanoverschelde, Nathalie Rolland, Philippe Muller, Lionel Buchaillot, Paul-Allain Rolland, "New H-Shape RF Microswitch design for Microwave and Millimeter Wave Applications", Memswave, The fifth Workshop on MEMS for MillimeterWave communications, Uppsala, Sweden, June 30th – September 2nd, 2004
- [32] Jae Y. Park, Geun H. Kim, Ki W. Chung, Jong U. Bu, "Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches", Sensors & Actuators A89, 2001, pp. 88-94.
- [33] C.H. chang, J.Y. Qian, B.A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H.K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis, G.P. Li, "RF MEMS Capacitive Switches Fabricated with HDICP CVD SiNx", 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Volume: 1 , 2-7 June 2002, pp. 231 – 234.
- [34] Kenichiro Suzuki, Alexandre Pauly, "Theoretical Analysis of the Tilting Effect in Silicon Micro-Switches", Transducers'01, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Munich, Germany, June 10-14, 2001.
- [35] Jae Y. Park, Geun H. Kim, Ki W. Chung, Jong U. Bu, "Electroplated RF MEMS Capacitive Switches", IEEE MEMS 2000, The Thirteenth Annual International

- Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2000, 23-27 Jan. 2000, pp. 639 – 644.
- [36] Markus Ulm, Mathias Reimann, Thomas Walter, Roland Müller-Fiedler, “ Scalability of Capacitive RF MEMS Switches”, Transducers’01, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Munich, Germany, June 10-14, 2001
- [37] Marcus Ulm, J. Schobel, M. Reimann, T. Buck, J. Dechow, R. Muller-Fiedler, H-P. Trah, E. Kasper, “Millimeter-wave microelectromechanical (MEMS) switches for automotive surround sensing systems”, 2003 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2003. Digest of Papers, 9-11 April 2003, pp. 142 – 149.
- [38] Hung-Pin Chang, Jiangyuan Qian, B.A. Cetiner, F. De Flaviis, M. Bachman, G.P. Li, “RF MEMS switches fabricated on microwave-laminate printed circuit board”, IEEE Electron Device Letters, Volume: 24 , Issue: 4 , April 2003, pp. 227-229
- [39] Y.S. Hijazi, Y.A. Vlasov, G.L. Larkins, “Design of a superconducting MEM shunt switch for RF applications”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Volume: 13, Issue: 2, June 2003, pp. 696- 699
- [40] Y.S. Hijazi, D. Hanna, D. Fairweather, Y.A. Vlasov, G.L. Larkins, “Fabrication of a superconducting MEM shunt switch for RF applications”, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Volume: 13 , Issue: 2 , June 2003 pp. 700-703.
- [41] M A Grétilat, P. Thiébaud, C. Linder, N. F. de Rooij, “Integrated circuit compatible electrostatic polysilicon microrelays”, J. Micromech. Microeng. 5 (1995) pp. 156-160.
- [42] M.E. McNie, D.O. King, K.M. Brunson, A.R.D. Jones, “Design and modelling of polysilicon microswitches”, Microengineering, IEEE Seminar on Modelling and Design, 4March 1999, pp. 6/1 - 6/4.
- [43] M. E. McNie, K. M. Brunson, D. O. King, A. R. D. Jones,” Low Threshold Polysilicon Micromechanical Switches”, Transducers ’99, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Sendai, Japan, June 7-10, 1999.
- [44] Richard Chan, Robert Lesnick, David Becher, Milton Feng, “Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles”, Journal of Microelectromechanical Systems, Vol.12, Oct.2003 pp. 713-719
- [45] S. Hitier, A. Pothier, A. Crunteanu, P; blondy, D. Cros, J-C. Orlianges, C. Champeaux, A. Catherinot, O. Vendier, J. L. Cazeau, “Low Loss and Isolation MEMS Switching Networks using MEMS DC Contact Switches”, MEMSWAVE 2004, 5th Workshop on MEMS for MillimeterWave communications, June 30th - September 7th, 2004, Uppsala, Sweden.

- [46] Han-Sheng Lee, Chi H. Leung, Jenny Shi, Shih-Chia Chang, Samuel Lorincz, and Iulian Nedelescu, "Integrated Microrelays: Concept and Initial Results", JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS, VOL. 11, NO. 2, APRIL 2002, pp. 147-153.
- [47] S. Roy, M. Mehregany, "Fabrication of electrostatic nickel microrelays by nickel surface micromachining", IEEE Proceedings on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS '95, 29 Jan.-2, Feb. 1995
- [48] Robert Sattler, Peter Voigt, Helmut Pradel, Gerhard Wachutka, "Innovative design and modelling of a micromechanical relay with electrostatic actuation", Journal of Micromechanics & Micro engineering 11, 2001, pp. 428-433.
- [49] J Jason Yao, Charles Chien, Robert Mihailovich, Viktor Panov, Jeffrey De Natale, Judy Studer, Xiaobin Li, Anhua Wang, Sangtae Park, "Microelectromechanical system radio frequency switches in a picosatellite mission", Smart materials & Structures 10, 2001, pp. 1196-1203
- [50] B. McCarthy, G.G. Adams, N.E. McGruer, and D. Potter, "A Dynamic Model, Including Contact Bounce, of an Electrostatically Actuated Microswitch", Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 11, No. 3, 2002, pp. 276-283.
- [51] Bernd Schauwecker, Karl M. Strohm, Winfried Simon, Jan Mehner, Johann Friedrich Luy, "Toggle switch - A new type of RF MEMS switch for power applications", 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Volume: 1 , 2-7 June 2002, pp. 219-222.
- [52] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, M. Gouker, "MEMS micro switches for reconfigurable microwave circuitry", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 11 , Issue: 3 , March 2001, pp. 106-108.
- [53] Dooyoung Hah, Euisik Yoon, Songcheol Hong, "A Low Voltage Actuated Micromachined Microwave Switch using Torsion Springs and Leverage", 2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Volume: 1 , 11-16 June 2000 pp. 157-160.
- [54] Jae-Hyoung Park, Kyungteh Kang, noweon Kang, Chungwoo Kim, Cimoo Song, Chang-Yul Cheon, Youngwoo Kwon, Young-Kweon Kim, "A 3 Voltage Actuated Micromachined RF Switch for Telecommunication Applications", Transducers'01, International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Munich, Germany, June 10-14, 2001.
- [55] Tan Guan-Leng, G.M. Rebeiz, "A DC-contact MEMS shunt switch", Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 12, Issue: 6, June 2002, pp. 212-214.
- [56] Shyh-Chiang Shen, M.Feng, "Low actuation voltage RF MEMS switches with signal frequencies from 0.25 GHz to 40 GHz", International Electron Devices Meeting, 1999. IEDM Technical Digest.5-8 Dec. 1999, pp. 689-692.

- [57] M-A Gretillat, F Gretillat, N F de Rooij, “Micromechanical relay with electrostatic actuation and metallic contacts”, *Journal of Micromechanics & Microengineering* 9, 1999, pp. 324-331.
- [58] Yongming Cai, Linda P.B. Katehi, “Series Switch compatible with CMOS technology”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002 , Volume: 2 , 2-7 June 2002, pp. 1221-1224.
- [59] Chienliu Chang, Peizen Chang, “Innovative Micromachined microwave Switch with very low Insertion loss”, *Sensors & Actuators* 79, 2000, pp. 71-75.
- [60] J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, “All-metal high-isolation series and series/shunt MEMS switches”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Volume: 11, Issue: 9 Sept. 2001 pp. 373-375.
- [61] Guan Leng Tan, Gabriel M. Rebeiz, “DC 26 GHz MEMS Series Shunt absorptive Switches”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2001, Volume: 1, 20-25 May 2001 pp. 325-328 vol.1.
- [62] Richard Chan, Robert Lesnick, David Becher, Milton Feng, “Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles”, *Journal of Micro Electro Mechanical Systems*, vol. 12, no. 5, October 2003, pp. 713-719.
- [63] Joachim Oberhammer, Göran Stemme, “Low-voltage high-isolation DC-to-RF MEMS switch based on an S-shaped film actuator”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Volume: 51, Issue: 1, Jan.2004, pp. 149-155.
- [64] T Tønnesen, O L`udtke, J Noetzel, J Binder, G Maderz, “Simulation, design and fabrication of electroplated acceleration switches”, *Journal of Micromechanics and Microengineering* 7 (1997), pp. 237–239.
- [65] Ignaz Schiele, Bernd Hillerich, “Comparison of lateral and vertical switches for application as microrelays”, *Journal of Micromechanics and Microengineering* 9 (1999), pp. 146–150.
- [66] Zhihong Li, Dacheng Zhang, Ting Li, Wei Wang and Guoying Wu, “Bulk micromachined relay with lateral contact”, *Journal of Micromechanics & Microengineering* 10 (2000) pp. 329–333.
- [67] E. Kohn, M. Adamschik, P. Schmid, S. Ertl, A. Floter, “Diamond electro-mechanical micro devices — technology and performance”, *Diamond and Related Materials* 10 2001 pp. 1684-1691.
- [68] P Schmid, M Adamschik and E Kohn, “Design of high-speed diamond microswitch”, *Semicond. Sci. Technol.* 18 (2003) S72–S76

- [69] M. Adamschik, S. Ertl, P. Schmid, P. Gluche, A. Flöter, E. Kohn, “Electrostatic Diamond Micro Switch”, *Transducers '99, International Conference on Solid State Sensors and Actuators*, Sendai, Japan, June 7-10, 1999
- [70] J.R. Webster, C.W. Dyck, J.P. Sullivan, T.A. Friedmann, A.J. Carton, “Performance of amorphous diamond RF MEMS capacitive switch”, *Electronics Letters*, Volume: 40, Issue: 1, 8 Jan. 2004, pp. 43-44.
- [71] Marc Dequesnes, S V Rotkin and N R Aluru, “Calculation of pull-in voltages for carbon-nanotube-based nanoelectromechanical switches”, *Nanotechnology* 13 (2002) pp. 120–131.
- [72] S.P. Kounaves, J. Buffle, “An Iridium Based Mercury Film Electrode”, *J.Electroanal.Chem.*, 1988, vol. 239, pp. 113-123.
- [73] G. Kovacs, C. Storment, S. P. Kounaves, “Microfabricated Heavy Metal Ion Sensor”, *Sensors and Actuators B*, 1995, vol. 23, pp.41-47.
- [74] J. Simon, S. Saffer, C-J. Kim, “A micromechanical relay with a thermally-driven mercury micro-drop”, *The Ninth Annual International Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, 1996, MEMS '96, 11-15 Feb. 1996 pp. 515–520.
- [75] Wenjiang Shen; Joonwon Kim; Chang-Jin Kim, “Controlling the adhesion force for electrostatic actuation of microscale mercury drop by physical surface modification”, *The Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 20-24 Jan. 2002, pp. 52-55.
- [76] Hiltmann, K.; Schumacher, A.; Guttman, K.; Lemp, E.; Sandmaier, H.; Lang, W., “New micromachined membrane switches in silicon technology”, *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, pp. 397-401 Volume: 25, Issue: 3, Sept. 2002.
- [77] Veljko Milanovic, Michel Maharbiz, and Kristofer S. J. Pister, “Batch transfer integration of RF microrelays”, *IEEE MICROWAVE AND GUIDED WAVE LETTERS*, VOL. 10, NO. 8, AUGUST 2000, pp. 313-315.
- [78] D. Peroulis, S.P. Pacheco, L.P.B. Katehi, “RF MEMS Switches With Enhanced Power-Handling Capabilities”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume: 52, Issue:1, Jan. 2004, pp. 59-68.
- [79] Joachim Oberhammer and Göran Stemme, “Low-voltage high-isolation DC-to-RF MEMS switch based on an S-shaped film actuator”, *IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES*, VOL. 51, NO. 1, JANUARY 2004, pp. 149-155.
- [80] K. Suzuki, Y. Neav, “Silicon MEMS micro-switch with charge-induced retention”, *TRANSDUCERS 2003, 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, Volume: 2, 8-12 June 2003 pp. 1718-1721 vol.2.

- [81] M. Sakata, Y. Komura, T. Seki, K. Kobayashi, K. Sano, S. Horiike, "Micromachined Relay which Utilizes Single Crystal Silicon Electrostatic Actuator", Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS '99. 17-21 Jan. 1999, pp. 21-24.
- [82] Jo-Ey Wong, Jeffrey H. Lang, Martin A. Schmidt, "An Electrostatically Actuated MEMS Switch for Power Applications", The Thirteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2000. MEMS 2000, 23-27 Jan. 2000, pp. 633-638.
- [83] Gabriel M. Rebeiz, "RF MEMS: Theory, Design and Technology", Wiley-Interscience
- [84] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, M. Eberly, "RF Power Handling of Capacitive RF MEMS Devices", IEEE International Microwave Symposium 2002, pp. 329-332.
- [85] Werner Thiel, Kelly Tornquist, Ron Reano, Linda P. B. Katehi, "A Study of thermal Effects in RF-MEM-Switches using Time Domain Approach", IEEE International Microwave Symposium 2002, pp. 235-238.
- [86] Jad B. Rizk, Elie Chaiban, Gabriel M. Rebeiz, "Steady State Thermal Analysis and High Power Reliability Considerations of RF MEMS Capacitive Switches", IEEE International Microwave Symposium 2002, pp. 239-242.
- [87] X. Rottenberg, B. Nauwelars, W. De Raedt, H. A. C. Tilmans, "RF current and power handling of RF MEMS shunt switches", MEMSWAVE 2004, 5th Workshop on MEMS for MillimeterWave communications, June 30th - September 7th, 2004, Uppsala, Sweden.

Chapitre III : Etude Hyperfréquence

III.1 Introduction

L'étude portant sur un système micromécanique capable de commuter des signaux hyperfréquences de puissance, une approche de simulation globale tenant compte des aspects hyperfréquences et mécanique est nécessaire pour permettre sa conception. En effet, la structure étant basée sur des substrats de silicium, un dispositif fortement dispersif serait concrètement inutilisable. Il est donc nécessaire, lors de la phase de conception, de tenir compte de critères propres aux besoins de propagations d'ondes guidées.

La structure complexe du dispositif étudié rend une approche analytique hasardeuse en terme de prédictibilité. Il est donc nécessaire d'avoir recours à des simulations électromagnétiques 3D pour estimer le comportement des commutateurs lors d'excitations hyperfréquences. Le logiciel utilisé, disponible dans le commerce, est l'outil de référence dans le domaine : HFSS d'ANSOFT.

Utilisant cet outil, le problème fut découpé en blocs fonctionnels liés à des points particuliers à optimiser pour assurer la viabilité de la conception du MEMS envisagé. Ainsi, tout dispositif commutant élaboré doit générer des pertes d'insertions aussi faibles que possible tout en garantissant une isolation suffisante. Il s'agit donc dans un premier temps de définir ce qu'impliquent ces impératifs et d'étudier quels paramètres technologiques ou topologiques à ajuster pour que la conception compense les faiblesses du matériau structurel.

En somme, il est tout d'abord nécessaire de choisir et générer des lignes de propagation d'impédance caractéristique 50Ω et dont les pertes n'excèdent pas 0.1dB dans la bande de fréquence utilisée, c'est-à-dire 2MHz-2GHz.

Ensuite, une étude des paramètres géométriques est à réaliser pour définir les points cruciaux tels que l'isolation ou la résistance de contact ainsi que l'effet de l'encapsulation.

III.2 Aspects Hyperfréquence

III.2.1. Les lignes de propagation

Deux concepts sont envisageables pour propager des signaux hyperfréquence sur des substrats semi-conducteurs. On dispose ainsi de la ligne microstrip et du guide d'onde coplanaire. Chacune de ces technologies présente ses intérêts et ses inconvénients.

a) La ligne microstrip

Dans le cas d'une ligne microstrip, les champs électriques traversent le substrat, le plan de masse se situant en face arrière de celui-ci (Figure III-01). Cela implique que le milieu doit être aussi parfait que possible en terme de résistivité notamment, pour éviter les pertes diélectriques de lignes. C'est donc naturellement que des substrats tels que le quartz, l'alumine, l'AsGa ou l'InP sont prédisposés à une telle application et que le silicium avec des pertes diélectriques trop importantes, n'est vraiment pas adapté. On a dans ce cas une propagation en quasi TEM, c'est-à-dire que les champs électriques et magnétiques sont contenus dans un plan perpendiculaire à l'axe de propagation.

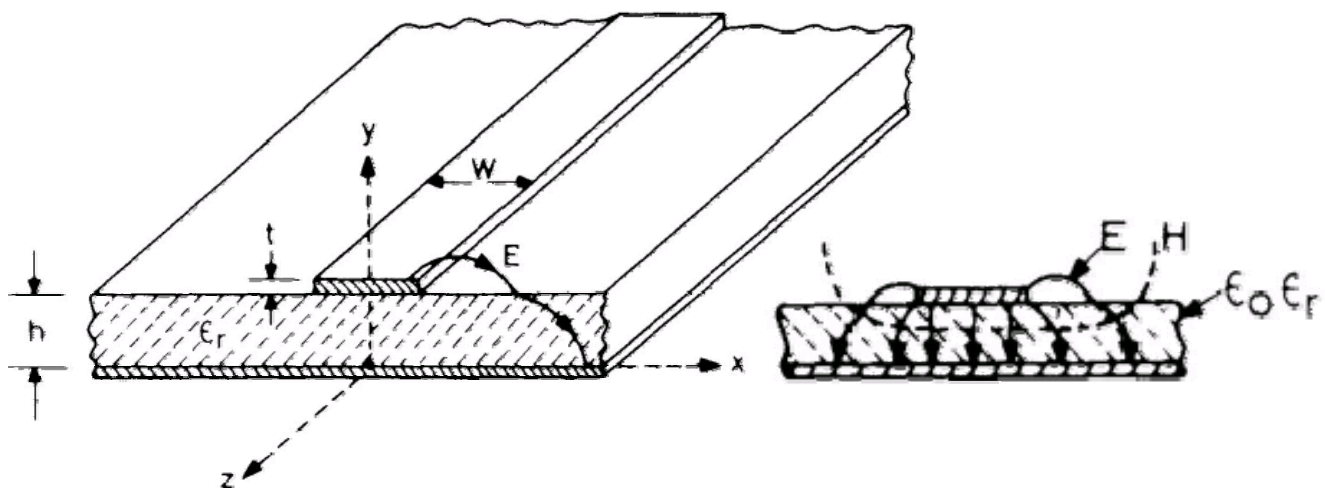


Figure III-01 : Représentation schématique d'un guide d'onde microstrip et des lignes de champ électromagnétiques E et H [1].

b) Guide d'onde coplanaire

Le guide d'onde coplanaire quant à lui est différent dans le sens où le mode de transmission n'est pas un quasi TEM à proprement parlé, mais deux TE (pair et impair) dont l'un rayonne et l'autre se propage le long du guide d'onde. Le mode pair est le mode parasite de rayonnement. Il est excité lors de discontinuités dans la ligne. Il est donc recommandé d'éviter toute dissymétrie entraînant une différence de potentiel entre les deux plans de masse, condition d'excitation de ce mode. En réalisant régulièrement des structures dites pont à air reliant les masses entre elles, on impose aux masses de garder le même potentiel.

L'avantage de ce type de guide d'onde est qu'il est moins soumis à la qualité du substrat hôte si les métallisations sont assez épaisses. Dans ce cas, on augmente la proportion de lignes de champ dans l'air, bien meilleur diélectrique. Ainsi, pour le silicium, des lignes de $3\mu\text{m}$ d'épaisseur au moins sont généralement utilisées pour limiter les pertes de lignes. Technologiquement, il est cependant nécessaire de garantir l'état de surface des flancs de métallisations puisque les lignes de champ passent d'une surface à une autre comme le montre la figure III-02.

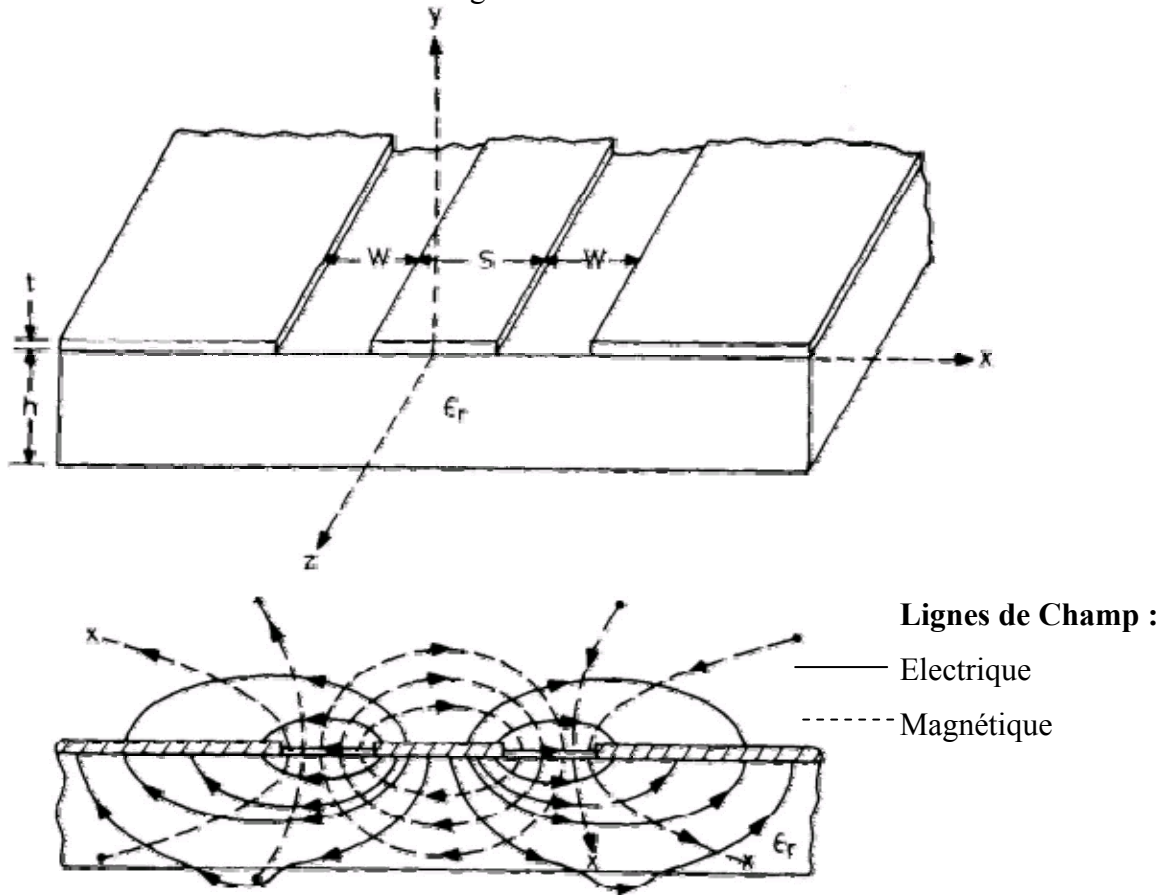


Figure III-02 : Représentation schématique d'un guide d'onde coplanaire et des lignes de champ électromagnétiques E et H en mode impair [1].

L'adaptation du dispositif à la norme d'impédance 50Ω se fait en jouant sur les paramètres topologiques du guide d'onde. En effet, la largeur du ruban central noté S ainsi que la fente entre la ligne de propagation et les masses notées W, pour un substrat donné, déterminent l'impédance caractéristique du guide d'onde.

Une infinité de solutions sont disponibles puisque la solution de l'équation est une droite. Il est donc nécessaire de fixer un paramètre pour trouver le deuxième. Là encore, le choix n'est pas anodin. En effet, plus la fente est grande, plus les lignes de champ seront aplaties et parcourront de chemin à travers le substrat. Ceci peut être positif à basse fréquence mais dès lors que l'on augmente la fréquence, les pertes deviennent importantes. Au contraire, une fente trop étroite produit des lignes plus résistives puisque elles aussi plus étroites. Il faut donc trouver un compromis suivant la fréquence propre à l'application envisagée.

Par ailleurs, les métallisations, notamment au niveau de la ligne, sont prépondérantes. En effet, l'état de surface, la bonne planéité des surfaces latérales de la CPW garantissent de bonnes performances en terme d'insertion. Il faut se rappeler qu'en hyperfréquence, toute l'épaisseur des conducteurs n'est pas utilisée pour la conduction. Seul une très fine couche superficielle du conducteur est parcourue par les courants hyperfréquences de l'onde à propager.

δ l'épaisseur de peau donnée par l'expression :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$$

Où μ est la permittivité magnétique et σ la conductivité du milieu.

Ainsi, à 10GHz, l'épaisseur de peau n'est que de 750nm alors qu'à 1GHz elle est de 2,3 μ m. Il est en général recommandé de disposer d'épaisseurs au moins deux fois supérieures à l'épaisseur de peau.

c) Choix du guide d'onde

La facilité de mise en œuvre et la possibilité d'utiliser le silicium comme substrat hôte conduisent à choisir ce type de guide pour la propagation des signaux hyperfréquences dans le commutateur micromécanique étudié.

III.2.2. Le dispositif

Les topologies classiques commutateur radio fréquences que l'on trouve dans la littérature sont soit série, soit parallèle (shunt) dans des configurations capacitives ou ohmiques. Nous allons définir dans cette section, les différents aspects des performances de ces topologies et les enjeux de chacune d'entre elles. Ces mises au point permettent de mieux comprendre les performances rencontrées dans la littérature et de mieux cerner les enjeux de la thèse.

III.2.2.1. Les différentes configurations

Electriquement, deux modèles d'intégration de commutateurs électromécaniques sont possibles : les modes parallèles et série. Dans le cas de l'intégration parallèle, la ligne de propagation est chargée par le commutateur de façon à court-circuiter le signal lors de son actionnement. Ce cas est réalisé principalement par des structures de ponts suspendus métalliques agissant comme une capacité variable ou comme un court-circuit suivant le cas.

Dans la topologie série, l'interrupteur est réalisé de façon à interrompre le signal en créant une fente dans le ruban supportant le signal. Dans ce cas, une intégration ohmique peut convenir. Des structures de cantilever intégrées dans le guide d'onde ou des ponts diélectriques avec un contact métallique central sont généralement utilisés dans ce type de configuration.

Enfin, pour accroître les performances en terme d'isolation, il est possible d'associer ces deux configurations. Ainsi, deux commutateurs peuvent être placés en parallèle / série ou en étoile comme le montre la figure III-03.

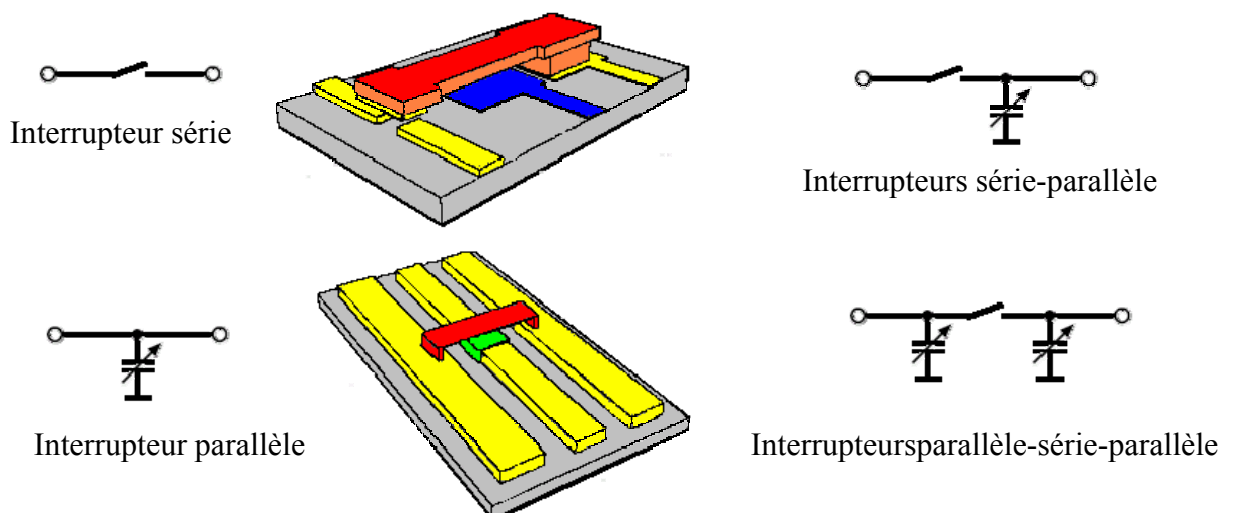


Figure III- 03: Schéma de principe de commutateurs série, parallèles, serie-parallèles et parallèle-série-parallèle.

III.2.2.2. Topologie capacitive

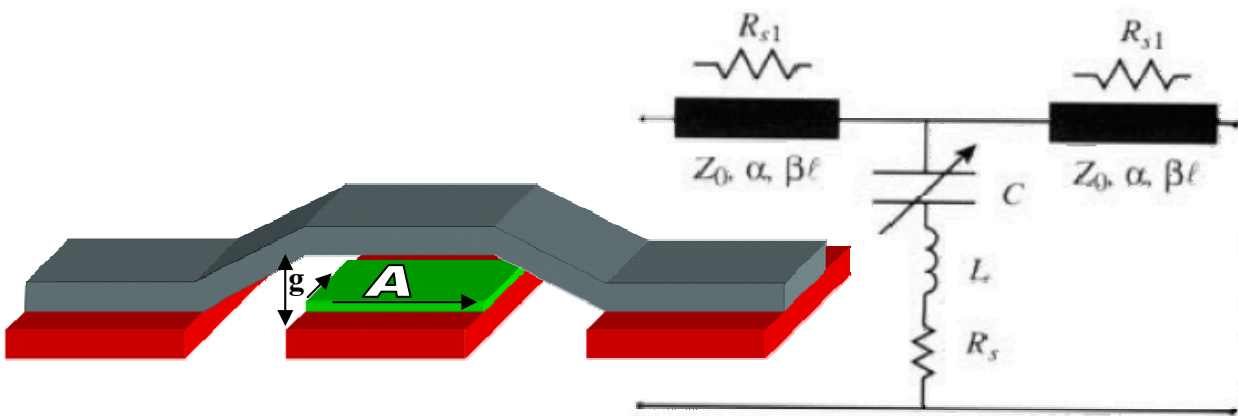


Figure III- 04: Shéma de principe et modélisation d'un commutateur capacitif [2]

Pour un commutateur capacitif en configuration parallèle, le dispositif est placé entre les masses et la ligne de signal. En fonction de la tension appliquée, il laisse la ligne de transmission sans perturbations, soit il la relie à la masse. C'est pour cela qu'idéalement, ce type de commutateur ne présenterait pas de pertes d'insertion et une isolation infinie lorsque la tension d'actionnement est appliquée. Il existe deux types de fonctionnement, le modèle capacitif et le modèle ohmique. Dans les cas pratiques, un tel composant pourra fonctionner jusqu'à 100GHz avec de faibles pertes d'insertion de l'ordre de 0,04dB à 0,1dB jusqu'à 50GHz dans le cas d'une position au dessus de la ligne. Lorsqu'il est collé au guide d'onde, l'isolation est en général supérieure à 20dB jusqu'à 50GHz. Examinons les paramètres géométriques, technologiques déterminant les performances de ces dispositifs.

a) Pertes par insertion

On définit les pertes d'insertion par le rapport entre les puissances des ondes incidentes et transmises dans le mode dit *ON* du commutateur, ce qui signifie que le signal est transmis. Ces pertes sont engendrées principalement par :

- Les pertes dues aux métallisations
- Les pertes dues au substrat
- Le couplage avec la partie mobile

b) L'isolation

On définit l'isolation d'un commutateur, le rapport du signal transmis sur le signal incident représentée par le paramètre S_{12} , alors que le dispositif est non passant ou à l'état bas. Dans ce cas, si le dispositif est capacitif, l'efficacité du commutateur sera due à la fréquence du zéro de transmission lié à la structure du pont essentiellement. En effet, un diélectrique de permittivité ϵ_r recouvre le conducteur central de la CPW en dessous du pont métallique constituant le commutateur. A l'état bas, le système peut être modélisé par un circuit RLC (Figure III-04). Suivant la résonance de ce circuit, l'isolation sera améliorée par la présence de ce zéro de transmission équivalent à un pic d'absorption autour de la fréquence de résonance. Il est alors possible de jouer sur différents paramètres tels que la topologie du pont et notamment sur les suspensions, pour faire varier l'inductance série de la structure (Figure II-4 : paramètre L). Par ailleurs, la surface de la capacité et la permittivité du diélectrique permettent d'ajuster la capacité équivalente du système.

On notera que à l'état haut, l'influence de l'inductance équivalente du pont reste négligeable. En effet, pour des fréquences en dessous de LC, le pont se comporte comme une capacité et au-delà comme une inductance. A la résonance, la structure se réduit à la résistance série du pont.

On notera qu'il est possible d'envisager une intégration série du commutateur capacitif.

c) Le rapport Con/Coff

Dans le cas d'une structure capacitive, la fonction de commutation est associée à la charge d'une ligne de propagation par une capacité MEMS variable qui perturbera plus ou moins le signal suivant son état mécanique. Il est donc primordial dans ce type de configuration, de maximiser le rapport entre les deux états capacitifs notamment dans les applications pour des déphaseurs ou des circuits à adaptation d'impédance.

Définissons tout d'abord la capacité à l'état bas, notée C_{off} par l'expression analytique suivante :

$$C_{off} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_{ox}}$$

Avec t_{ox} l'épaisseur de la couche diélectrique déposée au dessus de la ligne de propagation et A la surface de la capacité. Le but est de maximiser la valeur de cette capacité. On peut alors aisément comprendre qu'il est possible de jouer sur la surface de la capacité en l'augmentant et sur l'épaisseur du diélectrique en la diminuant. Il est également possible si les moyens technologiques le permettent, de choisir des matériaux à forte permittivité diélectrique. Le tableau ci-dessous donne quelques exemples de ces matériaux alternatifs au nitrure de silicium.

Matériau	Procédé	ϵ_r	Référence
Oxyde de silicium	PECVD	4,1-4,2	[2]
Nitrure de silicium	PECVD	6-9	[2]
Nitrure de silicium	HDICP		[3]
ZNO	Pulvérisation	8,75	[4]
Al ₂ O ₃	Pulvérisation	9,7	[5]

Tableau III-01 : Récapitulatif non exhaustif des différents diélectriques et de leurs constantes

On notera que l'équation précédente n'est que théorique. Elle ne tient en effet pas compte des effets de bords d'électrodes ni de l'imperfection des métallisations elles mêmes. Pour ce dernier effet, Gabriel Rebeiz [1] propose une estimation en considérant

la rugosité moyenne, notée d , des électrodes pour adapter les imperfections des électrodes de la capacité.

$$C_{off} = \frac{\epsilon_0 A}{2} \left(\frac{1}{d + \frac{t_{ox}}{\epsilon_r}} + \frac{\epsilon_r}{t_{ox}} \right), [1]$$

Par ailleurs, il faut rappeler que dans bien des cas, les effets de bord de l'électrolyse des CPW dégradent la capacité à l'état bas en formant des cavités concaves interdisant un contact plan du pont sur le diélectrique. Les performances en terme d'isolation se dégradent très rapidement. On peut facilement perdre une vingtaine de dB à l'état bas par ce type de disfonctionnement technologique.

La capacité à l'état haut, notée C_{on} est donnée, sans tenir compte des effets de bords, par l'équation :

$$C_{on} = \frac{\epsilon_0 A}{g + \frac{t_{ox}}{\epsilon_r}}$$

Avec g la valeur de l'entrefer, t_{ox} l'épaisseur d'oxyde et A la surface de la capacité plan entre le pont et le guide coplanaire.

Comme on désire perturber le moins possible la propagation du signal, il est nécessaire de minimiser cette capacité. L'expression précédente montre bien la dépendance de cette capacité au gap d'air séparant l'électrode mobile du MEMS et la ligne CPW. On peut donc comprendre pourquoi des réalisations avec de faibles entrefers n'offrent que de forts couplages capacitifs à l'état haut. Le signal hyperfréquence se transmettant alors peut provoquer l'apparition de courants hyperfréquences dans le pont à l'état haut, entraînant son échauffement et sa déformation comme le souligne Warner Thiel *et al.* [7]

Néanmoins, dans certains cas, une isolation absolue très importante n'est pas nécessaire. Ce qui est primordial, c'est la valeur du rapport de ces capacités.

$$\frac{C_{on}}{C_{off}} = \frac{\frac{\epsilon_0 A}{g + \frac{t_{ox}}{\epsilon_r}} + C_f}{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t_{ox}}}$$

Avec C_f la capacité prenant en compte les effets de bords.

III.2.2.3. Topologie Ohmique

On doit distinguer tout d'abord la configuration parallèle (Figure II-04) et série (Figure III-05) de ce type de commutateur. En effet, il est possible de disposer le MEMS soit pour court-circuiter une ligne hyperfréquence soit pour réaliser un contact entre deux sections de conducteurs disjoints d'un même guide d'onde pour permettre la propagation du signal. Dans les deux cas rappelons que le mode ohmique suppose la séparation stricte de l'actionnement et de la propagation du signal sans quoi le contact métallique serait impossible.

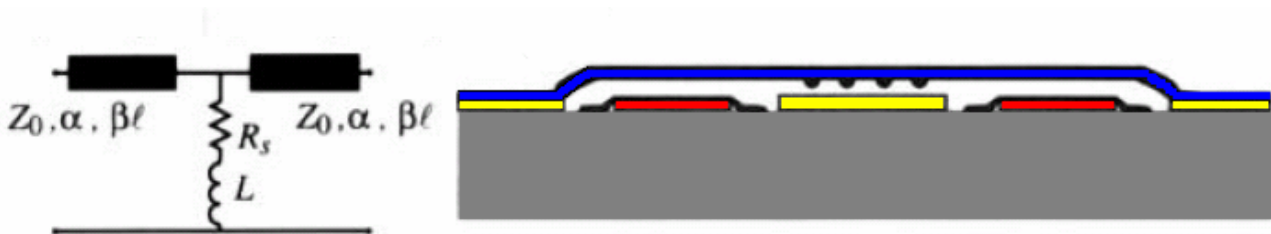


Figure III-04 : Schéma et modélisation d'un commutateur ohmique parallèle

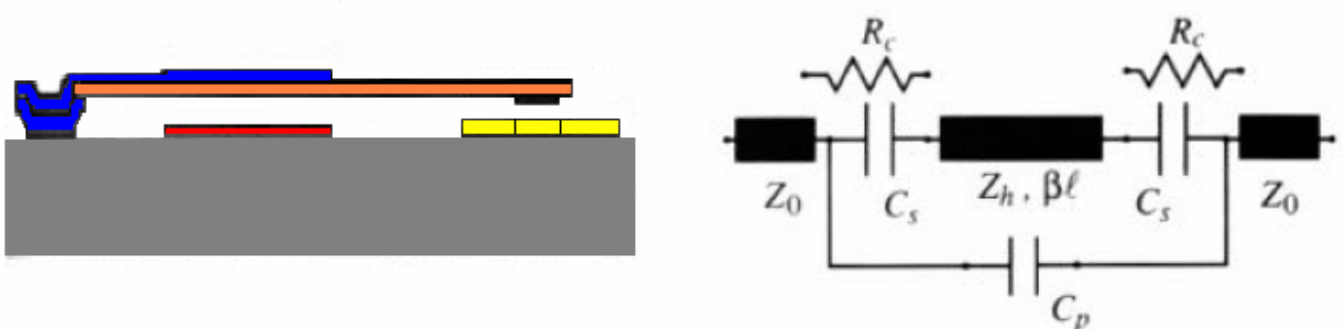


Figure III-05 : Schéma et modélisation d'un relais intégré en série

III.2.2.3.1. Disposition en parallèle

Dans ce cas, la microstructure permet de réaliser un court-circuit entre la masse et le ruban supportant le signal hyperfréquence. Les problèmes de contact électriques seront bien sûr les préoccupations prépondérantes pour la réalisation de composants viables. Bien entendu, au repos, la modélisation du relais équivaut à son homologue capacitif sans couche de diélectrique toutefois. Là encore, l'entrefer d'air est essentiel pour garantir une bonne isolation lors du passage de signaux RF.

Au niveau du contact électrique, lorsque la structure est à l'état bas, le système peut se modéliser par un circuit R-L où la résistance est la somme du contact et de la résistance du pont. En général, pour la plupart des réalisations, ce paramètre varie entre 0,5 et 2Ω. Une modélisation du paramètre S_{12} est donnée par G. Rebeiz [1] :

$$|S_{12}|^2 \approx \begin{cases} \left(\frac{2R_s}{Z_0}\right)^2 & \text{pour } \omega L \ll R_s \\ \left(\frac{2\sqrt{2}R_s}{Z_0}\right)^2 & \text{pour } \omega L = R_s \\ \left(\frac{2\omega L}{Z_0}\right)^2 & \text{pour } \omega L \gg R_s \end{cases}$$

A partir de ces formules, il est remarquable que l'isolation du commutateur pour des fréquences $f \geq R_s / (2\pi L)$ soit dominée par l'inductance équivalente du commutateur. En pratique, pour une résistance de 1Ω et une inductance de 5pH (fréquentes dans la littérature), on atteint une isolation de 28dB dans la bande 0,01-20GHz et n'est plus que de 25dB à 40GHz. Dans le cas où on a une inductance de 15pH, alors l'isolation n'est plus que de 16dB [1].

Topologiquement, une augmentation d'inductance se traduit en général par des conducteurs métalliques plus fins ou dont le dessin produit plus de méandres qu'un simple contact rectangulaire. Il est donc nécessaire de limiter les zones métalliques trop fines et courbées. Des compromis avec des considérations mécaniques sont alors à trouver pour ne pas rigidifier à outrance les conceptions pour limiter le recours à des tensions d'actionnement disproportionnées.

III.2.2.3.2. Disposition en série

Le cas de ce type de topologie est plus complexe dans le sens où les électrodes d'actionnement vont jouer un rôle prépondérant dans la réponse en fréquence du commutateur. En effet, la ligne de propagation dans la configuration série est initialement interrompue. C'est lors de l'actionnement du système que la propagation peut avoir lieu. Les performances à l'état haut vont donc dépendre de l'isolation et donc de la capacité à l'état haut. Celle-ci est composée de la capacité entre le contact et la ligne tenant compte des effets de bords, ainsi que par une capacité parasite entre les deux surfaces des métallisations du ruban central du CPW.

La résistance de contact à l'état bas dépend de la surface de contact, du matériau utilisé, de la force mécanique appliquée au contact et de la qualité du contact métal à métal. Ainsi Hyman *et al.* [2] montrent que de bons contacts électriques soient établis, il est nécessaire de disposer de force de contact supérieur à 100μN pour une surface de 20μm². Dans le cas de l'or, si le dépôt est relativement pur, on atteint alors des résistances de l'ordre de l'ohm.

Les pertes de puissance dissipées dans le cas d'un commutateur ohmique sont $P_{\text{pertes}} = R_s I_s^2$, avec R_s la résistance de contact et I_s le courant hyperfréquence qui passe dans la structure.

Dans l'état bas et à basse fréquence ($\omega L \ll Z_0$), il est possible de réduire le commutateur à un circuit RL dont les pertes s'écrivent alors :

$$Pertes = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 = \frac{R_s}{Z_0}$$

Pour une résistance de contact de 1Ω, on a 0,1dB de pertes d'insertion et pour 3Ω, 0,3dB. On remarquera que dans le cas où les fréquences restent en dessous de $\omega L \ll Z_0$, les pertes d'insertion sont indépendantes de la fréquence.

III.3 Simulations Electromagnétiques 3D

Pour étudier la structure présentée dans le chapitre précédent (Figure II-46) comme véhicule de test pour une application de commutation de signaux radiofréquences de puissance, un simulateur par éléments finis, HFSS a été utilisé. Celui-ci est un logiciel disponible dans le commerce et fait référence dans le domaine des MEMS RF.

Avant de présenter les optimisations réalisées sur la topologie choisie, nous aborderons la programmation du simulateur en parlant des différents paramètres utilisés pour obtenir les résultats présentés ensuite. Les aspects matériaux et géométriques feront l'objet d'un premier paragraphe avant de s'intéresser à des problèmes de technologie.

III.3.1. Paramétrage du simulateur

Dans toute simulation basée sur des outils informatiques, la définition des conditions limites et le choix des modèles liés aux matériaux est primordial pour garantir la fiabilité des résultats. On retrouvera donc en annexe une description détaillée du simulateur Ansoft HFSS.

D'autre part, le recours à ces outils numériques pour le dimensionnement de structures passe par une rationalisation et le découpage du problème. En effet, il est inutile et coûteux en temps de calcul de réaliser toutes les optimisations sur des simulations comprenant l'ensemble du dispositif. Des simplifications sont possibles et souhaitables pour résoudre des problèmes ponctuels et indépendants de l'ensemble de la structure.

Ainsi, il est possible de tirer des informations de la simulation d'une simple ligne coplanaire. L'optimisation de celle-ci pour que son impédance caractéristique soit de 50 ohms ne nécessite en effet pas la simulation du commutateur en entier. De même, le dimensionnement des couches de diélectrique ainsi que l'étude de l'influence de l'entrefer structurel de libération sont accessibles par des simulations basées sur des lignes coplanaires.

Par contre, les dimensions latérales en général seront plus sensibles et seule une modélisation complète des dispositifs permet d'en connaître les influences sur les performances. Le recours à des symétries notamment dans le plan médian du guide d'onde coplanaire est envisageable pour diminuer les besoins en temps de calcul car nous sommes en mode de transmission quasi TEM impair.

Enfin, il est possible de définir des variables pour chaque dimension du dispositif. Par l'intégration astucieuse de chaînes de cotes, il est alors possible de paramétrer l'ensemble du projet, obtenant ainsi une base pour des optimisations du dispositif. Dans ce cas, la liste des variables, pour peu que leurs noms soient explicites, donne les dimensions de chaque couche, chaque détail de la topologie simulée. On en tire donc un gain de temps pour retrouver les dimensions utilisées lors d'analyses de résultats. En découle un gain de temps et de productivité considérable. Par ailleurs, les industriels peuvent investir dans des modules dits d'optimisation permettant directement en rentrant un objectif à atteindre, de faire varier automatiquement les dimensions des structures. Le logiciel lance automatiquement les simulations jusqu'à ce qu'il trouve les valeurs spécifiées. Le choix de cette méthode paramétrique permet ainsi la création d'un outil facilitant les études statistiques pour déterminer la stabilité des performances de la structure vis-à-vis des dimensions géométriques, indispensable pour garantir une industrialisation future.

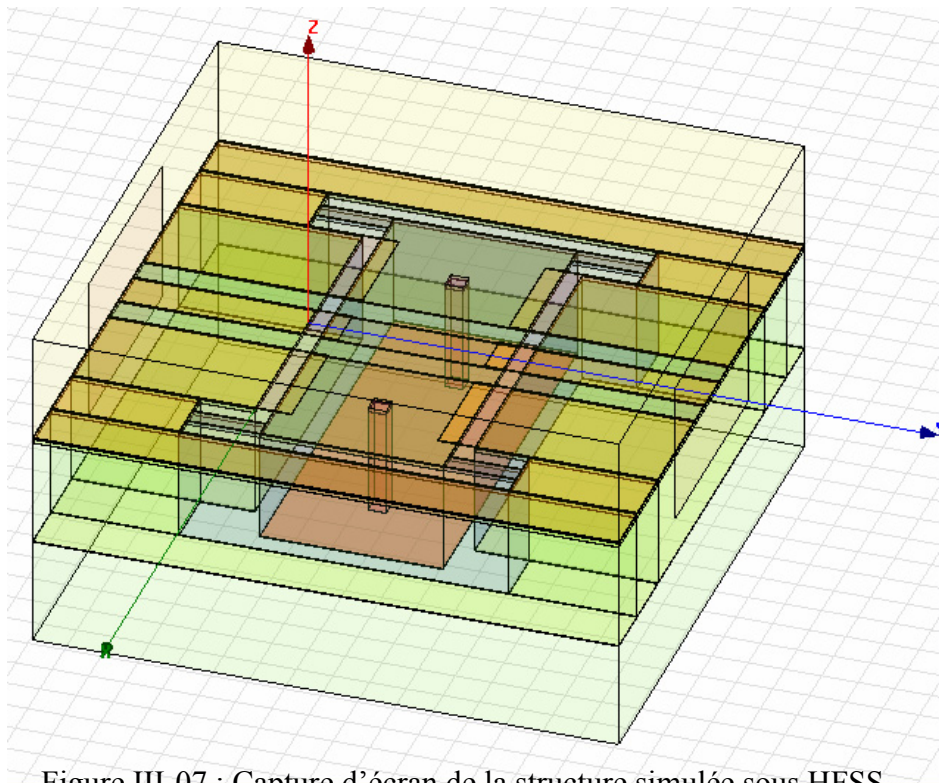


Figure III-07 : Capture d'écran de la structure simulée sous HFSS

III.3.2. Influence des matériaux

III.3.2.1. Les métallisations

Ainsi, il est tout d'abord nécessaire de générer un guide d'onde coplanaire dont l'impédance soit compatible avec les instruments de mesure (Figure III-08). S'il existe des expressions simples pour des substrats ne comprenant que du matériau massif, il n'est pas envisageable de calculer analytiquement les couples largeur de ruban / fente pour des substrats ayant, comme dans notre cas un empilement de couches d'oxyde de silicium et de silicium. Le recours à la simulation électromagnétique 2D ½ voire 3D est impératif vu la complexité des substrats. Ainsi un couple de paramètres est simulé autour de 120 μm de largeur de ligne et 80 μm de fente. Un autre dont la ligne est plus étroite serait de 42 μm de largeur et 40 μm de fente. Nous ne présenterons pas les différents guides simulés, l'intérêt avant tout étant de fixer leur impédance caractéristique à 50 Ω . On notera que pour trouver ces valeurs, on fixe le paramètre de fente et on ajuste la largeur pour arriver à une impédance caractéristique de 50 Ω . Ensuite, on vient observer l'influence de l'épaisseur de métal sur les pertes d'insertion (Figure III-08). On notera que 3 μm suffisent pour limiter les pertes des guides, au-delà il n'y a pas de grande amélioration.

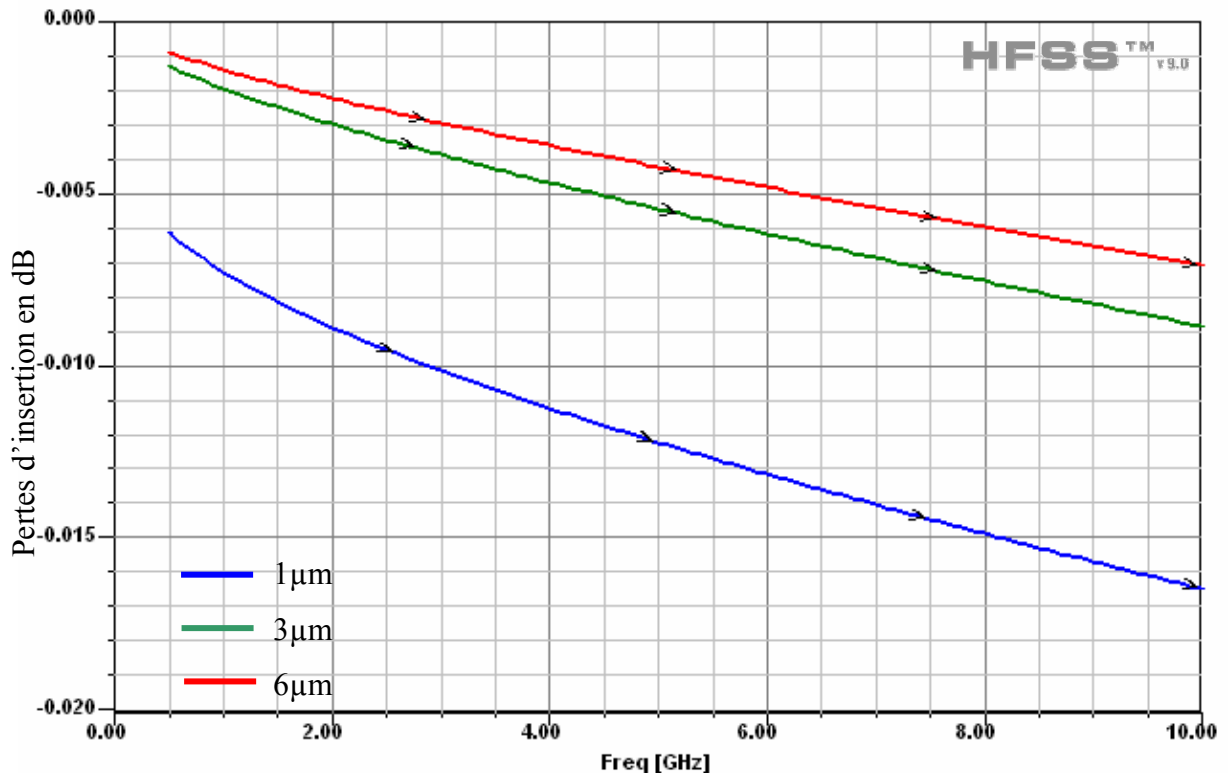


Figure III-08 : Influence de l'épaisseur des métallisations sur les performances tenant compte de pertes électriques des métallisations pour 100 μm de longueur de ligne

III.3.2.2. L'oxyde d'isolation

Pour apprécier l'influence de la largeur de métallisation sur les performances dans la bande de fréquence ainsi que l'influence de l'épaisseur d'oxyde sur les pertes par insertion, une simulation par éléments finis est réalisée (Fig. III-09). Dans ce cas, on dispose d'un substrat SOI de 300 μm d'épaisseur, ayant un oxyde enterré de 1.5 μm et une couche épitaxiée de 10 μm d'épaisseur. De cette comparaison, on peut conclure qu'un oxyde d'isolation plus épais permet de diminuer les pertes liées au substrat. Il est remarquable que pour les fréquences utilisées, une ligne coplanaire plus large permet d'améliorer les performances. Ceci est largement dû à la résistance continue qui est plus faible pour des sections de conducteur plus importantes. Pour une utilisation plus haute fréquence cependant, les modes de transmission TE_{10} et TM apparaissent plus rapidement et c'est une configuration à plus faible largeur de ruban qui est alors souhaitable.

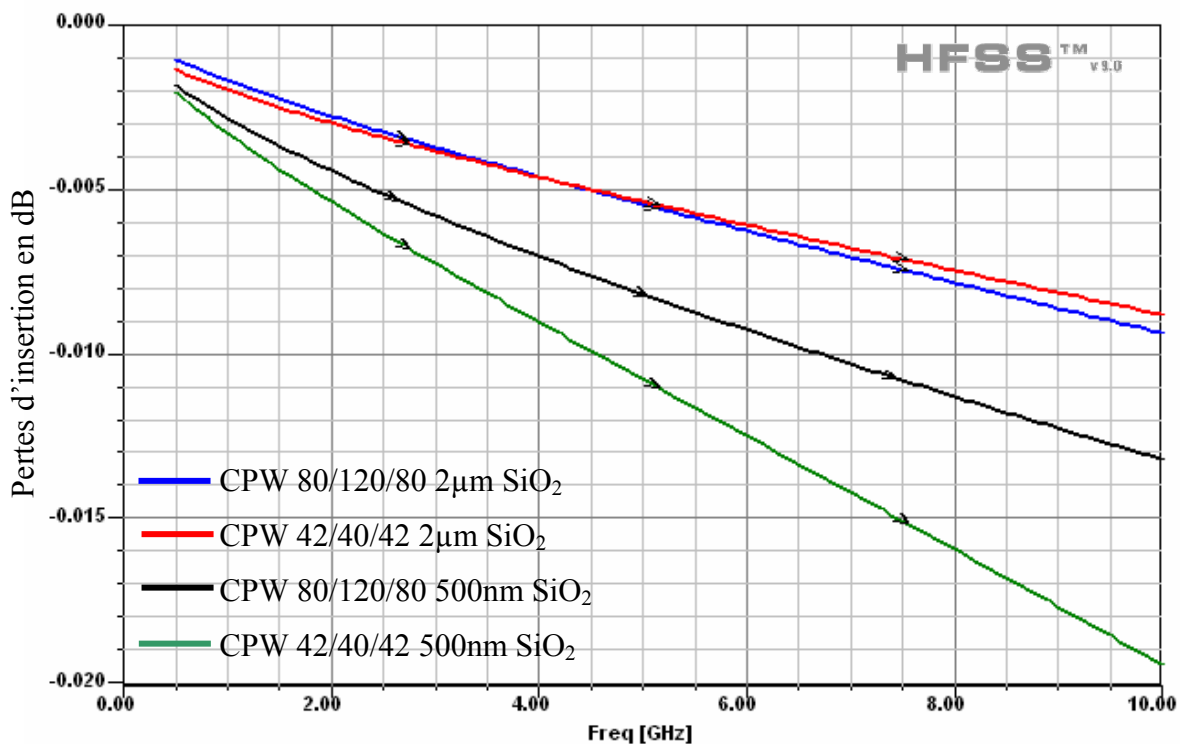


Figure III-09 : Influence de l'épaisseur d'oxyde sous la ligne sur les pertes d'insertion tenant compte des pertes diélectriques fixées à $\tan\delta=0,001$ dans les deux matériaux. (Pour 100 μm de guide d'ondes)

III.3.2.3 Conclusion

Ainsi, ce paragraphe a permis de dimensionner simplement des couples de guides d'ondes dont l'impédance caractéristique est de 50Ω . Les dimensions retenues sont $40/42/40\mu\text{m}$ et $80/120/80\mu\text{m}$ décrivant les paramètres de fente, de largeur de ruban central et de fente à nouveau. Ces guides d'ondes ont été dimensionnés pour des substrats de silicium à haute résistivité comportant $1,5\mu\text{m}$ d'oxyde enterré dit BOX et $10\mu\text{m}$ de couche active de silicium monocristallin intrinsèque. Un oxyde d'isolation de $2\mu\text{m}$ en dessous des guides d'ondes et des métallisations épaisses de $3\mu\text{m}$ sont requis pour garantir des pertes d'insertion inférieures à $0,1\text{dB}$ sur l'ensemble de la ligne.

Les aspects matériaux définis, il faut maintenant concentrer l'étude sur les paramètres topologiques.

III.3.3 Influence de la géométrie

La topologie des structures micro-usinées joue un rôle important sur leurs performances dans le domaine des hyperfréquences. Ainsi, les dimensions des contacts, des bras de suspension, la présence de plans de masse sur le capot, les largeurs des ouvertures usinées par gravure profondes ont une influence sur les performances hyperfréquences de la structure.

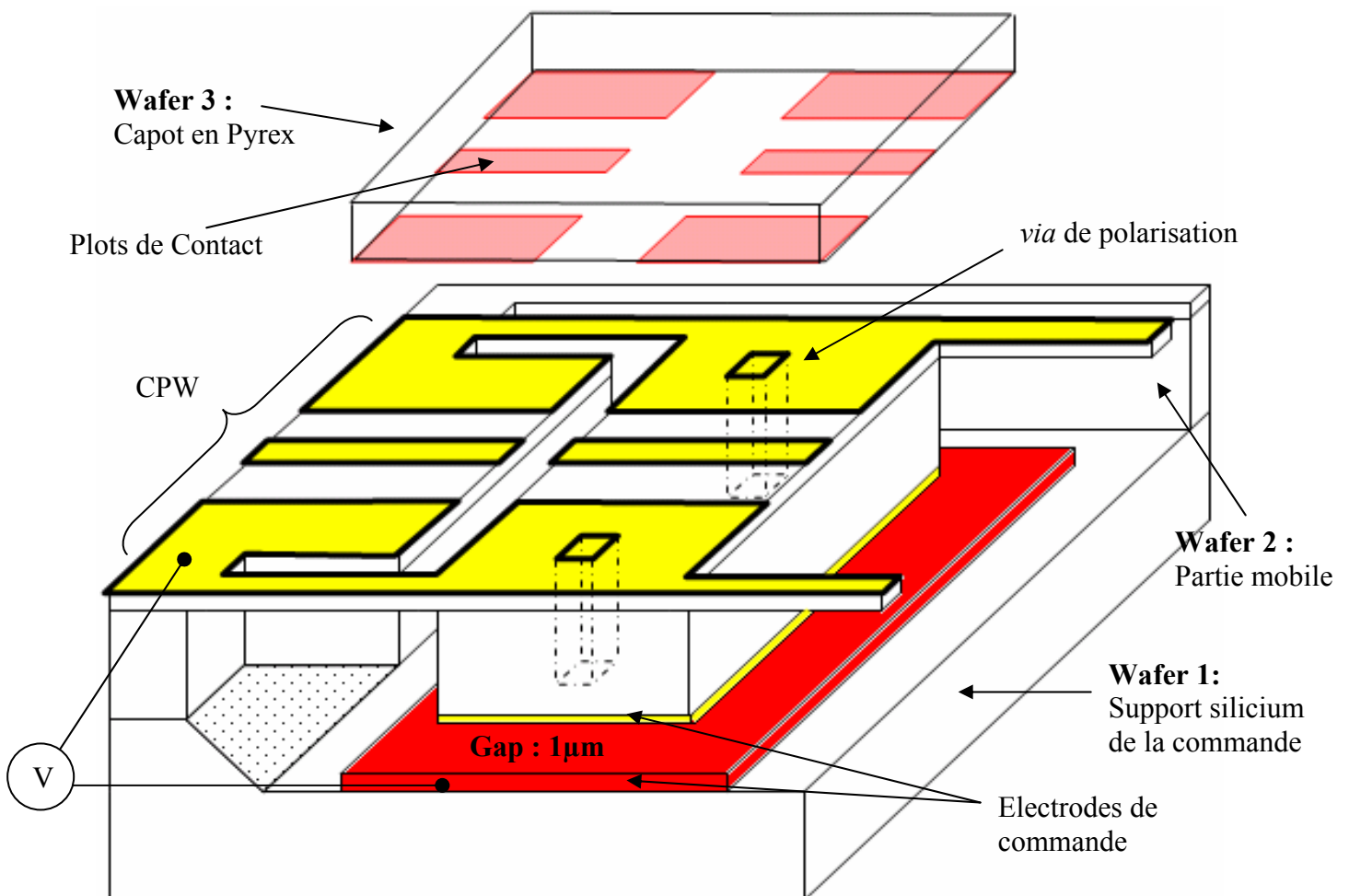


Figure III-10: Schéma représentant la structure proposée. Assemblage de trois substrats.

III.3.3.1 Influence du gap de commande

Une des dimensions dont l'influence est intuitive est la valeur de l'entrefer de commande dans le comportement en isolation de la structure. En effet, c'est ce paramètre qui va déterminer le niveau de couplage des contacts métalliques entre eux lorsque le commutateur est à l'état bas, sans continuité électrique entre les ports d'entrée et de sortie de l'interrupteur. La figure III-11 montre clairement l'évolution croissante de l'isolation avec l'entrefer passant de 20dB pour $0,5\mu\text{m}$ à environ 40dB pour $3\mu\text{m}$ respectivement à la fréquence de 5GHz.

Il est donc clair qu'il sera préférable de maximiser l'entrefer de commande pour maximiser l'isolation. Un compromis sera cependant nécessaire puisque l'augmentation de cette dimension entraîne une élévation de la tension de commande (Voir Chapitre IV)

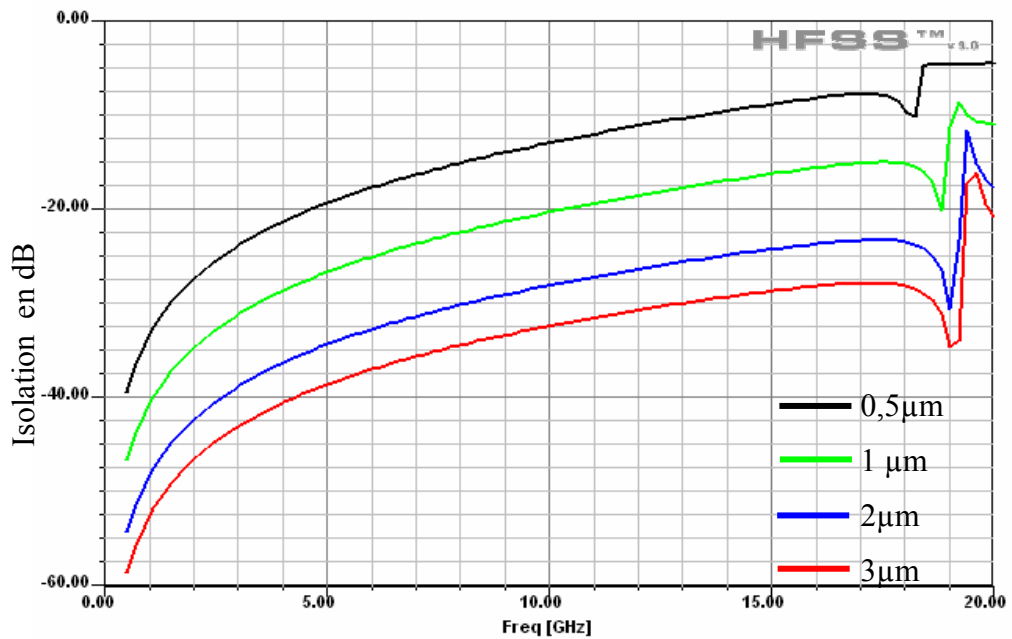


Figure III-11 : Isolation en fonction de l'entrefer de commande

III.3.3.2 Influence des bras de suspension

Dans le cas d'une optimisation de la tension de commande, un des paramètres d'adaptation est la longueur des suspensions (Voir Chapitre IV). Il est donc important de connaître l'influence d'une variation de cette dimension sur la réponse en fréquence du dispositif. La figure III-12 montre ainsi que le pic de résonance à l'état *OFF* est lié à cette dimension. On notera ainsi que l'on diminue la fréquence de résonance par l'augmentation de la longueur du bras de suspension quasiment linéaire puisque pour une variation de $50\mu\text{m}$, on observe un déplacement de la résonance de $0,5\text{GHz}$.

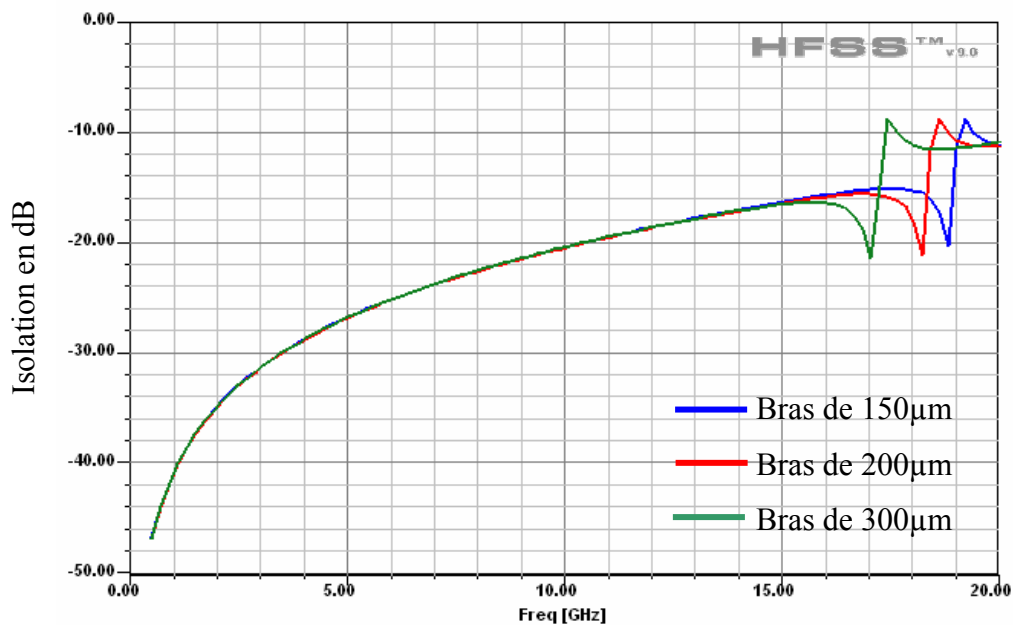


Figure III-12 : Isolation en fonction de la longueur du bras de suspension

III.3.3.3 Influence du capot

Le capot est un élément déterminant dans les performances de l'interrupteur à concevoir. En effet, c'est à ce niveau que le contact ohmique est créé et ses dimensions détermineront l'isolation ainsi que les pertes d'insertion éventuelles. Ainsi, comme la figure III-13 le montre, plus la surface du contact est grande, plus le couplage à l'état *OFF* est important.

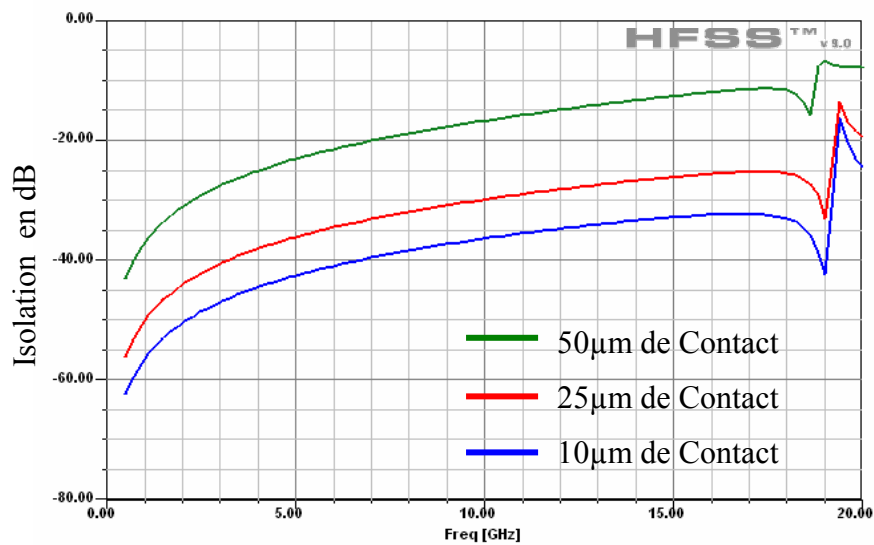


Figure III-13 influence de la longueur de contact sur l'isolation
(Pour un gap de $1\mu\text{m}$)

On voit donc que cette dimension du contact est pénalisant à l'état *OFF*. Ce n'est pourtant pas le cas à l'état *ON* où le phénomène inverse se produit à partir de 7GHz. En effet, un contact plus grand permet un meilleur couplage et donc de plus faibles pertes par insertion (Figure III-14).

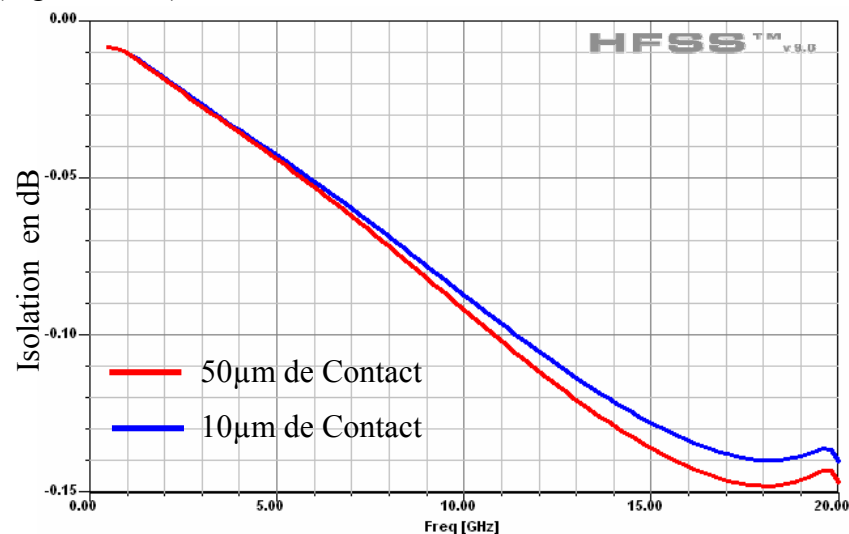


Figure III-14 influence de la longueur de contact sur les pertes d'insertion (Pour $1\Omega/\text{cm}^2$ de résistance de contact)

Par ailleurs, la présence d'un anneau autour de la structure permettant d'encapsuler le dispositif joue un rôle important dans les performances du dispositif, en évitant l'excitation de modes de propagations de substrat. Ainsi, la figure III-15 montre les performances de structure sans anneau comparée avec la structure simple, sans métallisation supplémentaire (Figure III-16). Dans les deux cas, on montre les lignes isopotentielles du champ électrique pour rendre compte des déperditions d'énergie dans le cas de l'absence de ces métallisations polarisées à la masse. Il est donc impératif d'étendre des zones métalliques autour du dispositif pour des besoins de performances et de non excitation de modes parasites.

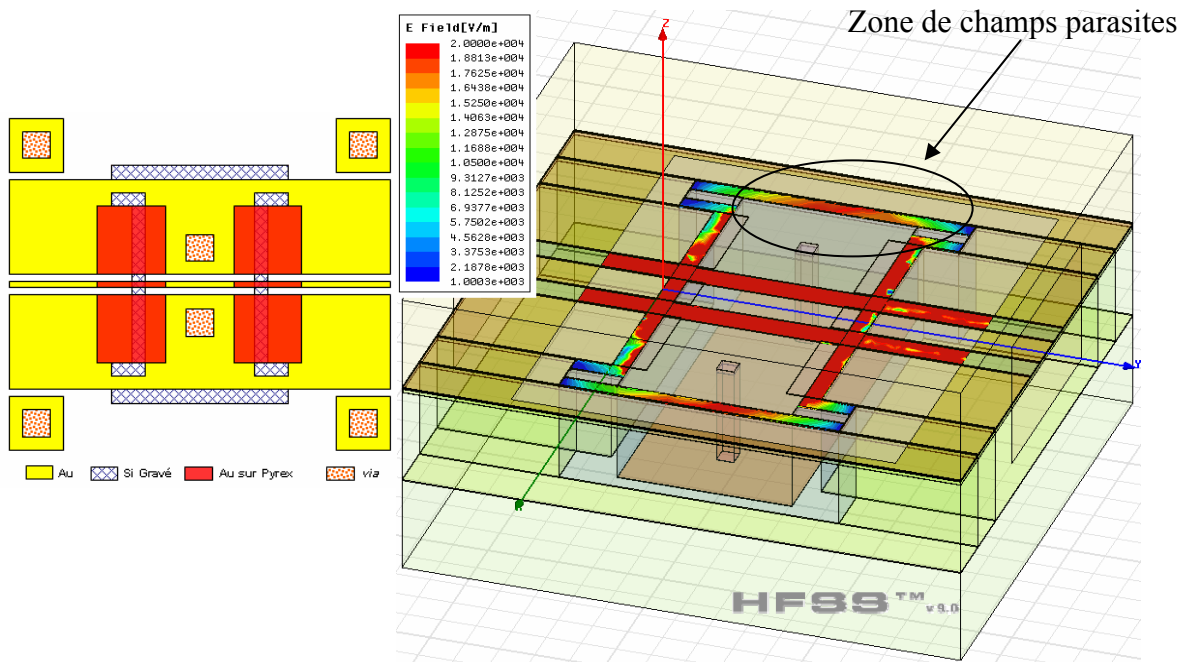


Figure III-15 : Tracé du champ électrique dans la structure sans anneau de scellement et représentation schématique vue de dessus du commutateur

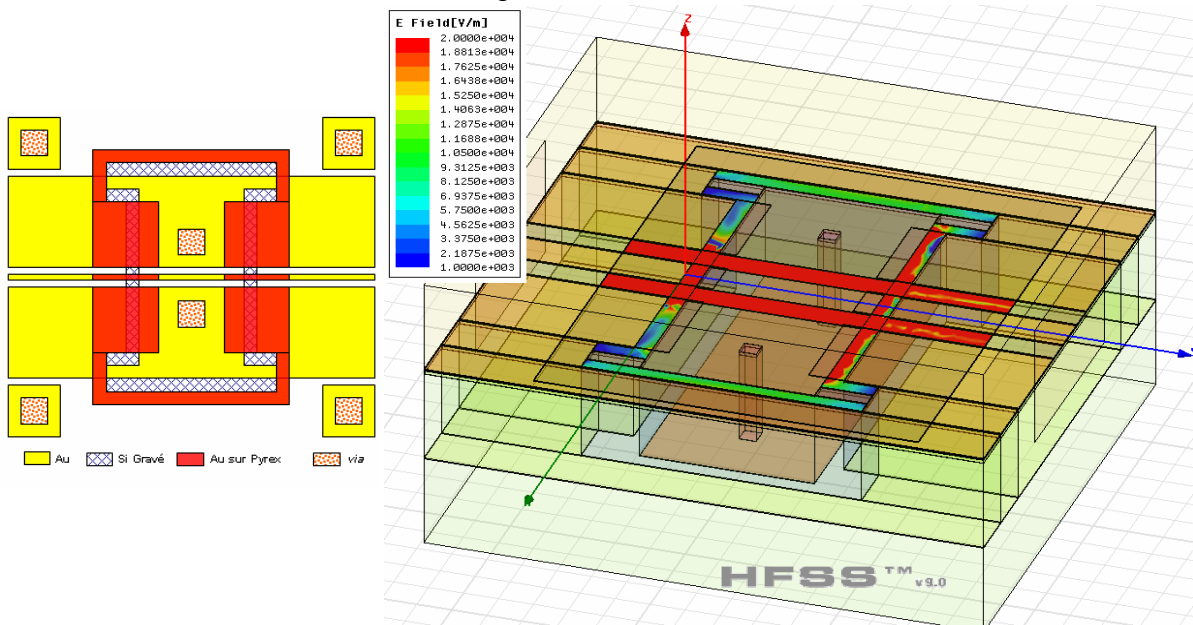


Figure III-16 : Tracé du champ électrique dans la structure avec anneau de scellement et représentation schématique vue de dessus du commutateur

III.3.4 Influence de la technologie

La technologie de fabrication induit également des contraintes dans la conception et réalisation d'interrupteurs micro-usinés. La prise en compte des limitations en terme de performances tel que les dimensions minimales d'ouvertures par gravure profonde ou l'influence de sous gravures dans les réalisations sont à évaluer.

III.3.4.1 Les dimensions de libération

Les gravures profondes définissent l'espace entre la partie mobile et les entrées-sorties du commutateur. De fait, cette dimension conditionne le couplage parasite dégradant l'isolation à l'état bas du commutateur. La figure III-18 montre bien la dépendance en fonction de l'entrefer séparant la ligne de propagation du ruban mobile, la corrélation quasiment linéaire entre isolation et dimension de l'espace inter-métallisation à haute fréquence.

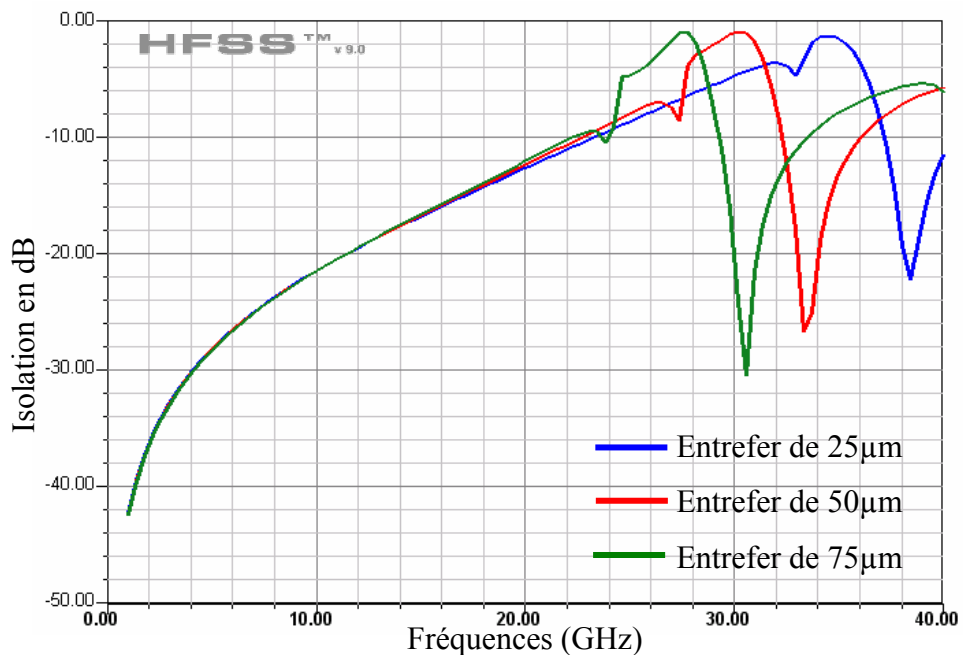


Figure III-17 : Variation de l'isolation à l'état OFF en fonction des dimensions de libération

Des considérations technologiques et d'encombrement permettent alors de faire le compromis nécessaire au dimensionnement de cette grandeur. En effet, pour faciliter la réalisation des gravures profondes, il est préférable d'uniformiser les dimensions des motifs à réaliser. Ainsi, les vitesses de gravures sont plus homogènes.

III.3.4.2 Problèmes de sousgravures

Suivant le procédé de gravure profonde du silicium utilisé, des sousgravures, phénomène d'élargissement des motifs du masque, peuvent modifier les dimensions du dispositif. Il est intéressant alors d'en apprécier l'effet sur le comportement du dispositif en hyperfréquence de manière à tenir compte dans la conception de ce phénomène parasite lié à la technologie.

Les figures III-19 et III-20 montrent l'influence d'un élargissement des cavités gravées en face arrière sur les paramètres S_{ij} du commutateur à l'état *on* et *off* respectivement.

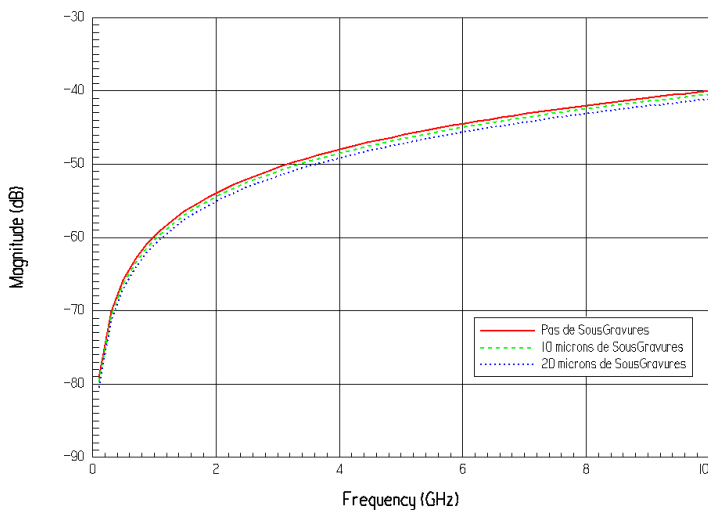


Figure III-20 : Effet des sousgravures sur l'isolation

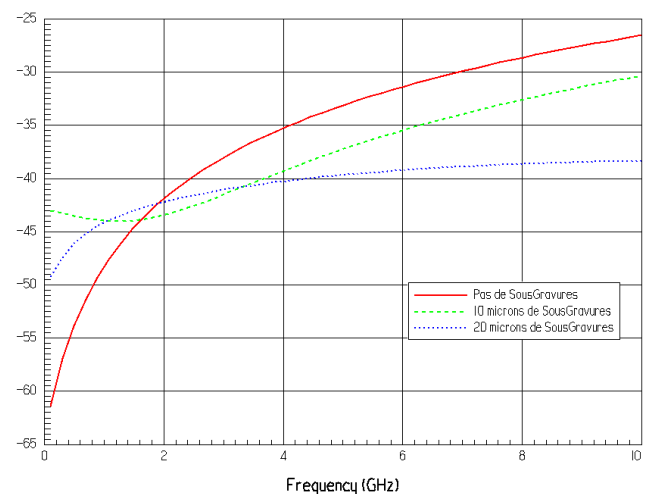


Figure III-19 : Effet des sousgravures sur l'adaptation

Ce qui est remarquable, est la stabilité des performances notamment en terme de pertes d'insertion. On notera que les sousgravures ont un léger effet sur l'adaptation (Figure III-19) puisque les pertes par retour de transmission diminuent avec les surgravures. En basses fréquences, les problèmes d'arrondis expliquent les phénomènes observés sur la courbe Figure III-19. On a donc bien une bonne robustesse des structures à d'éventuels aléas technologiques.

III.4 Conclusion

Ce chapitre a permis, après une introduction de notions de propagation guidée et de jargon relatif au domaine des commutateurs radiofréquences, de dimensionner le dispositif étudié pour répondre au cahier des charges. Ainsi, des guides d'ondes ont été conçus pour ne présenter que 0,1dB de pertes d'insertion au plus dans la bande de 2MHz-2GHz.

L'influence de la topologie, des matériaux et de la technologie sur les performances ont permis de fixer certaines grandeurs telles que les métallisations au niveau du capot, les épaisseurs des guides d'ondes, des couches d'oxyde de protection et ainsi de valider le concept au niveau des simulations.

L'étude montre donc bien que la structure respecte le cahier des charges demandant 30dB d'isolation et moins de 0,1dB de pertes d'insertion dans la bande de fréquence. De plus, il apparaît que les performances n'évoluent que très peu en fonction des dimensions des dispositifs. Cette structure est donc robuste à des aléas technologiques relatifs aux problèmes de fabrication.

Le dimensionnement final sera décrit dans le chapitre VI avant de présenter les résultats expérimentaux. En effet, les aspects mécaniques du chapitre IV et technologiques du chapitre V permettront de mieux cerner les limites dans la conception de cet interrupteur micromécanique pour respecter le cahier de charge.

III.5 Références

- [1] K.C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia, “Microstrip Lines and Slotlines”, AH Artech House Publishers, Boston.
- [2] Gabriel Rebeiz, “RF MEMS: Theory, Design and Technology”, Wiley-Interscience.
- [3] C.H. chang, J.Y. Qian, B.A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H.K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis, G.P. Li, “RF MEMS Capacitive Switches Fabricated with HDICP CVD SiNx”, Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International , Volume: 1, 2-7 June 2002, Pages:231 – 234
- [4] Nanovation Inc., <http://hometown.aol.com/nanovation/ZnO.html>
- [5] K. Vaed, J. Florkey, S.A. Akbar, M.J. Madou, J.J. Lannutti, S.S. Cahill, “An additive micromolding approach for the development of micromachined ceramic substrates for RF applications”, Journal of Microelectromechanical Systems, Volume: 13 , June 2004, Pages:514 - 525
- [6] J.D. Welch, H.J. Pratt, “Losses in Microstrip transmission Systems for Integrated Microwave Circuits”, NEREM Rec. Vol8, 1966, pp100-101.
- [7] Werner Thiel, Kelly Tornquist, Ron Reano, Linda P. B. Katehi, “A Study of thermal Effects in RF-MEM-Switches using Time Domain Approach”, IEEE International Microwave Symposium 2002, pp. 235-238.

Chapitre IV : Modélisation Mécanique

IV.1 Introduction

Les contraintes imposées par les performances hyperfréquences ont conduit au dimensionnement des structures dans le chapitre précédent. L'objectif de cette partie est de traiter les compromis concernant les tensions d'actionnement et les temps de commutation. Ces compromis permettront de concevoir un véhicule de test et d'entreprendre sa fabrication.

Il est important d'aborder le fonctionnement de l'actionnement électrostatique en statique et en dynamique pour comprendre quelles grandeurs physiques, liées à la structure ou à l'environnement, déterminent les caractéristiques de fonctionnement des commutateurs.

Forts de ces enseignements, une première mise à l'épreuve des modèles développés sera entreprise sur des commutateurs classiques à membranes métalliques. Cela permettra de confronter le modèle analytique et le simulateur par éléments finis de Coventorware® [11].

A partir de cette expérience, les modèles construits seront utilisés pour faire un pré-dimensionnement analytique et de le valider en quelques points par simulations électromécaniques. Ceci fera l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

IV.2 Etude théorique de l'actionnement électrostatique

Le principe d'un actionneur capacitif repose sur la commande non linéaire électrostatique d'une membrane considérée comme encadrée-encadrée au dessus d'une ligne hyperfréquences. L'application d'une tension sur la ligne permet de créer une force qui va attirer le film mince en métal vers l'électrode de commande. La tension appliquée crée un champ de pression électrostatique qui s'applique sur la membrane et vient la déformer (Figure IV-I-1.01).

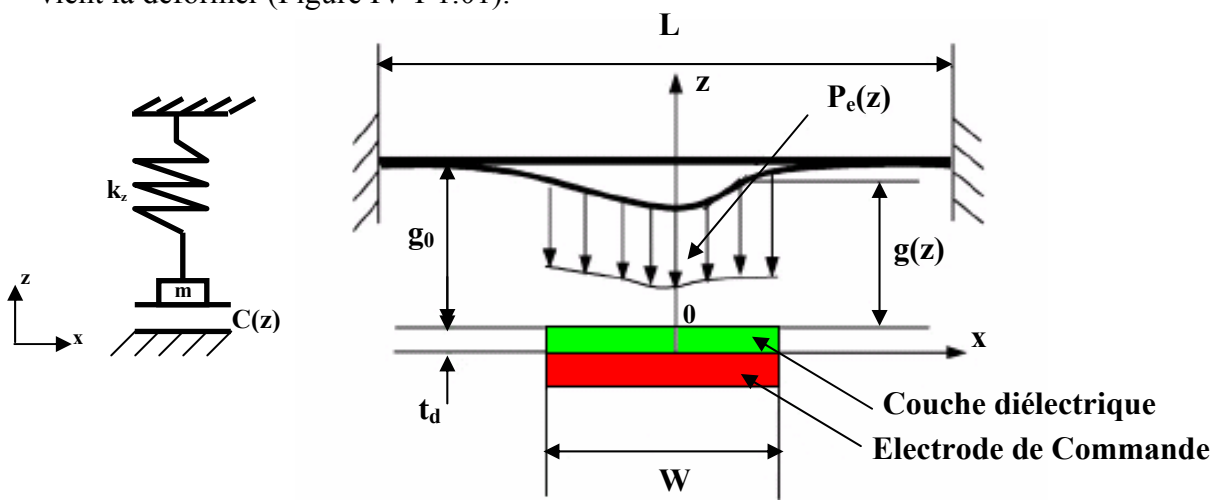


Figure IV-01 : Répartition de la pression électrostatique lors d'un actionnement et schéma équivalent de l'actionneur

Pour décrire ce dispositif de façon analytique, nous allons tout d'abord écrire l'équation fondamentale de la dynamique et expliciter chacune des forces à prendre en compte. Il sera ensuite nécessaire de passer au niveau énergétique pour pouvoir procéder à la résolution du système. En découlera la tension d'effondrement électrostatique et la tension de décollement.

Ensuite nous aborderons des aspects dynamiques en simulant les temps de commutation de structures simples à base de pont pour en extraire des comportements et des informations permettant de mieux cerner quels paramètres sont prépondérants dans l'optimisation de la rapidité du commutateur.

IV.2.1 Analyse statique

Le système peut être décrit simplement par une capacité plane associée à un ressort de raideur équivalente k dans la direction du déplacement. Compte tenu des dimensions micrométriques du système, les effets de la gravité sont négligeables par rapport à la force électrostatique et à la force de rappel du ressort lié à la raideur mécanique de la structure. Nous n'en tiendrons donc pas compte dans les calculs suivants.

Commençons par la description de la force motrice de l'actionneur électrostatique. L'application d'une tension entre les électrodes de la capacité plane entraîne la charge de la structure. On peut approximer la capacité du système par les seules surfaces métalliques en regard même s'il faut bien se rendre compte qu'il existe une marge de 20 à 40% d'erreur suivant la géométrie, due aux effets de bords. L'expression de la force électrostatique est alors obtenue en considérant l'énergie fournie à une capacité variant en fonction de la position :

$$C(z) = \frac{A\epsilon_0}{g(z)}, \quad \text{Eq. IV-1}$$

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C(z)}{\partial z} = -\frac{1}{2} \frac{A\epsilon_0 V^2}{(g_0 - g(z))^2} [1], \quad \text{Eq. IV-2}$$

Avec A la surface entre les deux plaques parallèles séparées par un entrefer d'air noté $g(z)$, V la tension aux bornes de la capacité, et ϵ_0 la permittivité du vide.

On notera qu'il est possible de tenir compte dans cette formule de la présence d'une couche mince de diélectrique recouvrant l'une des électrodes du système.

L'autre force qui s'applique dans le système est mécanique et est liée à la raideur du matériau structural du pont qui se déforme lors de l'actionnement. Cette force s'écrit en fonction de la raideur k de la structure :

$$F_m = k\Delta z, \quad \text{Eq. IV-3}$$

On notera que l'on prend en compte le déplacement maximum du pont, soit en son centre, pour déterminer la valeur de la force de restauration mécanique structurelle.

Considérons l'équation fondamentale de la dynamique,

$$\sum \vec{F} = m \frac{d^2 z}{dt^2}$$

Le système s'écrit alors, à l'équilibre,

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A V^2}{g(z)^2} = k(g_0 - g(z)), \quad \text{Eq. IV-4}$$

Avec g_0 la valeur de l'entrefer initial. La résolution de cette équation pour la tension d'actionnement donne :

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 A} g(z)^2 (g_0 - g(z))}, \quad \text{Eq. IV-5}$$

La position de la membrane devient instable à partir de $g(z) = \frac{2}{3} g_0$, point d'instabilité à partir duquel la structure s'effondre sur l'électrode de commande. Cela peut se comprendre en considérant la force électrostatique en terme de champ électrique appliqué au pont.

$$F_e = \frac{qE}{2}, \quad \text{Eq. IV-6}$$

Avec q la charge de la capacité et $E = \frac{V}{g(z)}$ est le champ électrique généré par

la tension de polarisation. Lorsque qu'on augmente la source de tension continue, pouvant être considérée comme une source de charge infinie, un accroissement de la force électrostatique suit l'augmentation des charges dans la capacité. Cette force tend à déformer la structure mobile provoquant ainsi une diminution de l'espace inter-électrodes. La rigidité de la structure s'oppose à ce déplacement avec l'apparition d'une force de rappel mécanique. Cette dernière évoluant linéairement suivant le déplacement alors que la force électrostatique évoluant suivant l'inverse du carré de cette même grandeur, un point d'instabilité à 2/3 de l'entrefer délimite ainsi la zone de déplacement

déterministe de la zone d'effondrement de la partie mobile sur l'électrode fixe. La tension nécessaire au déplacement de la structure à ce point est appelée tension d'effondrement électrostatique, dite de « *pull-in* » dont l'expression est obtenue en injectant dans l'équation IV-05 la position d'instabilité de la membrane de $2/3g_0$ et on obtient:

$$V_{pull-in} = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 A} g_0^3} \quad \text{Eq. IV-7}$$

Lorsque le commutateur est à l'état bas, contre le diélectrique de protection, il est possible de le maintenir à l'aide de faibles tensions de commande. En effet, dans ce cas, la capacité tenant compte de l'épaisseur du diélectrique est :

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g(z) + \frac{t_d}{\varepsilon_r}} \quad \text{Eq. IV-8}$$

Avec ε_r la permittivité relative du diélectrique d'épaisseur t_d . La force électrostatique calculée dans l'expression IV-2 donne :

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{V^2 \varepsilon_0 \varepsilon_r A}{\left(g(z) + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad \text{Eq. IV-9}$$

avec $\varepsilon_r=1$ si $g \neq 0$

$\varepsilon_r \in [4 - 8]$ si $g=0$

ε_r représente un coefficient ajustant la perte de capacitance due à la rugosité des surfaces de diélectrique et de métal formant la capacité MEMS. En résolvant l'équation de Newton à l'équilibre, on obtient la tension de seuil de décollement qui correspond au moment où la force électrostatique égale la force de rappel liée au ressort de la structure. On notera cette tension seuil « tension de *pull-out* ».

$$V_{pull-out} = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A} g_0 \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad \text{Eq. IV-10}$$

En ce qui concerne l'expression de la raideur de la structure, il est nécessaire de tenir compte de la géométrie des suspensions du pont. On peut distinguer ainsi un cantilever, une poutre bi-encastée, une structure dite en crabe, en levier ou avec des bras à spirales (Figure IV-02). La table IV-01 récapitule les expressions analytiques pour ces différentes structures.

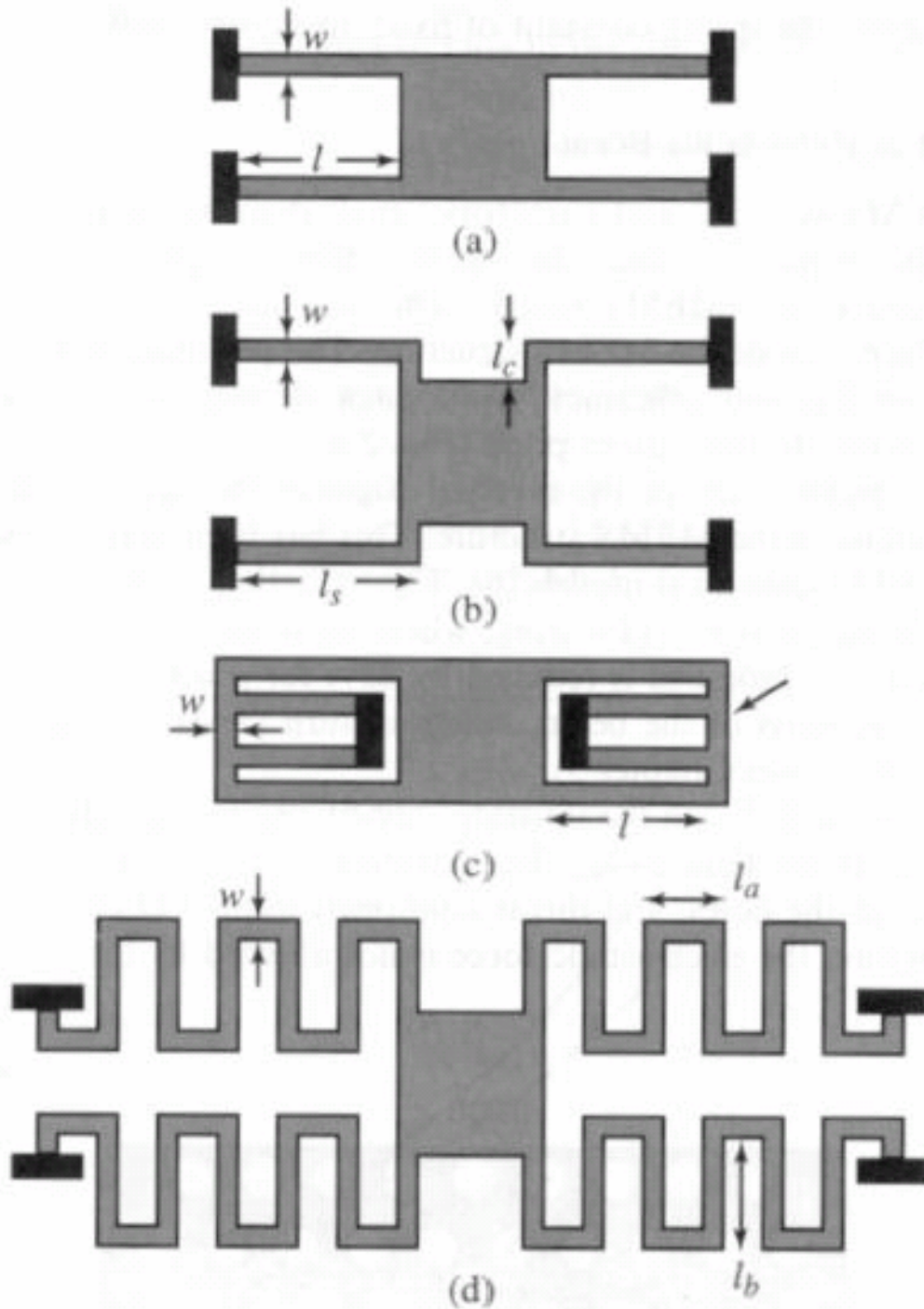


Figure IV-02 : Récapitulatif de différentes géométries de commutateurs. a) Encasté-encasté, b) En crabe, c) Levier, d) Spirales [2].

Type de Structure	Expression de la raideur
Cantilever	$3 \frac{EI}{l^3}$
Poutre encastrée- encastrée	$4Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3$
Crabe	$\frac{4Ew \left(\frac{t}{l_c} \right)^3}{1 + \frac{l_s}{l_c} \left[\left(\frac{l_s}{l_c} \right)^2 + 12 \frac{1+\nu}{1 + \left(\frac{w}{t} \right)^2} \right]} \approx 4Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3, \text{ pour } l_s \gg l_c$
Levier	$2Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3$
Spirales	$\frac{48GJ}{l_a^2 \left(\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b \right) n^3}, \text{ pour } n \gg \frac{3l_b}{\frac{GJ}{EI_x} l_a + l_b}$

Table IV-01 : Expressions des raideurs équivalentes suivant la géométrie des commutateurs [2]

Avec n le nombre de spires de la suspension en méandres, $G = \frac{E}{2(1+\nu)}$ est le module de torsion, $I_x = \frac{wt^3}{12}$ est le moment d'inertie, et le moment de torsion est donné par l'expression [2]

$$J = \frac{1}{3} t^3 w \left(1 - \frac{192}{\pi^5} \frac{t}{w} \sum \frac{1}{i^5} \tanh \left(\frac{i\pi w}{2t} \right) \right) \quad \text{Eq. IV-11}$$

Dans le cas où $l_a \gg l_b$, l'expression du ressort équivalent de la structure en spirales devient :

$$k = 4Ew \left(\frac{t}{nl_a} \right)^3 \quad \text{Eq. IV-12}$$

Ces quelques équations permettent, en choisissant la géométrie, d'estimer rapidement la tension d'effondrement électrostatique ainsi que la tension de décollement de la structure étudiée. Pour affiner les estimations, il est possible de tenir compte d'effets tels que la charge ou les contraintes résiduelles des matériaux utilisés lors de la fabrication des dispositifs.

Les modèles de raideurs équivalentes présentées précédemment ne tenaient pas compte des effets induits par les procédés de micro fabrication sur les contraintes des matériaux, notamment d'origine thermique. Ces effets sont inévitables dans la plupart des cas même s'il est possible pour les métaux ou pour certains diélectriques d'optimiser ces étapes pour limiter leur impact sur les structures. Ces dernières ne sont d'ailleurs pas toutes également soumises à ces contraintes, les dispositifs à faibles constantes de raideur étant les plus exposés. En effet, plus une structure est souple plus l'impact de ces contraintes sera élevé au point d'entraîner des dysfonctionnements majeurs allant jusqu'à la destruction pure et simple du système lors de l'étape de libération. Il est donc important de pouvoir quantifier leurs effets sur le fonctionnement du système.

Une adaptation du modèle présenté par G. Fedder est apportée par Jeremy B. Muldavin *et al.* [3], elle permet d'offrir une estimation de l'impact de contraintes des matériaux sur la raideur d'une poutre bi-encastree

$$k = \left(\frac{32 \frac{E}{1-\nu^2} t^3 w}{L^3} + \frac{8\sigma(1-\nu)tw}{L} \right) \frac{27}{49} \quad \text{Eq. IV-13}$$

Avec σ la valeur des contraintes et ν le coefficient de Poisson du matériau.

Il est également important de prendre en compte des aspects de claquage des diélectriques et du phénomène d'apparition de charges qui sont liés à l'actionnement. En effet, l'application de tensions provoque des champs électrostatiques extrêmement élevés (de l'ordre de 2.10^5V/cm pour un entrefer de $3\mu\text{m}$ et une tension de 50V). Ces champs ont pour effet d'injecter des charges fixes dans les diélectriques voire de provoquer leur claquage si ces derniers sont déposés en couches trop minces ou inhomogènes. Lorsque le commutateur est à l'état bas, avec une tension modérée de maintien, on atteint des champs de l'ordre de 1MV/cm . Ceci provoque l'injection de charges dans le diélectrique et fait varier la tension d'effondrement électrostatique $V_{\text{pull-in}}$ et de décollement $V_{\text{pull-out}}$:

$$V_{\text{pull-in}} = \sqrt{\frac{8k\alpha^3 g_0^3}{27\varepsilon_0 A} - \frac{Q_{\text{res}}^2}{\left(\frac{\varepsilon_r A}{t_{\text{ox}}}\right)^2}} \quad V_{\text{pull-out}} = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon\varepsilon_0 A} (g_0) \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad [8]$$

Avec Q_{res} la quantité de charge piégée dans le diélectrique.

Pour limiter l'apparition de ces charges, l'optimisation de la tension de commande serait nécessaire. Ceci sera discuté dans le chapitre VII, paragraphe 3.1.3.

IV.2.2 Modèle dynamique

La réponse en fréquence des structures micro-usinées est déterminante dans le dimensionnement des commutateurs en terme de domaine fréquentiel de fonctionnement tout d'abord mais également en terme de temps de réponse. On tire le comportement dynamique du système par la résolution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$m \frac{\partial^2 z}{\partial t^2} + b \frac{\partial z}{\partial t} + kz = \sum F_{\text{ext}} \quad \text{Eq. IV-14}$$

Avec z le déplacement du pont, m la masse de la structure mobile, b le coefficient de frottement fluide lié à l'environnement, k la constante de raideur équivalente de la structure et F_{ext} une force extérieure.

On notera la fréquence de résonance ω_0 et le facteur de qualité de la structure Q par les expressions :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad Q = \frac{k}{\omega_0 b}$$

IV.2.2.1 Notions de fluides gazeux

Pour bien comprendre l'influence du paramètre frottement fluide b , il faut préciser les phénomènes mis en jeu lors du déplacement des plaques de la capacité MEMS constituant l'actionneur. Ainsi, lors du mouvement, les molécules d'air interstitielles sont chassées par la membrane, en résulte de nombreuses collisions avec les différentes électrodes, fixe et mobile, s'opposant au déplacement et créant ainsi du frottement. De nombreuses grandeurs physiques sont nécessaires pour déterminer le régime d'écoulement du fluide et influençant donc le coefficient d'atténuation b .

Ainsi, le libre parcours moyen λ est la distance parcourue par une molécule d'un gaz entre deux collisions successives. Elle suit l'équation suivante :

$$\lambda = \frac{1}{\sqrt{2\pi N\sigma^2}} [1], \quad \text{Eq. IV-15}$$

Avec σ le diamètre de la molécule de gaz, N la densité particulaire du gaz. La densité du gaz (en kg/m^3) peut être reliée à cette dernière par $\rho = Nm_0$ où m_0 est la masse d'une molécule de gaz. Typiquement, à 25°C sous pression atmosphérique, λ est de l'ordre de $0,1\mu\text{m}$.

On donne le libre parcours moyen sous pression quelconque par l'expression suivante :

$$\lambda_p = \frac{P_0}{P_a} \lambda_0, \quad \text{Eq. IV-16}$$

Où λ_0 est le libre parcours moyen à la pression P_0 . On pourra remarquer que le libre parcours moyen à basse pression, de l'ordre de 1mTorr (130 Pa), est nettement supérieur à la plupart des entrefers utilisés dans les MEMS RF, c'est-à-dire $1\mu\text{m}$. On définit le nombre de Knudsen, noté K_n , comme la mesure de la viscosité d'un gaz en dessous de la membrane d'un système micromécanique.

$$K_n = \frac{\lambda}{g}, \quad \text{Eq. IV-17}$$

Avec g l'espace inter-électrodes. Plus cette quantité est petite, plus il y a de collisions et donc plus le gaz ou le fluide est visqueux. Lorsque la dimension de l'entrefer est de l'ordre de grandeur du libre parcours moyen, donc pour un K_n grand, les interactions entre particules deviennent moins importantes et les interactions avec les parois plus grandes, réduisant la résistance à l'écoulement soit la viscosité.

Le coefficient μ mesure la résistance au déplacement de molécules d'un gaz et est donnée par l'équation suivante :

$$\mu = 0,1792\pi p \lambda \sqrt{2RT}, \quad \text{Eq. IV-18}$$

Où R est une constante intrinsèque au gaz, T est la température du système et s'exprime en Kelvin. En terme d'équation aux dimensions, μ correspond à une densité multipliée par une vitesse et par une longueur. Dans le cas de gaz tels que l'azote ou le di-oxygène, c'est-à-dire des gaz quasi idéaux, Sutherland [1] propose l'expression empirique :

$$\mu = 1,2566 \times 10^{-6} \sqrt{T} \left(1 + \frac{\beta}{T}\right)^{-1} \text{ en kg/m.s,} \quad \text{Eq. IV-19}$$

Avec $\beta=110,33$ K est une constante empirique, la viscosité d'un gaz idéal est alors d'environ $1,845 \cdot 10^{-5}$ kg/m.s. La viscosité dépend de la pression et du nombre de Knudsen puisqu'une forte valeur de ce dernier décrit un gaz n'ayant que très peu de collisions et donc une viscosité quasi-nulle. On remarquera l'équation dérivée par Veijola *et al.* [4] :

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + 9,638 K_n^{1.159}}, \quad \text{Eq. IV-20}$$

Cette équation est valable pour $K_n \in [0 - 880]$ à 5% près. Pour des entrefers compris entre un et trois micromètres, G. Rebeiz [1] donne la relation suivante : $\mu_e = 0,87 - 0,66\mu$ (Eq. IV-21).

Enfin, le dernier paramètre à considérer est la grandeur sans dimension du coefficient de compression σ_{cp} introduit par [5-6] :

$$\sigma_{cp} = \frac{12\mu_e l^2}{P_a g^2} \omega, \quad \text{Eq. IV-22}$$

Avec l la longueur caractéristique et ω la fréquence mécanique appliquée. Pour une membrane circulaire, $l=R$, pour un rectangle ou une membrane carrée, $l=w$ avec w la plus petite dimension latérale de la structure. Un coefficient de compression inférieur à 3 indique que le fluide s'écoule sans compression lors du déplacement. Une valeur plus importante indique que le gaz est piégé dans la structure par sa viscosité. On

remarquera la dépendance en fréquence qui implique que lors de commutations rapides, le fluide n'a plus le temps de s'échapper et l'écoulement devient visqueux.

Ce phénomène influe donc sur la fréquence de résonance énoncée précédemment. Pour en déterminer une valeur plus proche du fonctionnement réel, il

faut ajouter un ressort équivalent k_a dans les équations : $k_a = \frac{AP_a}{g}$ où A est la surface

inter électrodes et P_a la pression dans le cas d'un fluide isotherme.

Il est maintenant possible de donner une expression au coefficient d'atténuation par frottement fluide dérivé par W.S. Griffen, Blech et M. Andrews [5-7] des équations de Reynolds.

$$b = \frac{3}{2\pi} \frac{\mu A^2}{g_0^3}, \quad \text{Eq. IV-23}$$

On notera la très forte dépendance de ce paramètre à la hauteur initiale de l'entrefer g_0 ainsi qu'à la surface A du commutateur. Il est possible de diminuer cette atténuation en intégrant des trous dans la structure. Dans ce cas, une expression du coefficient d'atténuation est donnée par J. Bergqvist *et al.* [9] :

$$b = \frac{12}{N\pi} \frac{\mu A^2}{g_0^3} \left(\frac{p}{2} - \frac{p^2}{8} - \frac{\ln(p)}{4} - \frac{3}{8} \right), \quad \text{Eq. IV-24}$$

Où N est le nombre de trous et p la fraction de la surface de l'actionneur ouverte par la présence de ces derniers.

Pour avoir un ordre de grandeur du coefficient d'amortissement, si on prend un pont de $100\mu\text{m}$ de large et $300\mu\text{m}$ de long, un entrefer de $3\mu\text{m}$, dans l'air (Eq. IV-20), on obtient $b=0,221$.

Après avoir déterminé les principales notions d'écoulement de fluides et de coefficients d'amortissement, il est possible d'aborder les aspects dynamiques de l'actionnement électrostatique de structures micromécaniques, les aspects de dimensionnement n'étant abordés qu'au paragraphe IV.2.3.

IV.2.2.2. Temps de Commutation

Nous avons voulu déterminer l'influence sur le temps de réponse des différents paramètres issus de la géométrie, des matériaux ou de la technologie de fabrication d'un commutateur, y compris son environnement dans le cas d'une encapsulation, afin d'en cerner les limitations.

Pour ce faire, en se plaçant à une tension de commande supérieure à la tension d'effondrement électrostatique, il est possible de modéliser et de résoudre numériquement l'évolution de la position du pont en fonction du temps. Pour ce faire, la résolution se base sur un algorithme de Runge-Kutta-Fehlberg [10] implémenté dans Matlab.

Grâce à cet algorithme il a ainsi été possible de visualiser l'influence sur le temps de commutation de différents paramètres tels que la longueur du pont, sa largeur, son épaisseur, ses contraintes résiduelles ainsi que la viscosité de l'atmosphère environnante. On notera que pour l'étude des variables non environnementales, l'atmosphère choisie est toujours l'air sous une pression ambiante (110kPa).

IV.2.2.2.1. Incidence du matériau

Le choix du matériau structurel est prépondérant dans la conception de systèmes commutant pour des aspects souvent purement technologiques voire électriques. Cependant, ils ont une incidence directe sur le temps de réponse de la structure. En effet, la figure IV-03 représente l'influence du module d'Young sur le temps de commutation suivant la tension appliquée.

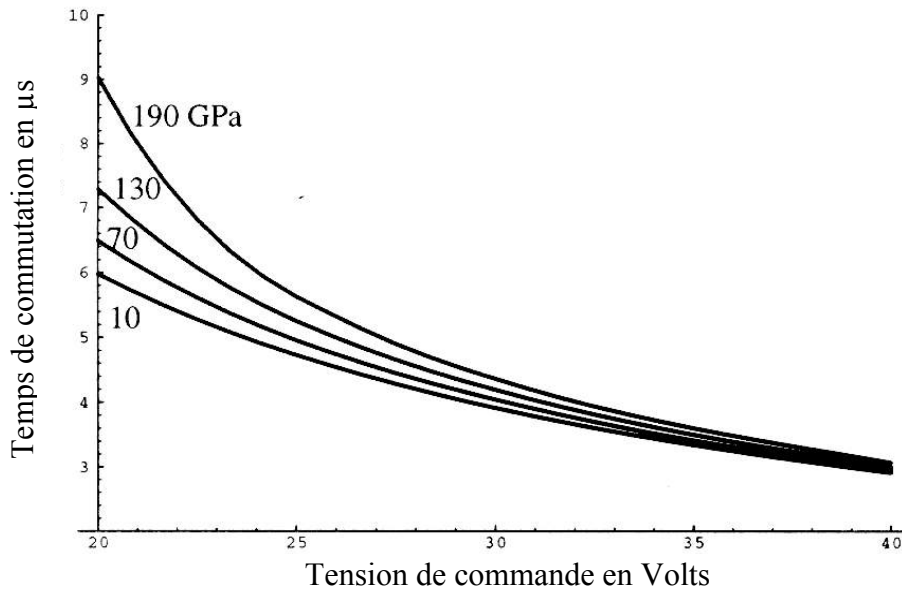


Fig. IV-03 : Evolution du temps de commutation en fonction de la tension de commande et des contraintes internes du pont [12]

On observe ainsi qu'un matériau de 190GPa de module d'Young tel que le nickel commutera en plus de $9\mu\text{s}$ alors que pour une même tension et un même design, un matériau de 80GPa tel que l'or permettrait à la structure de commuter en moins de $7\mu\text{s}$. On a donc un gain d'environ 30% par simple changement de matériau.

En réalité, chaque matériau a son module d'Young et les paramètres liés à la méthode de dépôt entraînent l'apparition de contraintes dans celui-ci. Tout ceci joue sur la raideur des parties mobiles du commutateur et donc sur la tension d'effondrement électrostatique. A tension de commande constante, la somme des forces du système joue en défaveur de l'accélération qui diminue avec l'augmentation de la raideur.

On notera que le phénomène s'inverse lors du retour à l'état initial. En effet, dans ce cas, seul la force de rappel liée à la raideur de la structure entraîne le mouvement. Une structure rigide commutera de l'état actionné à l'état de repos plus rapidement.

IV.2.2.2.2 Influence de l'entrefer

L'entrefer est un paramètre prépondérant dans la conception de commutateurs de signaux hyperfréquences. En effet, il conditionne l'isolation des structures et la tension d'actionnement. Pour comprendre l'effet de cette grandeur géométrique sur la réponse d'un commutateur, nous avons voulu en évaluer l'influence en s'affranchissant de l'effet d'augmentation de la tension de seuil d'instabilité électrostatique en considérant la tension de commande comme un multiple du « pull-in ». La figure IV-04 permet ainsi d'apprécier l'effet géométrique sur la commutation et sur le retour à l'équilibre du système.

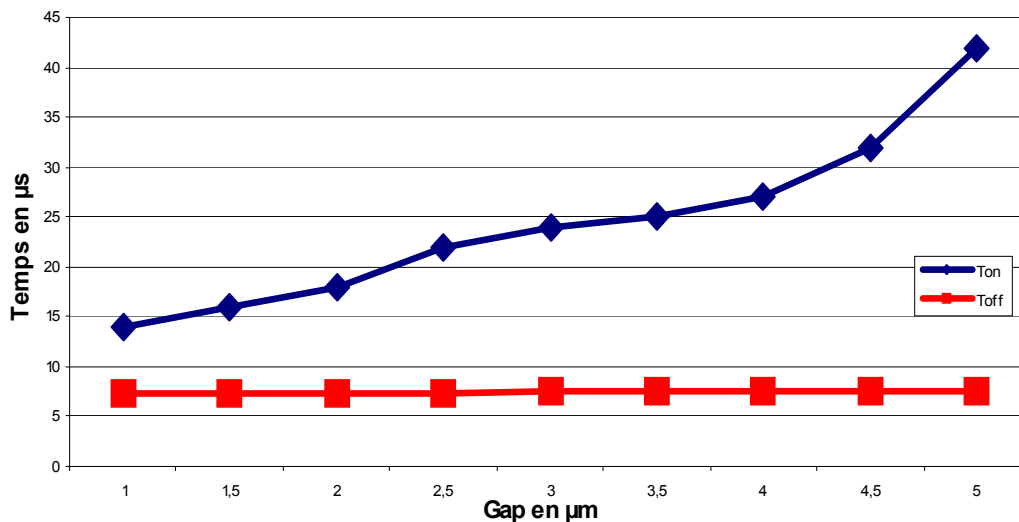


Figure IV-04 : Evolution des temps de commutation en fonction de l'entrefer à $1,5xV_p$

Il ressort du modèle que l'entrefer a une influence sur le temps de commutation *ON* mais pas pour le temps de retour à l'équilibre. Ainsi, plus l'entrefer initial est faible, plus rapide sera le temps de descente. L'augmentation de l'entrefer de commande implique une augmentation quasi linéaire du temps de commutation. Par contre le temps de retour ne dépend pas de ce dernier. La force de rappel évoluant en fonction de l'entrefer, elle génère une accélération qui compense l'augmentation de distance à parcourir.

IV.2.2.2.3 Influence de l'épaisseur

Ici on s'appuie sur une publication de E. K. Chan *et al* [12] de l'université de Stanford. Utilisant un modèle similaire à celui décrit précédemment, il est possible de montrer que l'épaisseur, directement liée à la rigidité de l'actionneur, crée la dissymétrie entre commutation *on* et *off*.

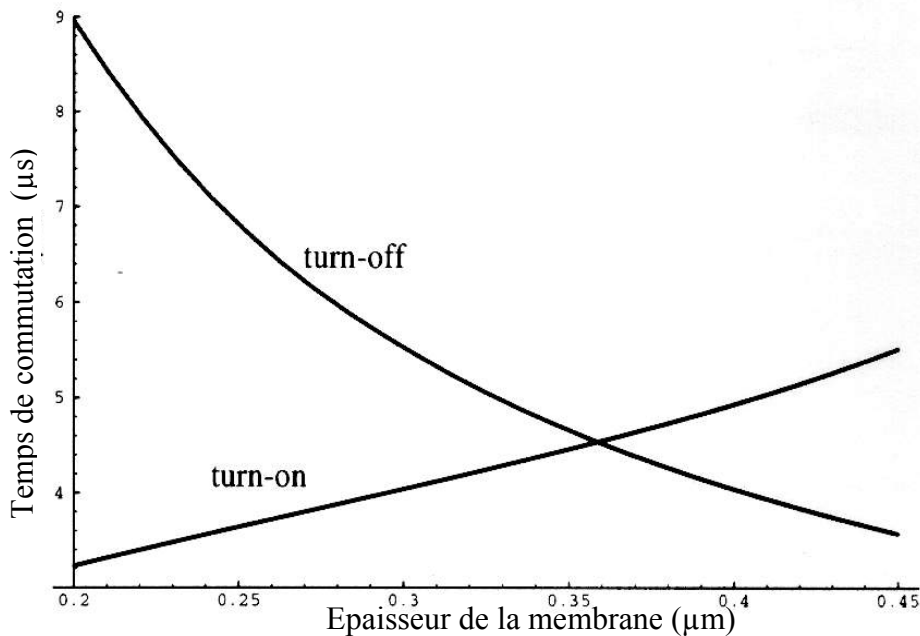


Figure IV-05: Temps de commutations en fonction de l'épaisseur du pont. [12]

Ainsi, la raideur pénalise la commutation *on* mais facilite le retour à l'équilibre lors de la chute de la tension d'actionnement. Les deux courbes se rejoignent sur la figure IV-05 pour une épaisseur de 0,35µm compte tenu des dimensions des membranes du système. Cela conforte une fois de plus les résultats précédents concernant l'existence d'un antagonisme entre les deux constantes de réponse du système.

IV.2.2.2.4 Incidence de la longueur

Suivant la conception, la longueur d'un composant ne peut être interprété de la même façon. Ainsi il faut séparer les longueurs des suspensions et des zones capacitives. En effet, les conditions d'écoulement ne sont pas parfaitement suivant les surfaces déplacées. Ainsi, pour un pont en forme de membrane rectangulaire de type Raythéon (Voir chapitre II), l'augmentation de cette dimension entraîne une variation significative de la surface du commutateur. L'effet de cette variation est donné par la figure IV-06.

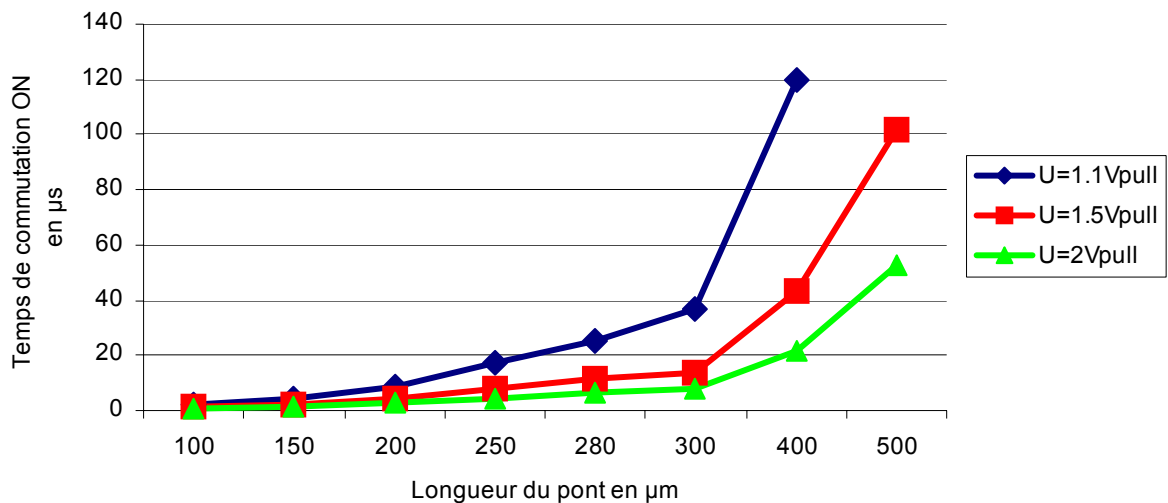


Figure IV-06: Temps de commutation en fonction de la longueur et de la tension de commande pour des dimensions de pont : $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, $80\mu\text{m}$ de large et $3\mu\text{m}$ d'entrefer

Il ressort de cette figure que l'accroissement de la longueur s'accompagne par une augmentation exponentielle du temps de commutation. Ceci est dû à des problèmes d'écoulement de fluides, qui restent piégés dans l'entrefer et stoppe la commutation. Pour s'en convaincre, la figure IV-04 reprend les mêmes simulations sous vide parfait.

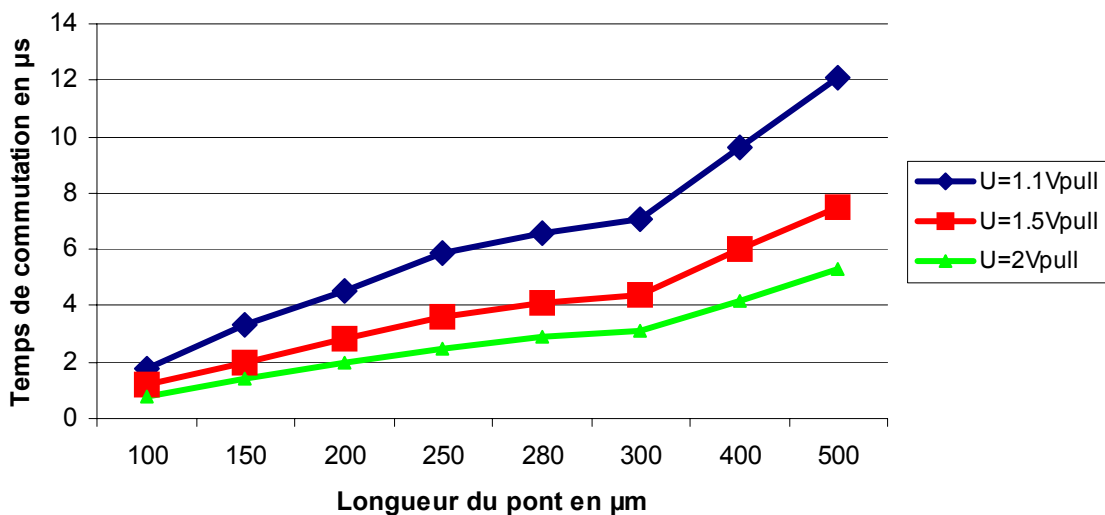


Figure IV-07: Temps de commutation *on* en fonction de la longueur pour différentes tensions d'actionnement sous vide, avec les mêmes paramètres que Figure IV-06.

La figure IV-07 montre bien, dans le cas du vide que l'évolution du temps de commutation en fonction de la longueur redevient linéaire, pour des tensions de commandes proportionnelles au seuil d'effondrement électrostatique. Ceci conforte bien l'analyse de l'effet d'échelle sur l'écoulement lors de l'augmentation de la surface de la partie mobile.

Dans le cas où seule la longueur des encastremets varie, la zone « active » du commutateur, soit assurant la commutation, étant de surface significativement plus importante, E. K. Chan *et al* [11] proposent une étude présentée en figure IV-08.

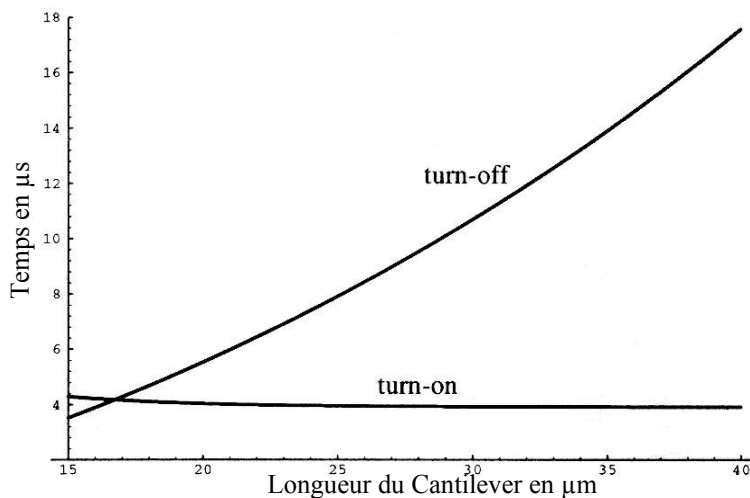


Figure IV-08: Evolution des temps de commutation *on* et *off* en fonction de la longueur selon E. K. Chan *et al.* [12].

L'étude de E. K. Chan montre une insensibilité du temps d'actionnement, noté « *turn-on* » de la structure alors que le temps de retour à l'état initial noté « *turn-off* » augmente linéairement avec la longueur. En considérant que l'écoulement sous les encastremets est négligeable par rapport au disque central du commutateur de l'étude, la variation de longueur n'a qu'aucun effet sur la raideur. Ainsi, polariser à un coefficient multiplicateur de la tension d'effondrement électrostatique explique l'aspect de la courbe. Au contraire, le temps de retour à l'équilibre reste dépendant de la force de rappel de la structure. Celle-ci diminuant avec l'augmentation de la longueur, l'accélération liée à cette force est moins importante ce qui explique l'augmentation du temps de commutation *off*.

En somme, la surface de l'actionneur apparaît comme un facteur limitant pour le temps de réponse du commutateur alors que la raideur en général a des effets contradictoires sur les temps de réponses à l'actionnement et au repos. Voyons maintenant l'effet de l'environnement sur les performances des interrupteurs.

IV.2.2.2.5 Influence de la viscosité des gaz

Les commutateurs hyperfréquences en tant que composant unitaires ou fonctionnant dans des circuits sont soumis à encapsulation comme c'est le cas pour d'autres composants comme les résonateurs et cela pour des besoins commerciaux reliés à la fiabilité et l'intégrabilité des produits. Savoir quel est l'impact de cet environnement sur le fonctionnement de ce type de composant est primordial pour définir quel type d'encapsulation choisir et estimer ainsi le surcoût des gains de performances éventuelles.

D'après l'étude des paramètres précédents, la longueur des structures et donc la surface du commutateur est celui dont l'influence de l'atmosphère est la plus remarquable. L'évaluation présentée sur la figure IV- 09 montre ainsi l'évolution du temps de réponse à l'actionnement de la structure dans différents environnements.

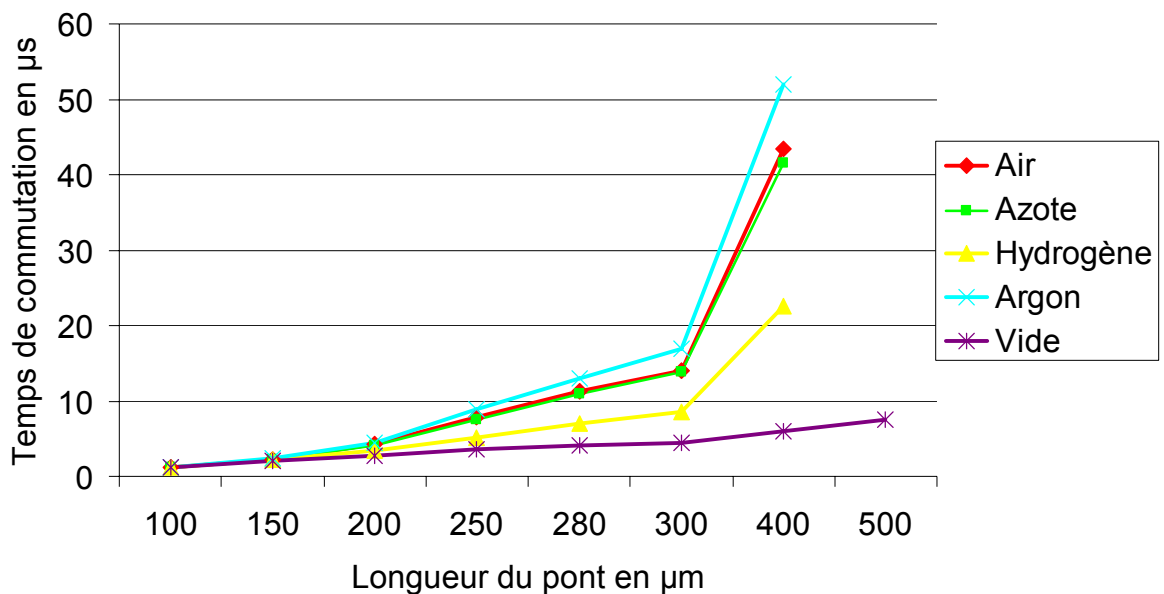


Figure IV-09 : Temps de commutation *on* pour des structures de $90\mu\text{m}$ de largeur, $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, $3\mu\text{m}$ de l'entrefer sans contraintes interne et actionnées à $1.5xV_p$.

On peut ainsi voir que les meilleurs temps de réponse lors de la stimulation électrostatique des structures est obtenue sous vide et ensuite sous hydrogène. Le fait que peu de différences soient mesurables entre azote et air vient de la composition de l'air comme un mélange principalement constitué de gaz carbonique, d'oxygène et d'azote.

Concernant les effets de l'environnement sur le temps de retour à l'état de repos, la figure IV-10 présente là encore l'évolution du paramètre en fonction de la longueur de la structure.

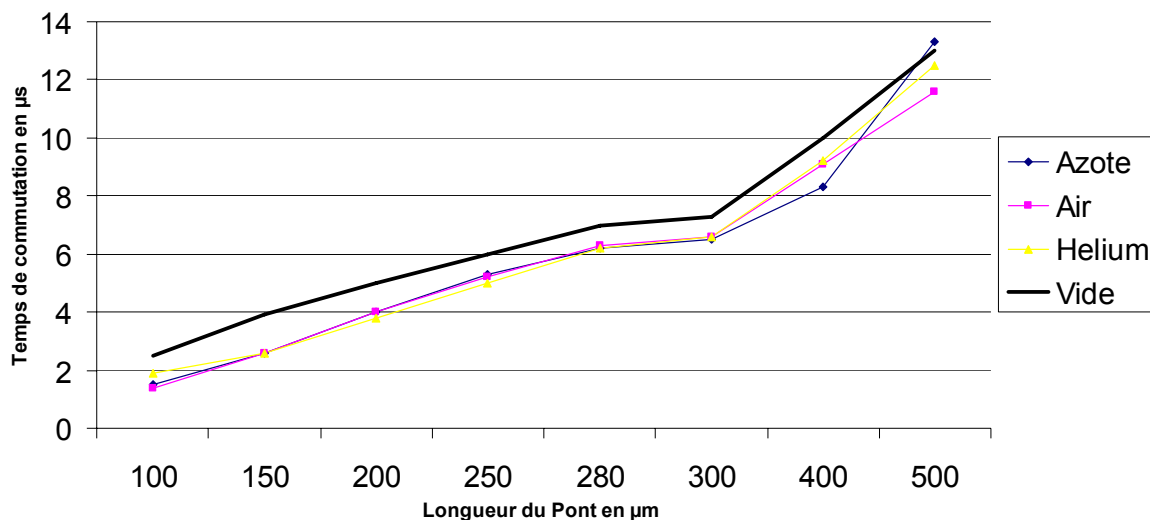


Figure IV-10 : Temps de commutation *off* pour des structures de $90\mu\text{m}$ de largeur, $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, $3\mu\text{m}$ de l'entrefer sans stress interne et actionnées à $1.5xV_p$.

Ici, les simulations montrent l'évolution linéaire parfaitement superposable des différents types d'environnements à l'exception du vide dont le temps de retour à l'équilibre est plus lent. En effet, dans le vide il n'y a plus d'amortissement et par conséquent, le phénomène de rebonds est plus important. Si on ne prend pas en compte une atténuation liée à des frictions internes de la structure, théoriquement les oscillations n'auraient aucune raison de s'arrêter. Ici, on a pris le temps au deuxième rebond comme référence. Les temps pourraient encore s'allonger en considérant qu'un entrefer minimal est à garantir avant de considérer la structure au repos.

Ces phénomènes de rebonds sont très gênants, surtout dans le cas de commutateurs hyperfréquences dont les performances sont dépendantes de l'entrefer pour l'isolation. Limiter ces rebonds est donc impératif pour garantir la viabilité du composant étudié.

Avant de conclure sur ces simulations, de récents travaux basés sur des approximations permettent d'obtenir des équations analytiques. Une confrontation des valeurs obtenues par ces dernières et les simulations réalisées permettrait d'en évaluer la précision tant il est vrai qu'elles sont plus facilement implémentables.

IV.2.2.3. Approches Analytiques

Les simulations réalisées ont l'inconvénient de ne pas pouvoir s'expliquer autrement que par des graphes, résultats de dizaines voir de centaines de simulations. Une formulation analytique serait en ce sens plus pédagogique. Cependant, face à la complexité des équations, seuls des approximations importantes conduisent à une résolution analytique. L'idée est d'évaluer la valeur de celles-ci et de discuter de leur intérêt en tant qu'approche qualitative du problème.

Ainsi, une valeur approchée au premier ordre, fonction de la fréquence de résonance, est proposé par L. Castaner et S. Senturia [11]. L'approximation consiste à négliger l'accélération et la contribution de la raideur de la structure dans l'équation fondamentale de la dynamique. L'équation fondamentale de la dynamique devient alors :

$$b \frac{\partial z}{\partial t} = F_e, \quad \text{Eq. IV-25}$$

Dont la solution en utilisant une méthode de résolution par intégrales donne :

$$t_s = \frac{2bg_0^3}{3\varepsilon_0 AV_s^2} \approx \frac{9V_p^2}{4\omega_0 QV_s^2}, \quad \text{Eq. IV-26}$$

$$\text{avec } \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad Q = \frac{k}{\omega_0 b}$$

Il est également possible de considérer que la force électrostatique et la vitesse sont constantes. L'approximation se traduit ainsi par :

$$\frac{\partial z}{\partial t} = \frac{g_0}{t_s}, \quad \text{Eq. IV-27}$$

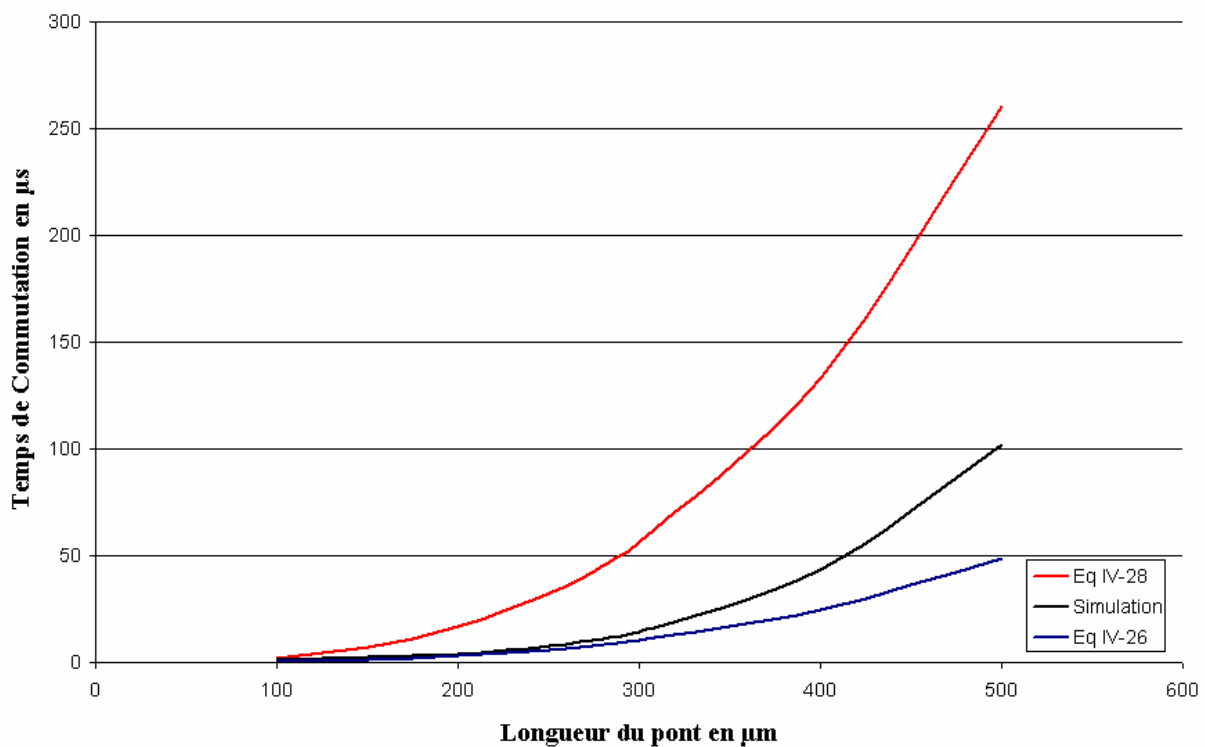
La solution donne alors le temps de commutation t_s par l'expression suivante :

$$t_s = \frac{2bg_0^3}{\varepsilon_0 AV_s^2} \approx \frac{27V_p^2}{4\omega_0 QV_s^2}, \quad \text{Eq. IV-28}$$

Ces deux expressions du temps de commutation montrent ainsi, à un coefficient près que le temps de réponse est fonction du rapport de la tension de polarisation et d'instabilité électrostatique. Ceci tend à se vérifier dans les simulations réalisées notamment figure IV-07 où pour différents multiples croissants de la tension d'actionnement, le temps de commutation diminue. On notera, par comparaison avec la figure IV-04, que l'influence de l'entrefer est ici sur estimée puisqu'il intervient au cube

dans les deux expressions alors que la simulation se rapprocherait plutôt d'une variation quadratique. Enfin, le rôle de fréquence de résonance du système indique que le système sera d'autant plus rapide que sa résonance est grande.

Après avoir simulé à l'aide de MATLAB et de son module de résolution numérique Runge Kutta [10], il semblait intéressant de comparer les différentes approches proposées par la bibliographie et le travail réalisé. Ainsi, pour un coefficient d'atténuation visqueux de 4.10^{-4} , et la structure de pont rectangulaire ayant $90\mu\text{m}$ de largeur et $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, la figure IV-11 trace les différentes estimations suivant les équations IV-26 et IV-28 ainsi que les résultats de simulation.



Figures IV-11 : Temps de commutation *on* pour des structures de $90\mu\text{m}$ de largeur, $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, $3\mu\text{m}$ de l'entrefer sans stress interne et actionnées à $1.5xV_p$.

On notera que dans le cas de l'approximation à amortissement limité Eq.IV-26, le calcul tend à surestimer le temps de commutation alors que l'équation Eq. IV-28 conduit à le sous-estimer. Nous effectuerons nos calculs de manière numérique pour pouvoir estimer les effets spécifiques de l'environnement en comparaison avec les effets géométriques.

IV.2.2.4 Conclusion

Il apparaît donc que des limites au temps de réponse d'un commutateur aient pu être formulées. Ainsi, l'influence de la surface de l'actionneur entraîne des problèmes d'écoulements. Pour de grandes surfaces, des trous devront être implémentés pour faciliter les écoulements. Par ailleurs, la fréquence de résonance peut être un bon critère d'évaluation du temps de commutation. Enfin, le rôle de l'environnement est à ne pas sous-estimer. Si les viscosités sont sensiblement identiques suivant les gaz, le conditionnement sous vide de commutateurs ne semble pas approprié sauf si des systèmes anti-rebonds sont intégrés dans la conception. Dans ce cas, c'est sous cet environnement que les meilleures performances sont atteintes.

Une comparaison de ces résultats avec des mesures expérimentales aurait permis de déterminer plus précisément les constantes à implémenter dans les simulations et ainsi valider proprement les modèles. Ces tests sont encore à réaliser.

IV.2.3 Effets Thermiques

Le but de ce paragraphe est d'estimer le comportement en température du commutateur étudié. En effet, lors du passage de signaux de puissance, un échauffement dû aux pertes par effet Joule a lieu. L'originalité de la structure est justement d'être insensible à cet échauffement grâce à l'utilisation du silicium massif. Nous introduirons ainsi tout d'abord les études présentées par G. Fedder en 1994 sur l'échauffement des matériaux avant de simuler à l'aide des modèles décrits, le comportement théorique de la structure. Ce travail n'est qu'une approximation puisqu'il est de toute façon difficile de modéliser l'échauffement réel des structures exposées à des ondes hyperfréquences, il ne sera donc question que d'échauffements liés à des phénomènes DC.

IV.2.3.1 Modèle thermique

Considérons tout d'abord le cas simple d'une poutre métallique suspendue, encastrée à ses deux extrémités.

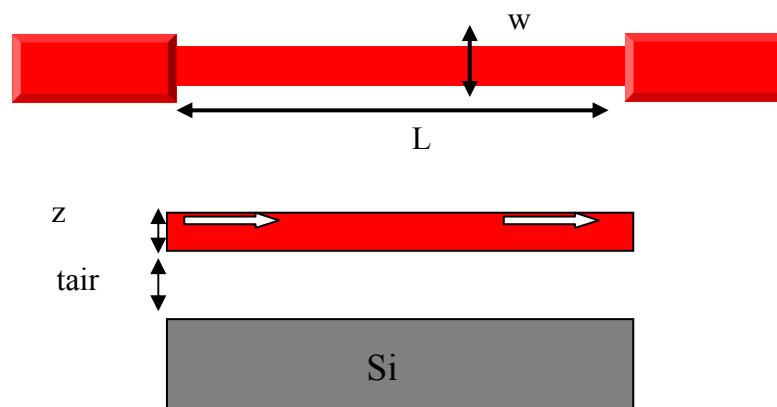


Figure IV-12 : Schéma du cas simple d'un pont métallique rectangulaire

On suppose que la température suit une distribution linéaire le long de la structure. L'équation unidimensionnelle du flux de chaleur est obtenue par dérivation d'un élément de volume de largeur w , d'épaisseur z et de longueur dx . En régime établi, la puissance issue de l'effet Joule dans l'élément est égale à la conduction thermique sortant de celui-ci.

$$\kappa_p A \left(\frac{\partial u}{\partial x} \Big|_x - \frac{\partial u}{\partial x} \Big|_{x+\Delta x} \right) = J^2 \rho A \Delta x, \quad \text{Eq. IV-29}$$

Avec $A=wz$ qui représente la section du conducteur, κ_p est la conductivité thermique du pont, $u(x)$ est la température de la structure, J la densité de courant et $\rho(u)$ la résistivité électrique du matériau structurel. On notera que cette dernière est fonction de la température, avec un coefficient non linéaire ξ :

$$\rho = \rho_0 (1 + \xi(u - T_0)), \quad \text{Eq. IV-30}$$

En combinant les équations Eq. IV-25 et Eq. IV-26, on obtient l'équation différentielle du second ordre suivante :

$$\kappa_p \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = -J^2 \rho_0 (1 + \xi(u - T_0)), \quad \text{Eq. IV-31}$$

On résout cette équation en considérant que la température aux encastremets du pont est T_s . On obtient alors la distribution linéique de la température $u(x)$ dans le film mince.

$$u(x) = \left(T_s - T_0 + \frac{1}{\xi} \right) \frac{\cos(\gamma(2x/L - 1))}{\cos \gamma} + T_0 - \frac{1}{\xi}, \quad \text{Eq. IV-32}$$

$$\text{Où } \gamma \equiv 0,5JL\sqrt{\rho_0\xi/\kappa_p}.$$

La température maximale se trouve au centre du pont.

$$T_{\max} = \frac{T_s - T_0 + \frac{1}{\xi}}{\cos(\gamma)} + T_0 - \frac{1}{\xi}, \quad \text{Eq. IV-33}$$

A partir de cette équation, il est possible de déterminer l'élévation de température maximale ainsi que le profil de température en utilisant l'équation Eq. IV-32 pour des structures suspendues. Le paragraphe suivant implémentera ces équations pour déterminer les performances de la géométrie du commutateur étudié.

Nous approximons le dispositif en une poutre encastrée à ses deux extrémités ayant une ligne résistive en son centre et une masse de silicium placée au-dessous. Avec un entrefer de $1\mu\text{m}$, un conducteur central de $120\mu\text{m}$ de largeur et $3\mu\text{m}$ d'épaisseur. Le graphe ci-dessous montre l'évolution de la température le long de la ligne du conducteur central pour différentes épaisseurs du silicium en dessous de l'élément chauffant et sous $2,2\text{ A}$ de courant ce qui correspondrait à une dissipation thermique de 10W en considérant une résistance totale de 2Ω .

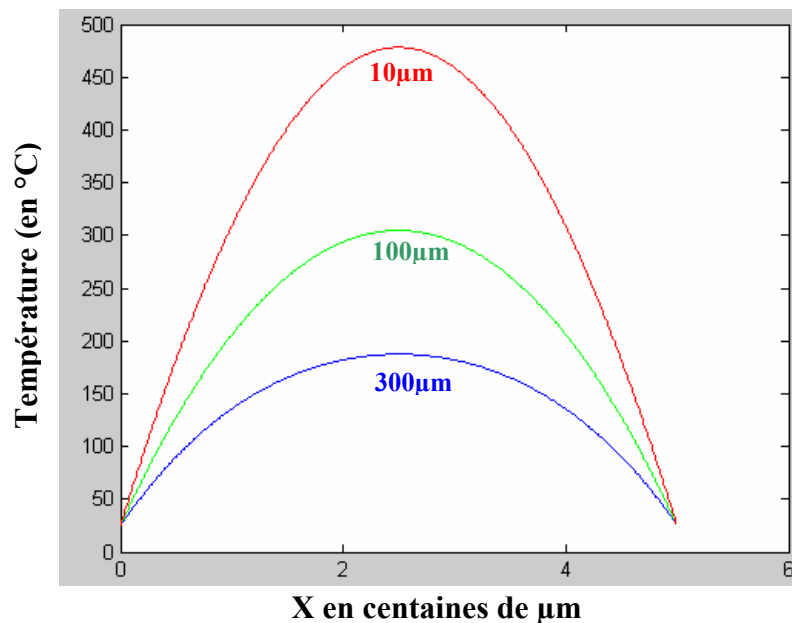


Figure IV-13 : Evolution de la température le long de la structure en fonction de l'épaisseur de silicium

La figure IV-13 montre ainsi que pour une épaisseur de silicium de $10\mu\text{m}$, la structure atteint 450°C alors que pour $100\mu\text{m}$, l'échauffement n'est que de 300°C et enfin, pour une ligne soutenue par $300\mu\text{m}$ de silicium, la température n'est que de 180°C . Il apparaît donc que pour de fortes puissances dissipées, même en négligeant la convection et rayonnement thermique, la présence de silicium épais au niveau des zones actives thermiquement permet de limiter l'échauffement de la structure.

En réalité, lors de la propagation de signaux hyperfréquences de puissance, seule une fraction de celle-ci est dissipée. Ainsi pour 50W de puissance, pour un guide d'onde d'impédance caractéristique de 50Ω , l'intensité du courant passant réellement dans les métallisations n'est que de 1A . Le graphe suivant (Figure IV-14) étudie l'élévation de température de la structure suspendue de $300\mu\text{m}$ d'épaisseur pour différentes puissances hyperfréquences.

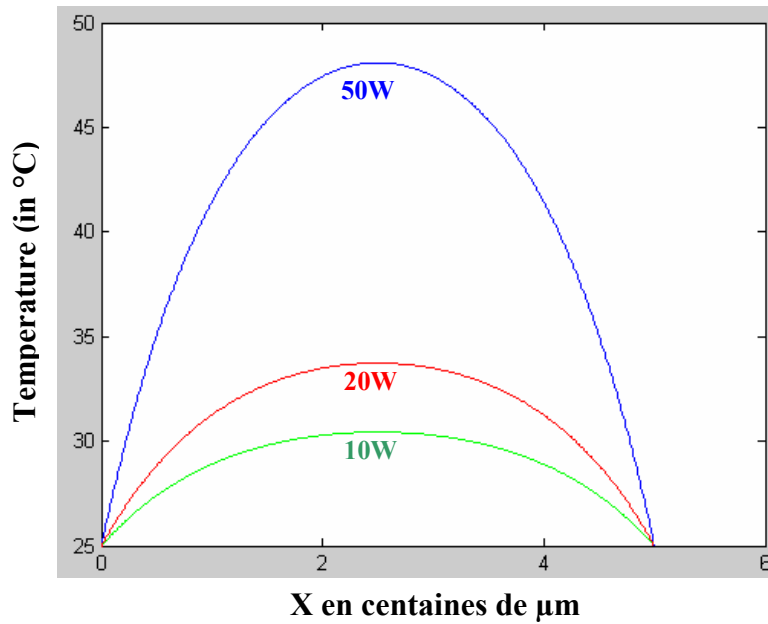


Figure IV-14 : Evolution de la température le long de la structure suivant différentes puissances hyperfréquences

La figure IV-14 montre les résultats des calculs réalisés avec Matlab donnant la distribution de température le long de la structure de $300\mu\text{m}$ d'épaisseur. On notera que pour 10W de puissance hyperfréquences, soit un courant de 0,45A, la température ne dépasse pas 30°C . On atteint 48°C pour une puissance de 50W soit un courant de 1A. Ces températures sont très nettement inférieures à la température eutectique de l'or qui causerait le scellement du contact électrique avec le capot et ne sont pas suffisantes pour engendrer une déformation de suspensions en silicium monocristallin de $10\mu\text{m}$ d'épaisseur. Ceci montre qu'en première approximation, la structure résiste bien à l'application de puissance hyperfréquences.

Des simulations par éléments finis auraient certainement apporté une meilleure approximation du comportement thermique du composant. Le but ici n'était pas d'optimiser les dimensions de façon trop fine, les modèles restant très limités, les données relatives aux matériaux et les mécanismes d'échange de chaleur ayant besoin d'être affinées.

IV.3 Simulations de dispositif

Si la modélisation analytique permet d'avoir des résultats rapides et permet ainsi de dimensionner grossièrement les structures, il est toutefois nécessaire de valider ces approches par la simulation par éléments finis. Comme toujours, un simulateur par éléments finis n'est pas un outil dont les résultats sont faciles à interpréter. Nous allons donc tout d'abord décrire le protocole utilisé dans la programmation des simulations afin de comprendre les enjeux, les points délicats et les possibilités du simulateur. Dans cette philosophie, nous validerons ensuite le simulateur sur des structures fabriquées à l'IEMN au sein du projet ARRESAT. Cela permettra de montrer les possibilités du simulateur en terme de rétro-simulations avant de présenter la structure étudiée.

IV.3.1 Base de compréhension de Coventorware™

Le logiciel utilisé pour les simulations par éléments finis des phénomènes mécaniques est proposé dans le commerce par Coventorware™ [11]. Pour bien comprendre la philosophie des calculs effectués, il est nécessaire de comprendre d'abord le mode de construction des structures, les problèmes liés au maillage et le paramétrage des conditions limites.

a) Construction de la structure

Coventorware™ nécessite la définition de masques et d'étapes technologiques pour générer les volumes de la structure. Il est ainsi possible d'importer directement les masques utilisés en fabrication (compatibilité avec Cadence entre autre) pour simuler les mêmes structures que celles réalisées en technologie. Cependant, la gestion des étapes de formation de la structure sont peu appropriées dans notre cas où les facteurs de forme sont importants et puisqu'il n'y a pas de réelle prise en compte des effets sur les propriétés mécaniques des matériaux liés aux méthodes de dépôts comme dans un simulateur de procédés comme Aténa par exemple. De plus, tout ce qui est usinage de volume est mal pris en compte. De fait, pour des structures non planaires qui requièrent

des gravures profondes par exemple, la génération de la structure devient une recette absolument fictive. Le seul avantage pour l'utilisateur est de pouvoir s'affranchir de la troisième dimension pour la génération du dispositif. Gain restreint face aux problèmes logiques à résoudre pour obtenir une structure proche de la réalité technologique.

b) Le maillage

C'est l'étape critique dans l'utilisation du simulateur. En effet, le choix de la taille de maille et de l'élément est primordial pour la convergence d'une part et la validité des résultats. Différents types de maillages sont possibles. Ainsi des mailles tétraédriques simples ou paraboliques et des briques sont disponibles. Les premières sont assez délicates à faire converger mais sont dotées de fonctions de raffinement automatique assez intéressantes, gérant le nombre d'éléments verticaux par couches. Le principal problème est la correspondance des mailles entre les différents niveaux. S'il n'y a pas une parfaite correspondance, la simulation diverge.

Les briques de type tétraédriques à 16 nœuds quant à elles n'ont pas la possibilité de raffinement par couche et donc pour des grands facteurs de forme, le nombre de mailles augmente rapidement avec la complexité et le temps de calcul nécessaire.

Par ailleurs, le fait que le maillage converge, ne garantit pas des résultats réalistes. Il est possible que par manque d'éléments, la structure se rigidifie artificiellement. Il en résulte des tensions d'actionnement largement supérieures. Il est donc nécessaire de descendre graduellement la taille de la maille de façon à s'assurer de la reproductibilité des résultats. Une fois la maille adéquate au problème trouvée, il est possible de lancer différentes simulations pour l'optimisation.

c) Conditions aux limites

Coventorware™ ayant un module de calcul électromécanique structuré hiérarchiquement avec différents algorithmes de résolution mécanique d'abord puis électrostatique, cela permet entre autres de pouvoir faire des analyses modales avec le même outil, la même configuration, sans devoir redéfinir toutes les conditions limites à chaque fois.

Les conditions aux limites mécaniques sont essentielles pour le bon déroulement des travaux. Ainsi, les points d’ancrage mécaniques sont définis en spécifiant le nom des surfaces et les degrés de contraintes de celles-ci. Il est donc possible d’éliminer tout déplacement latéral d’une structure conçue pour se déplacer verticalement par exemple. Néanmoins, ce type de conditions surfaciques reste principalement utilisé pour fixer tout déplacement au niveau des ancrages.

Par ailleurs, il est nécessaire de gérer les problèmes de contacts mécaniques des surfaces en mouvement. En effet, sans prise en compte de ces phénomènes, la simulation diverge à l’approche du contact et il est donc difficile d’apprécier la tension d’effondrement. Dans ce cas il est nécessaire de créer des plans de raideur virtuelle légèrement au-dessus des contacts de façon à éviter les problèmes numériques.

Enfin, les derniers paramètres à prendre en compte sont les données relatives aux matériaux. En effet, là encore, le fait d’avoir un simulateur de procédé pour construire la structure ne permet pas la prise en compte des contraintes liées à la technologie. Une bonne connaissance des contraintes résiduelles et des gradients de contraintes sont nécessaires pour obtenir des résultats réalistes.

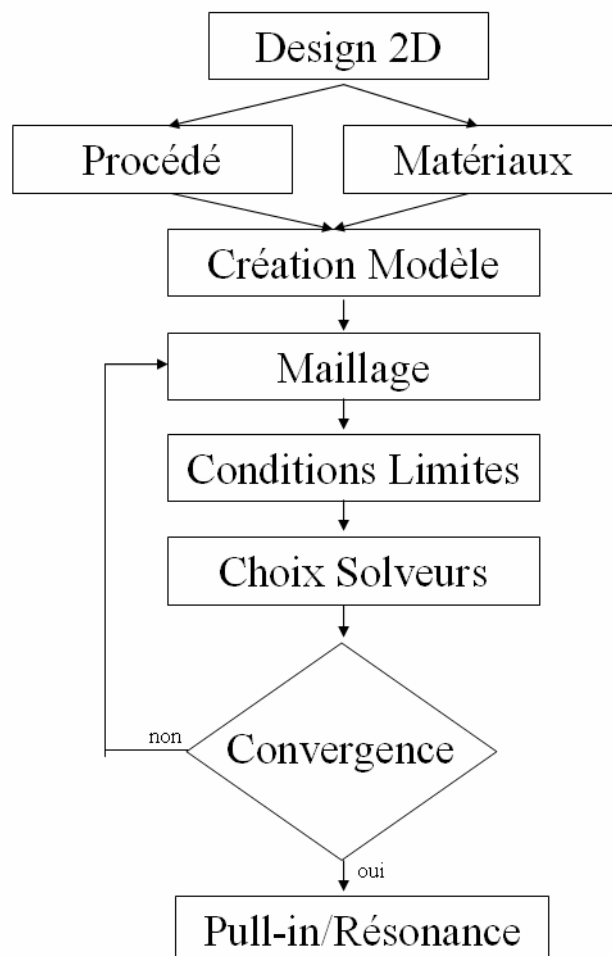


Figure IV-15 : Schéma bloc du déroulement d’une simulation sous Coventorware™

IV.3.2 Validation du simulateur

L'idée est de valider les calculs de simulateurs utilisant des éléments finis comme COVENTORWARE. A partir des données expérimentales, obtenues sur des structures réalisées au sein du laboratoire, il est possible de se rapprocher, à l'aide de ces simulations, des valeurs pratiques.

IV.3.2.1 Mesures expérimentales

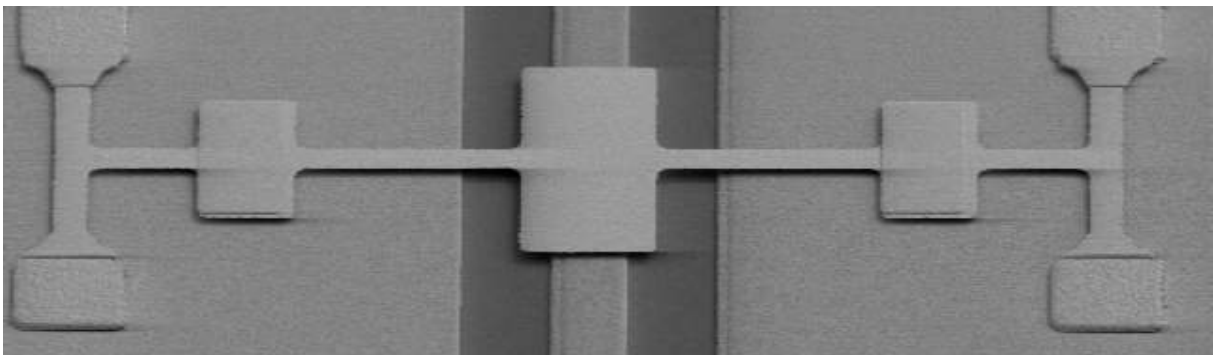


Figure IV-16 : Photo MEB d'une structure ARRESAT fabriquée à l'IEMN ayant été testée sous pointes.

Les motifs utilisés pour la validation des calculs sont des motifs de tests technologiques de commutateurs MEMS RF réalisés par Christophe Boyaval de l'IEMN dans le cadre du projet Arresat. Ces motifs ayant un rôle de validation technologiques dans la libération de la membrane, ils ne comprennent pas les électrodes de commande.

Les microponts étaient ainsi fabriqués sur un substrat peu résistif, fortement dopé au phosphore. En conséquence, une résistance parasite d'environ $1\text{ k}\Omega$ s'est rajoutée en parallèle à la capacité du microcommutateur, augmentant par là même le courant nécessaire à la commutation. Ce qui empêcha l'utilisation de générateurs de signaux programmables, capables de fournir de la tension et saturant très vite en courant. La solution trouvée fût l'utilisation d'un générateur de tension de puissance utilisé par impulsions. Une autre solution aurait consisté à placer une capacité en sortie du générateur pour permettre un plus gros débit de courant.

Il ressort de ces premiers tests que pour des structures de $430\mu\text{m}$ de longueur et ayant une zone d'actionnement de $70\mu\text{m}$ par $160\mu\text{m}$ on obtient une commutation à 10V . Il n'a malheureusement pas été possible de tester ces structures en terme de temps de commutation ni en terme de fiabilité à cause du substrat. Avec une capacité, le signal carré du générateur est fortement déformé et la mesure du temps de réponse devient alors quasi impossible.

On notera également les pertes significatives lors de ces essais. En effet, le diélectrique de 230nm recouvrant la ligne n'est pas parfait. Ceci est dû à la technologie employée : l'électrolyse. Cette technique génère de gros grains de métal, ce qui rend non uniforme le dépôt ultérieur de nitrure utilisé comme isolant. Des optimisations des paramètres de dépôt électrolytique ont été ultérieurement réalisées pour réduire la taille de ces grains.

IV.3.2.2 Rétro-simulations

Lors du design des structures testées, des simulations par éléments finis avaient été réalisées pour un actionnement ayant des électrodes de commande placées au-dessus des plans de masse, permettant un découplage du signal par rapport à la commande. Cependant, les tests ont utilisé la ligne RF comme électrode d'actionnement. L'idée est de vérifier la fiabilité de la simulation électromécanique de Coventorware™ en actionnant cette fois les structures à l'aide de la ligne coplanaire.

Différentes tailles de micro-actionneurs ont ainsi été simulées, de manière idéale c'est-à-dire avec un substrat hautement résistif, ainsi qu'avec un substrat quasi métallique pour se rapprocher des conditions expérimentales (Figures 17 a et b).

Pour des longueurs allant de $380\mu\text{m}$ à $480\mu\text{m}$, on note une tension d'effondrement de 7V . On remarquera que l'influence du substrat reste négligeable, ceci en raison de l'épaisseur de la ligne coplanaire. En effet, elle est obtenue par électrolyse d'or de $3\mu\text{m}$ d'épaisseur. L'influence du dopage du wafer n'est donc préjudiciable qu'en mesures hyperfréquences ainsi qu'en consommation lors de la commutation.

Le fait que la longueur de la structure n'influe que peu sur la tension de pull-in vient de la prédominance dans la raideur du pont de l'épaisseur du matériau. Ici, le pont a $1\mu\text{m}$ d'épaisseur, ce qui le rend relativement rigide. L'influence de la longueur n'étant

que linéaire par rapport au cube de l'épaisseur, les variations simulées ne sont pas assez significatives pour être observables.

Pour se rapprocher encore plus de la réalité, il est nécessaire de prendre en considération les contraintes des matériaux. En effet, l'influence des contraintes de l'or structural du pont est non négligeable dans la raideur de ce dernier et donc sur la tension d'actionnement. Des mesures de contraintes pleine plaque ont montré que l'étape de fabrication du pont entraînait 40MPa de contraintes en tension dans le pont. En rajoutant cette contribution, on ramène la tension d'actionnement simulée à 9V soit à 10% d'erreur.

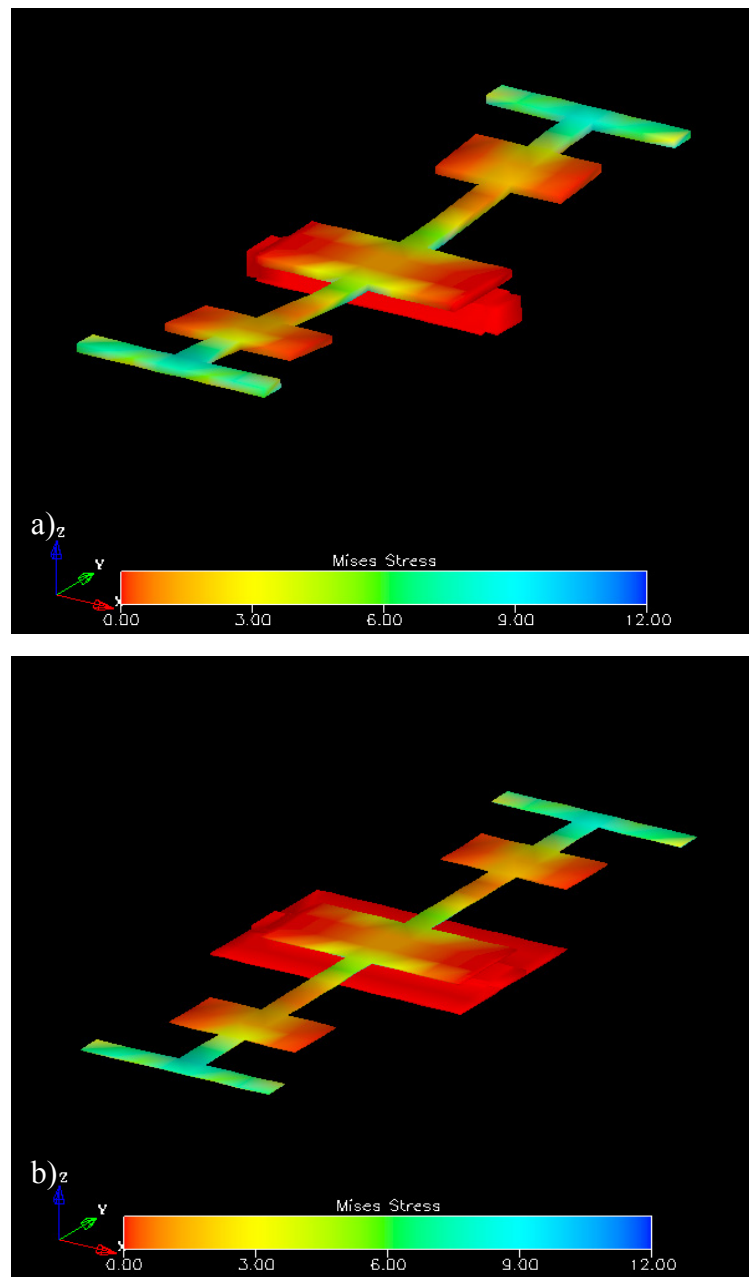


Figure IV-17 : Structures Simulés sous Coventorware™ [11] avec wafer a) résistif et b) conducteur

IV.3.3 Simulation du dispositif choisi

Après avoir abordé le fonctionnement analytique de l'actionnement électrostatique et approché les simulations par éléments finis électromécaniques avec le logiciel Coventorware™, nous procédons à une phase de dimensionnement des démonstrateurs d'abord de façon analytique qui sera validée par simulation ensuite.

IV.3.3.1 Dimensionnement

Pour implémenter les modèles décrits précédemment, des programmes MATLAB™ ont été mis en œuvre. Ainsi, nous avons tracé des courbes d'influence des différents paramètres géométriques des dispositifs sur la tension d'effondrement électrostatique, la fréquence de résonance et le temps de commutation. Le but étant de s'approcher le plus possible du cahier des charges.

On obtient ainsi sur les figures IV-18 et IV-19 les résultats d'optimisation de la longueur en fonction de l'espace entrefer de l'actionneur électrostatique. Un compromis apparaît entre rapidité de commutation et tension d'effondrement. En effet, les structures les plus courtes commutent en moins de temps mais présentent une raideur importante nécessitant des tensions d'actionnement plus élevées. Des dimensions de l'ordre de $300\mu\text{m}$ de longueur de suspensions sont alors un bon compromis.

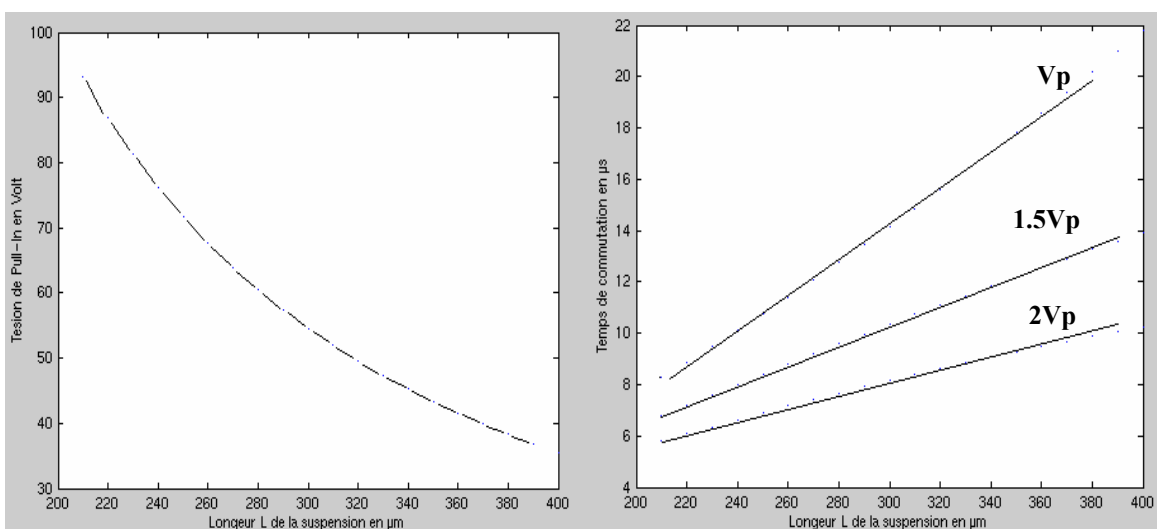


Figure IV-18 : a) Evolution de la tension d'effondrement et b) du temps de commutation suivant la longueur des suspensions pour un entrefer de $1\mu\text{m}$.

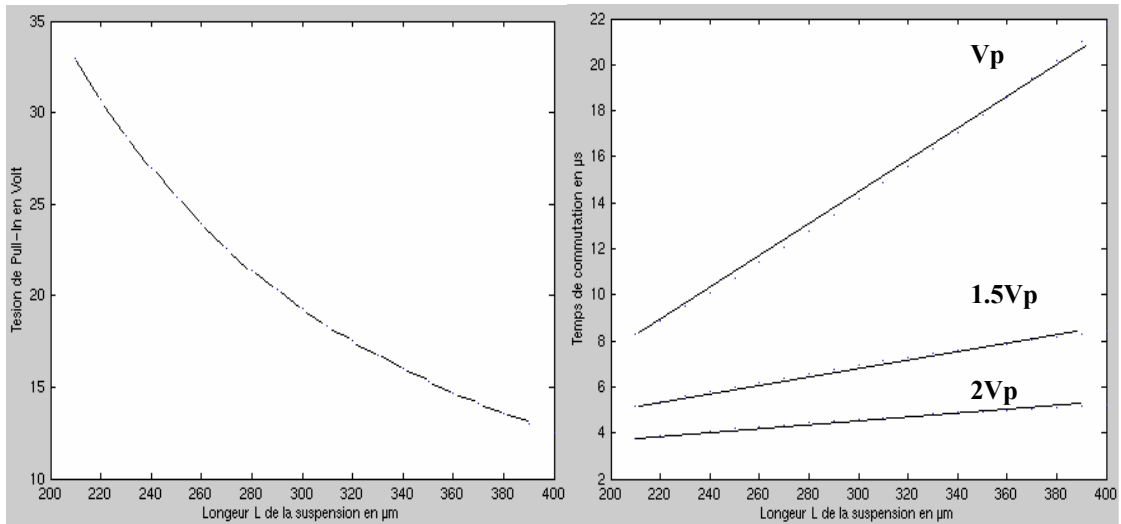


Figure IV-19 : Evolution de la tension d'effondrement électrostatique et du temps de commutation suivant la longueur des suspensions pour un entrefer de $0,5\mu\text{m}$.

Les différentes figures IV-18 et IV-19 montrent les différentes performances que l'on peut attendre des commutateurs. Pour des longueurs de suspensions de l'ordre de $300\mu\text{m}$, on obtient des tensions d'effondrement électrostatique d'environ 60V avec $1\mu\text{m}$ d'entrefer de commande ainsi que des temps de réponse d'une dizaine de microsecondes ce qui correspond bien au cahier de charges.

IV.3.3.2 Validation

Pour évaluer les résultats des simulations analytiques, le recours à des calculs par éléments finis ont été mis en œuvre. Il était avant tout nécessaire de concevoir un modèle simple pour limiter le temps de calcul nécessaire. Ainsi, seul la couche épitaxiée du substrat SOI a été simulée dans un premier temps (Figure IV-20).

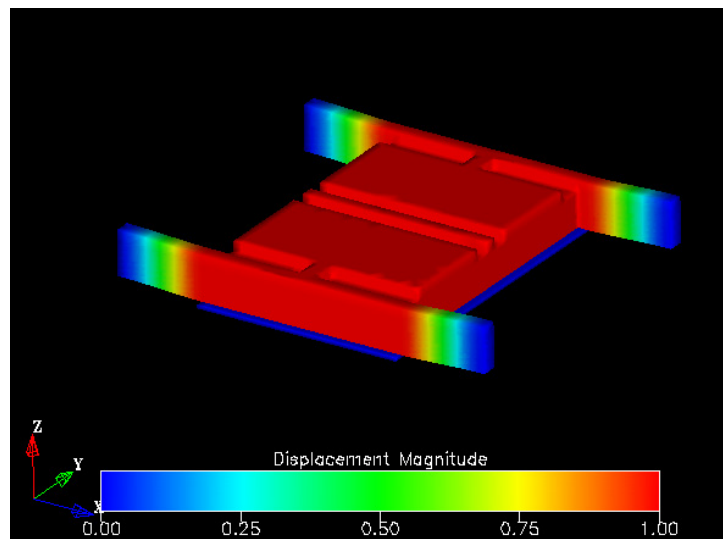


Figure IV-20 : Capture d'écran du résultat de simulation de Coventorware™ [11] pour une structure ayant des suspensions de $300\mu\text{m}$ et un entrefer de commande de $1\mu\text{m}$.

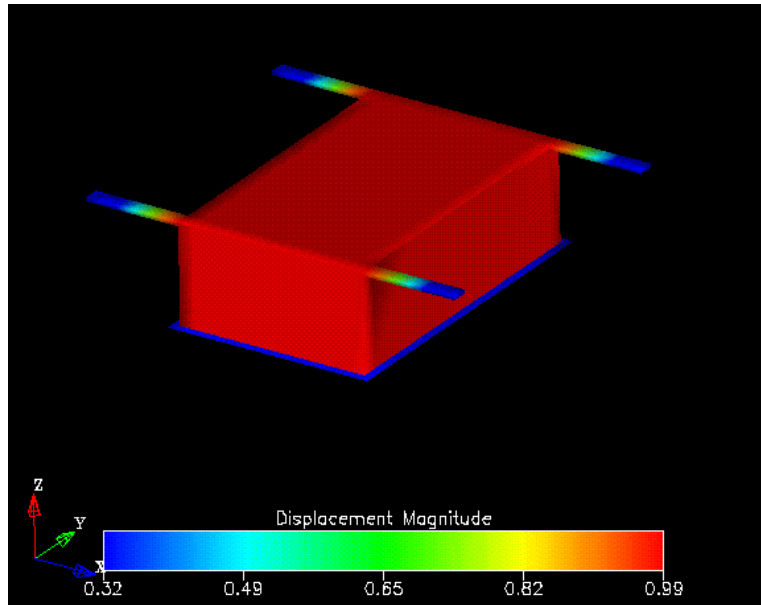


Figure IV-21 : Capture d'écran du résultat de simulation de Coventorware™ [11] pour une structure complète ayant des suspensions de 300µm et un entrefer de commande de 1µm

Par la suite, la structure intégrale a été simulée (Figure IV-21) pour obtenir une comparaison entre les différentes tensions d'actionnement et pour estimer la fréquence de résonance de la structure.

Ainsi, le tableau IV-02 récapitule en un comparatif les différents résultats des dimensionnements analytiques et par éléments finis des tensions d'actionnement et des fréquences de résonance.

Structure	Analytique		Eléments Finis			
			Structure Amincie		Structure complète	
	Tension	Fréquence	Tension	Fréquence	Tension	Fréquence
150µm	120V	25kHz	31V	240kHz	35V	32,3kHz
300µm	60V	10kHz	12V	97kHz	15V	12,4khz

Tableau IV-02 : Comparaison des calculs analytiques et des simulations par éléments finis

On notera l'écart important entre la simulation analytique et numérique. Ceci peut être dû à la difficulté de modéliser des structures à 3 matériaux différents de façon analytique. La complexité des multicouches explique cette différence entre éléments finis et calcul analytique.

IV.4 Conclusion

Après avoir étudié le fonctionnement mécanique en statique puis en dynamique de l'interrupteur, abordé les problèmes thermiques, un dimensionnement des structures à réaliser a permis de concevoir des dispositifs rentrant théoriquement dans les spécifications demandées, c'est-à-dire des tensions d'actionnement inférieures à 100V et des temps de commutations de l'ordre de quelques microsecondes. Une rapide évaluation du comportement thermique de la structure lors du passage de signaux de puissance a également montré l'intérêt de la présence de silicium massif au-dessous du guide d'onde suspendu pour en limiter l'échauffement.

Une validation par des calculs par éléments finis basés sur des simulations de Coventorware™ n'a pas montré la validité en terme d'ordre de grandeur des modélisations analytiques par la complexité des structures du dispositif. Il est vrai que les résultats de simulations sont également à interpréter avec prudence dans le cas de structures à fort facteur de forme, il est probable que le maillage influe sur la qualité des résultats. Pour illustrer ce propos, la figure IV-22 montre un dispositif de 150µm de suspensions simulé à l'aide de Coventorware™. Le déplacement se produit dans le sens opposé donnant l'impression d'une force électrostatique répulsive. Ceci illustre bien les problèmes de convergence et de validité de ce type d'approche purement numérique.

Le chapitre suivant résumera les dimensions retenues des différentes optimisations et présentera les résultats de fabrication et caractérisation des démonstrateurs.

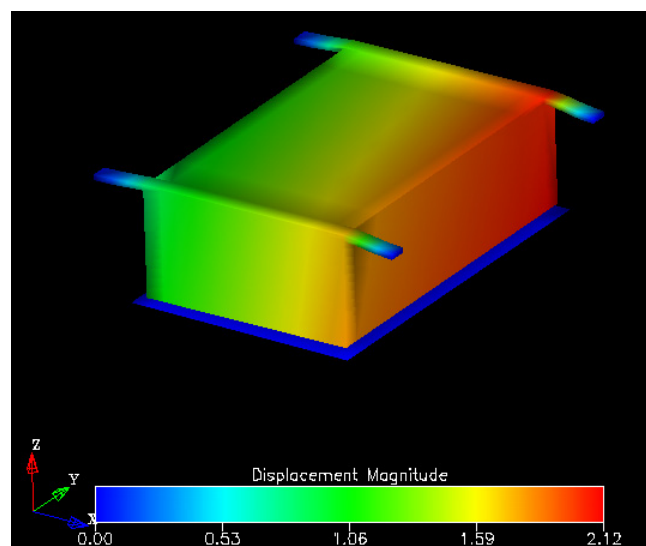


Figure IV-22 : Illustration des erreurs numériques liées aux calculs par éléments finis

IV.5 Références

- [1] Gabriel Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design and Technology", Wiley-Interscience
- [2] Gary Keith Fedder, "Simulation of Microelectromechanical Systems", thesis of the Massachusetts Institute of Technology, 1994.
- [3] Jeremy B. Muldavin, Gabriel M. Rebeiz, "Non linear electro Mechanical Modeling of MEMS Switches", Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 20-2 May 2001 Pages:2119 - 2122 vol.3
- [4] T. Veijiola, H. Kuisma, J. Lahdenpera, "Model for gas film damping in a silicon accelerometer", Internatinal Conference on Solid State Sensors and Actuators, Vol.4, June 1997, pp 1097-1100.
- [5] W.S. Griffen, H. H. Richardson, S. Yamanami, "A study of fluid squeeze-film damping", Journal of Basic Eng. Trans. ASME, 1966, pp 451-456
- [6] J.J. Blech, "On isothermal squeeze films", J. Lubrication Tech., Vol. 105, October 1983, pp615-620
- [7] M. Andrews, I. Haris, G. Turner, A comparaison of squeeze film theory with measurements on a microstructure, Sensors and Actuators, Vol.36, 1993, pp. 79-87.
- [8] Ofir Bochobza-Degani, Eran Socher, Yael Nemirovsky, "On the Effect of Residual Charges on the Pull-in parameters of Electrostatic Actuators", Sensors and Actuators A 3189, 2002, p1-6.
- [9] J. Bergqvist, F. Rudolf, J. Maisana, F. Parodi, M. Rossi, "A silicon condenser microphone with a highly perforated backplate", International Conference on Solid State Sensors Actuators Digest, New York, 1991, pp.266-269.
- [10] Dormand, J. R. and P. J. Prince, "A family of embedded Runge-Kutta formulae," *J. Comp. Appl. Math.*, Vol. 6, 1980, pp 19-26.
- [11] Luis M. Castañer, Stephen D. Senturia, "Speed Energy Optimization of Electrostatic actuators Based on Pull-in", IEEE Journal of MicroElectroMechanical Systems, September 1999, pp290-298.
- [12] E.K. Chan, E.C. Kan, P.M. Pinsky, R.W. Dutton, "Nonlinear Dynamic Modeling of Micromachined Microwave Switches" , IEEE MTT-S Intl. Microwave Symposium, Denver, June 1997.
- [13] <http://www.coventor.com>

Chapitre V : Technologie de Fabrication

V.1 Introduction

Après avoir conçu les structures en tenant compte des contraintes électromagnétiques et mécaniques, ce chapitre aborde la fabrication des commutateurs. Le procédé nécessaire à la réalisation du commutateur nécessitant de nombreuses mises au point technologiques telles que le développement d'un procédé de gravure profonde, une technique d'enduction de résine sur substrats percés de part en part par des interconnexions métalliques (via) et l'assemblage de substrats.

Afin de bien comprendre les enjeux et les choix faits dans le procédé, ce chapitre débute par une description du procédé choisi suivi par des études bibliographiques concernant la gravure profonde et le collage de substrats. A la suite de chaque étude, un compte rendu descriptif des tests réalisés permettra de mettre en valeur l'optimisation de chacune de ces étapes. Enfin, nous présenterons les dispositifs issus du procédé de fabrication.

V.2 Description du procédé de fabrication

Après le dimensionnement et le paramétrage des points cruciaux nécessaires à la fabrication des démonstrateurs, le détail de la technologie est décrit dans ce paragraphe. L'objectif est de retracer le cheminement de la fabrication dans les grandes lignes, une description étape par étape du procédé est disponible en Annexe. S'agissant d'un assemblage successif de trois substrats microstructurés, il est nécessaire de décrire la fabrication de chacune des parties devant être assemblées. La figure V-01 montre schématiquement la structure une fois assemblée. Nous décrirons d'abord la fabrication du substrat assurant la fonction mobile qui se trouve au centre de l'empilement pour continuer par les deux capots.

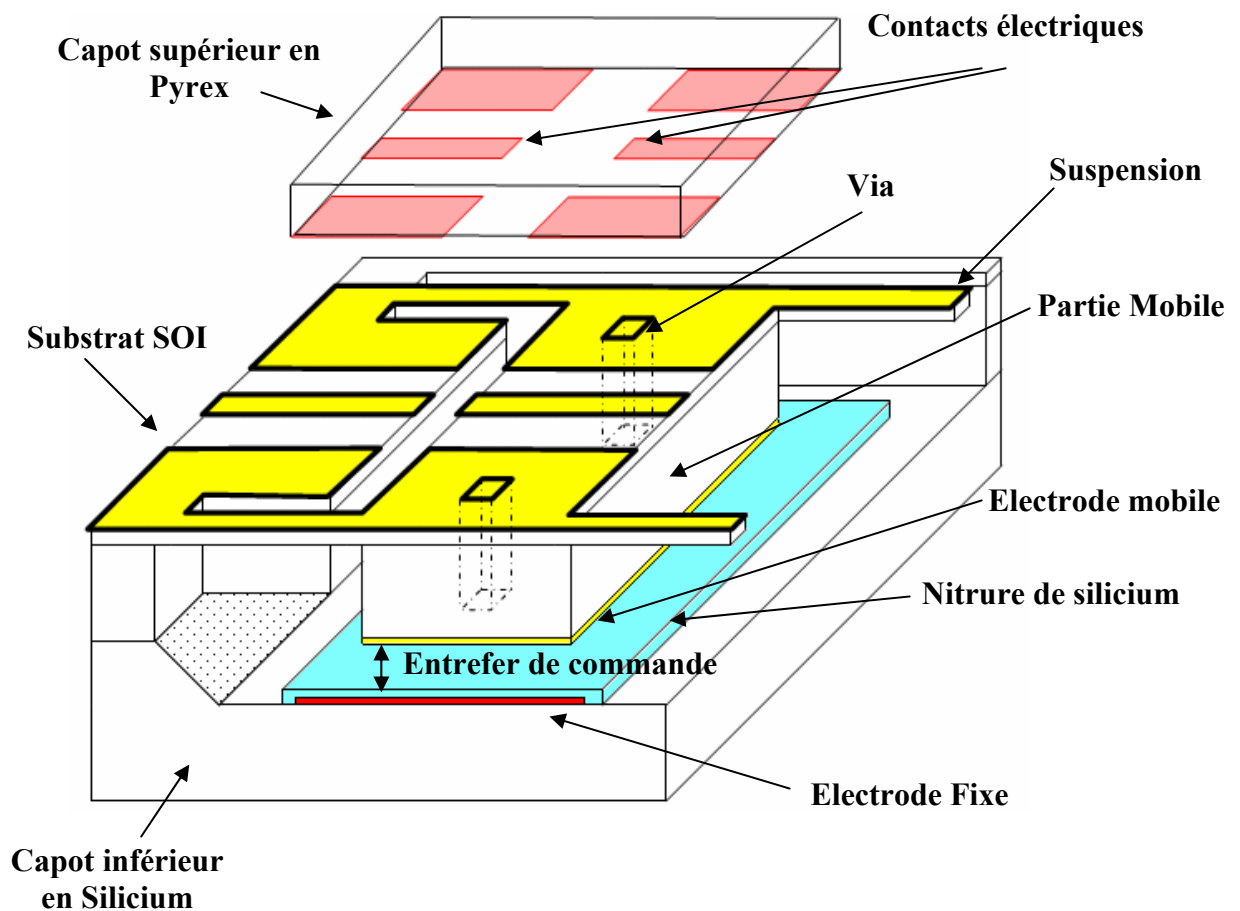


Figure V-01 : Schéma de principe du commutateur

V.2.1 Le substrat SOI

La fabrication de la partie mobile débute sur un substrat SOI haute résistivité ($2k\Omega/cm$) poli double face dont l'épaisseur de la couche de silicium épitaxiée et la couche d'oxyde enterrée sont respectivement de $10\mu m$ et de $1,5\mu m$.

Après le nettoyage du substrat par des traitements à base d'acide sulfurique et de peroxyde d'hydrogène, le substrat est recouvert d'une couche épaisse de résine photosensible. Les motifs des trous d'interconnexions sont alors transférés avant la gravure profonde des différentes couches, étape qui fera l'objet d'une optimisation ultérieurement décrite (Figure V-02a).

Il est ensuite nécessaire de procéder à une oxydation humide. Une couche de $2\mu m$ d'épaisseur est alors formée. On procède à une densification par un recuit à $1100^\circ C$ pendant une heure pour s'assurer de la bonne qualité du diélectrique formé (Figure V-02b). Par la suite, une pulvérisation de titane et d'or sur les deux faces permet de créer une couche d'adhérence pour la croissance d'or par électrolyse suivante (Figures V-02c et d).

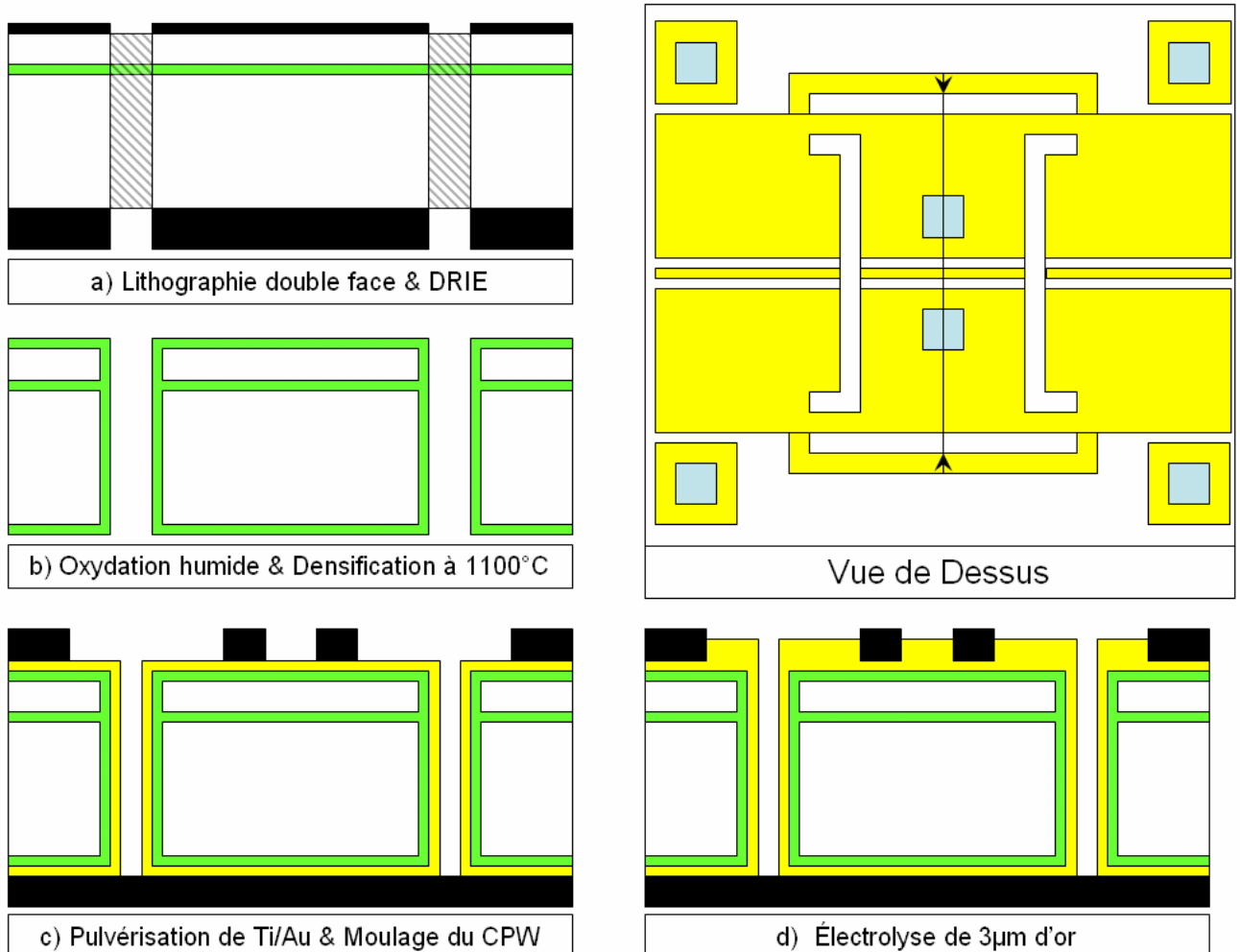


Figure V-02 : Image MEB du Test 5 : 5 bar, $300^\circ C$ pendant 20min

Une fois l'électrolyse de $3\mu\text{m}$ des guides d'onde réalisée, une couche de résine photosensible est déposée en face arrière et les motifs de l'électrode d'actionnement sont définis. On procède alors à la gravure de la couche d'adhérence en face avant et à la définition des électrodes en face arrière par solution KI (Figure V-03a).

L'étape suivante consiste à transférer dans des couches de polymères photosensibles déposées sur chacune des faces du substrat (Figure V-03b), les motifs de définition des suspensions en face avant et de libération en face arrière. Des gravures profondes du silicium sont alors réalisées pour finir par la gravure de l'oxyde enterré du SOI (Figure V-03c).

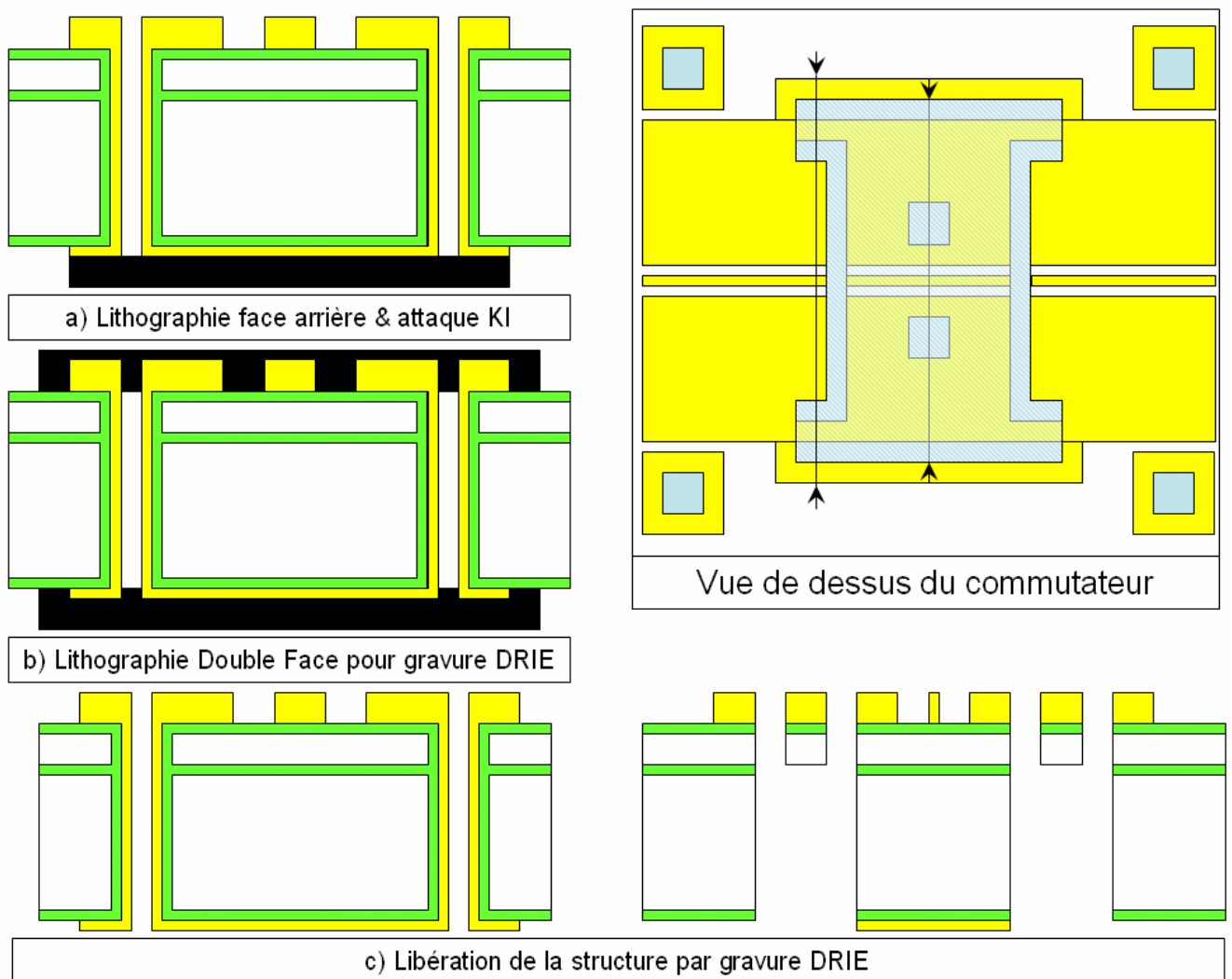


Figure V-03 : Schéma décrivant le procédé de fabrication (2/2)

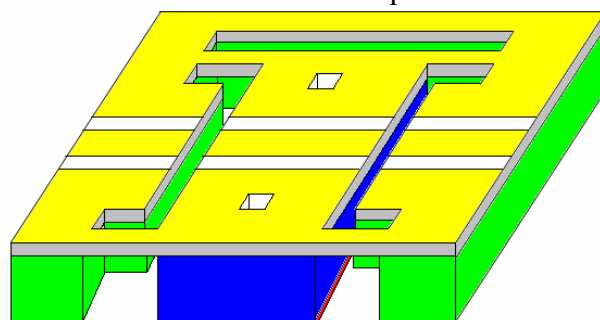


Figure V-04 : Schéma en perspective du substrat SOI micro-usiné

V.2.2 Le substrat de commande

Ce substrat constitue le capot en face arrière du commutateur. Il est structuré par usinage de surface pour la prise en compte de l'entrefer de commande et l'électrode d'actionnement du dispositif. La fabrication débute sur le nettoyage du substrat par des attaques chimiques à base du mélange d'acide sulfurique et de peroxyde d'hydrogène ($\text{H}_2\text{O}_2 + \text{H}_2\text{SO}_4$) puis par de l'acide hydro fluorhydrique (HF). Un oxyde thermique est déposé et structuré pour servir de masque pour la gravure chimique du silicium (Figure V-05a). La gravure est lente, $0,5\mu\text{m}/\text{min}$, ce qui permet de graver $1,5\mu\text{m}$ en trois minutes pour former une tranchée qui contiendra l'électrode et l'anneau de scellement pour l'assemblage. Suit alors une désoxydation et une pulvérisation de Ti/Au préalables au dépôt de nitrure de silicium Si_3N_4 lui-même gravé pour définir l'électrode de commande (Figure V-05b). Une épaisse couche de polymère est alors enduite. Le motif de l'anneau de scellement y est alors transféré avant l'électrolyse d'or nécessaire à l'épaississement au-delà de la cavité formée par le TMAH (Figure V-05c). Une gravure chimique par la solution KI de la couche d'accrochage termine le procédé sur le substrat de commande (Figure V-05d).

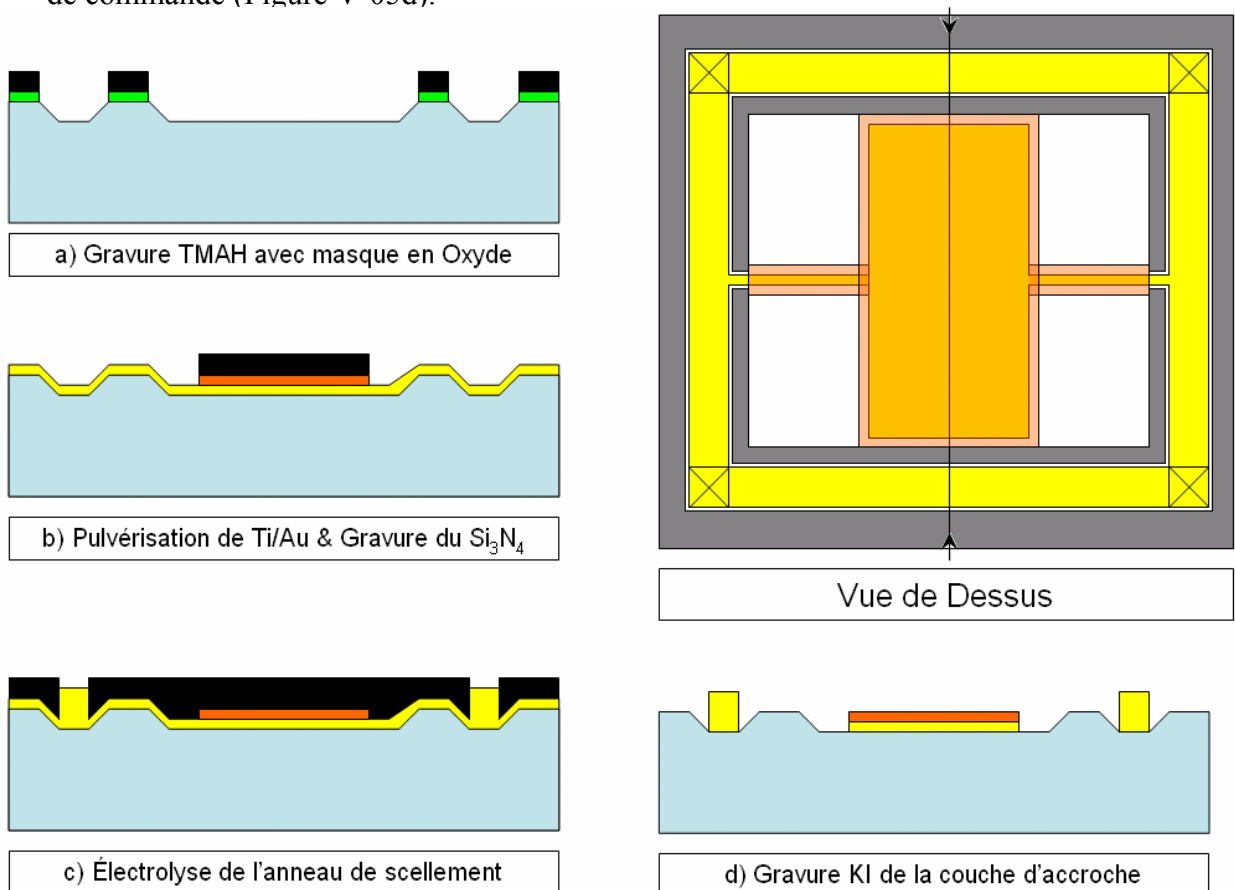


Figure V-05 : Schéma décrivant le procédé de fabrication du substrat de commande

V.2.3 Le capot de Pyrex

Ce dernier substrat est destiné à réaliser le contact électrique pour le commutateur. Il est constitué de Pyrex d'une part pour ses faibles pertes et d'autre part pour sa transparence. Il permet ainsi de contrôler visuellement la commutation des dispositifs. La fabrication de ce substrat débute toujours par un nettoyage précédemment décrit. Suit alors le dépôt de chrome et d'or par pulvérisation cathodique et un dépôt de résine permettant la formation d'un moule pour les contacts (Figure V-06a). L'électrolyse d'or suivante permet de définir l'épaisseur finale de la métallisation, $3\mu\text{m}$. Après la gravure chimique de la couche d'adhérence, un dépôt basse température d'oxyde de silicium PECVD de $3\mu\text{m}$ est réalisé puis gravé pour former des butées mécaniques lors de l'étape d'assemblage (Figure V-06b). Enfin, après le dépôt d'une couche de polymère de protection, un pré découpage du substrat est réalisé consistant en des sillons de $300\mu\text{m}$ de profondeurs et permettant la réalisation des tests ultérieurs (Figure V-06c & d).

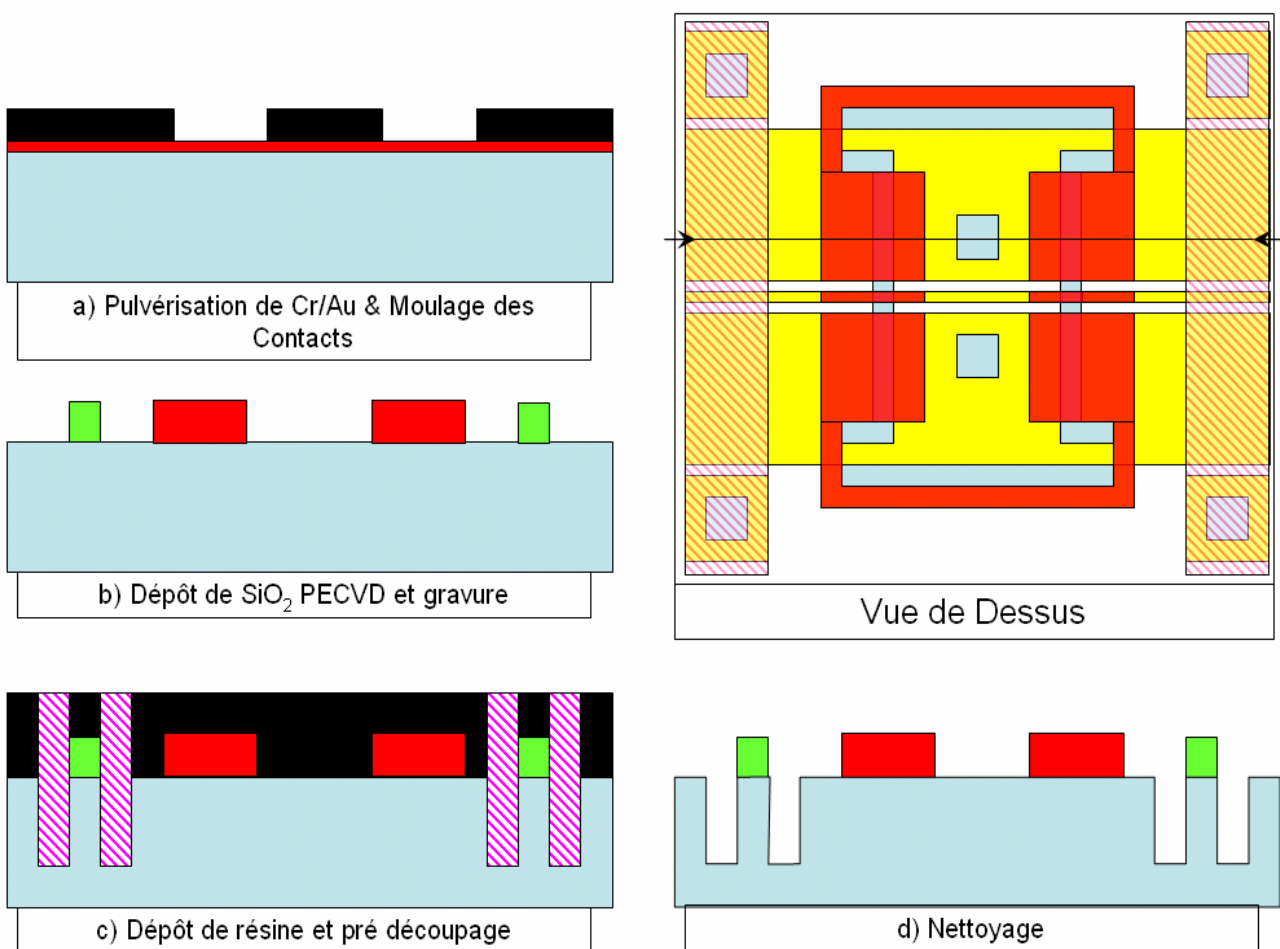


Figure V-06 Schéma décrivant le procédé de fabrication du substrat de Pyrex

V.2.4 Assemblage et découpage

Une fois les trois substrats fabriqués, il faut procéder à l'assemblage. Tout d'abord on procède au délaquage micro-onde des substrats pour éliminer les impuretés avant de procéder au thermocollage. Cette étape recourt à un plasma à base d'oxygène excité par une source hyperfréquence à 2.45 GHz. Il est en effet nécessaire de limiter autant que possible les particules contaminatrices à l'interface des substrats à assembler, cela pouvant provoquer des zones non scellées.

L'alignement des substrats passe par l'utilisation du BA6 de SussMicrotec équipé d'un outillage spécial permettant l'alignement de substrats de 2, 3 et 4 pouces (Annexe B). On procède ainsi d'abord par le capot inférieur et le substrat SOI. En effet, cette étape pouvant se faire à plus grande température pour garantir l'écrasement parfait de l'anneau de scellement pour définir l'entre fer de commande par la seule étape de gravure. Dans ce cas, comme aucun des substrats n'est transparent à la lumière visible, on procède à une photographie du premier substrat au niveau des marques d'alignement et le second substrat est ensuite chargé et aligné sur l'image sauvegardée en surimpression par l'équipement. Il faut noter que cette étape nécessite des marques efficaces pour garantir le bon alignement.

De la description de ce procédé ressortent des étapes critiques dont des optimisations préalables à la réalisation d'un dispositif ont été nécessaires. Ainsi, la gravure profonde du silicium pour la réalisation des interconnexions métalliques et pour la libération des structures, le transfert de motifs dans des polymères photosensibles après la réalisation des *via* ainsi que l'assemblage des substrats sont des étapes déterminantes.

V.3 Optimisations des étapes clefs

V.3.1 Gravure profonde du Silicium

L'usinage de volume est un procédé largement utilisé dans la réalisation du commutateur micrométrique étudié. En effet, l'utilisation d'une gravure sèche pour la libération et l'usinage de volume de systèmes micrométriques permet de limiter les effets de stiction et d'améliorer l'état de surface des zones usinées. En outre, ce type de procédé permet la réalisation de structures à forts facteurs de forme, indispensables pour la fabrication de moteurs inter-digités verticaux [1] ou de micromiroirs [2] par exemple. Le développement d'un tel procédé demande ainsi d'abord de comprendre le fonctionnement d'une gravure plasma classique, dite RIE pour « Reactive Ion Etching », et les solutions existantes avant le détail de la méthode d'optimisation suivie et la présentation des résultats obtenus.

V.3.1.1 Principe de fonctionnement

La gravure RIE est basée sur la création d'ions réactifs accélérés par des champs électriques vers l'échantillon à usiner. A basse pression, un champ électrique radio fréquence à 13,56MHz permet la dissociation des molécules des gaz dans le réacteur. Des ions, des radicaux libres et des électrons sont alors formés. Les électrons sont attirés par le circuit RF situé dans le haut de la chambre plasma (Figure V-07). Se crée alors une tension d'autopolarisation qui va accélérer les ions vers l'échantillon.

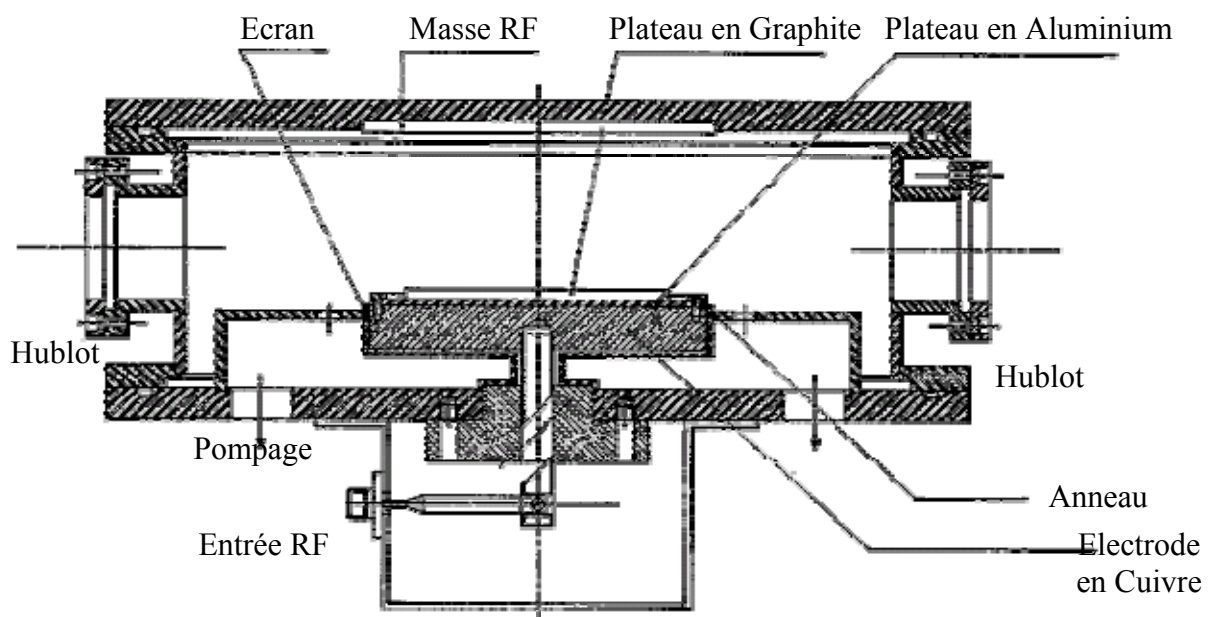


Figure V-07 : Schéma d'un réacteur plasma RIE

L'idée est d'utiliser des gaz ayant une sélectivité de gravure entre certains matériaux de façon à pouvoir masquer les zones à protéger et exposer les zones à graver. Le masque ne sera gravé que mécaniquement contrairement au matériau attaqué chimiquement et mécaniquement par les ions du plasma. On combine ainsi la réactivité chimique des ions avec une action mécanique due au choc de la particule avec le matériau à graver.

Dans certains cas, il est également possible de combiner l'action de différentes espèces pour accroître l'efficacité du procédé. En effet, certains gaz provoquent la formation de couches dites de passivation. Il ne s'agit alors plus de gravure mais de dépôt conformes. Il est alors nécessaire de jouer sur l'énergie des ions pour que le fond de gravure soit débarrassé de cette couche grâce au bombardement ionique mais que les flancs restent protégés. On accroît alors de façon substantielle l'anisotropie du procédé.

Dans le cas d'une gravure profonde, on vient densifier le plasma à l'aide d'inductances stimulées par des signaux à 13,56MHz. Ce procédé est nommé ICP pour « Inductance Coupled Plasma » (Figure V-08). Dans ce cas, il est possible d'atteindre des vitesses de gravures nettement plus grandes. De nombreux procédés de micro usinage sont développés, utilisant différents types de gaz, pour créer des gravures extrêmement anisotropes pour des applications MEMS en général mais également dans le domaine de la microélectronique dans le cas de l'isolation par tranchée d'oxyde ou des interconnexions métalliques dites *via*.

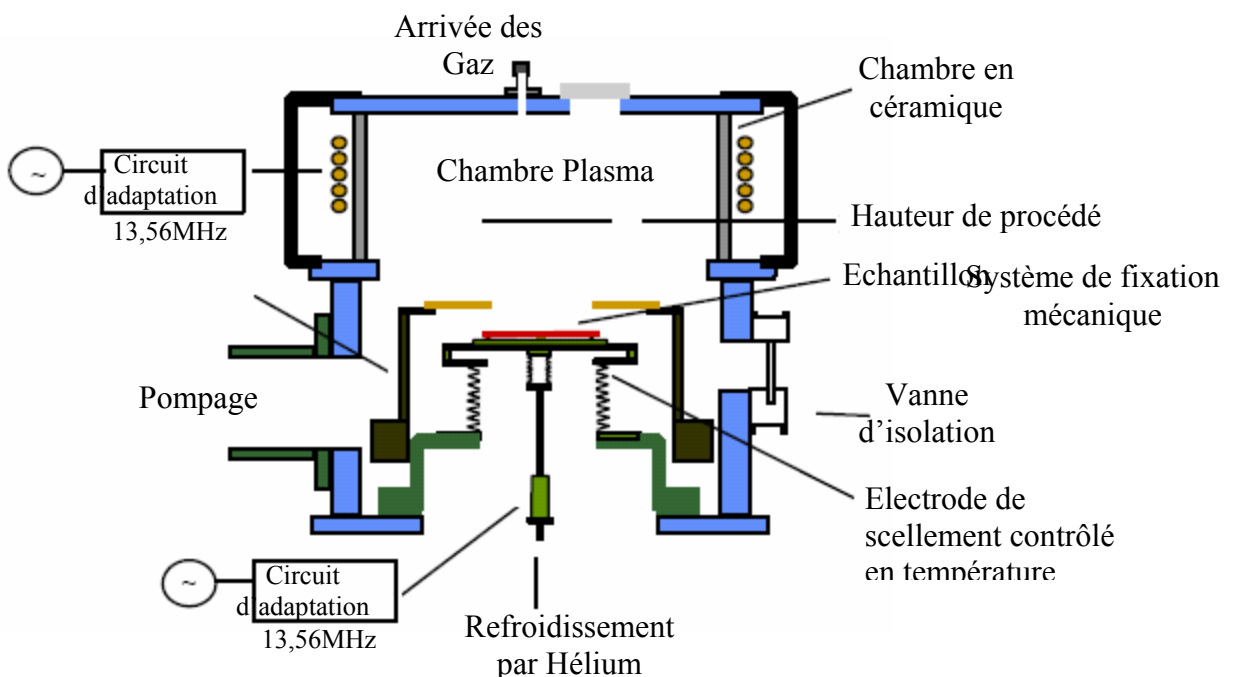


Figure V-08 : Schéma d'un réacteur plasma ICP

V.3.1.2 Procédés d'usinage en volume

L'idée est d'utiliser des gaz hautement réactifs tel le SF_6 pour augmenter les vitesses de gravures. L'avantage est donc la réduction des temps de fabrication, qui est nécessaire pour la commercialisation de dispositifs à des prix concurrentiels. L'inconvénient de ces gaz est le caractère isotrope des gravures qu'ils produisent liés à leur haute réactivité. Pour pallier ce problème, il est nécessaire de passiver les flancs de gravure. Différents procédés sont disponibles comme le procédé BOSCH et le BSM pour « Black Silicon Method ».

V.3.1.2.1 Gravure $\text{SF}_6/\text{O}_2/\text{CHF}_3$ – Méthode du silicium noir (BSM)

Dans le cas des gravures utilisant le $\text{SF}_6/\text{O}_2/\text{CHF}_3$, chaque gaz à un effet spécifique connu tel qu'il est possible de déterminer le profil de la gravure par un changement des débits de chacun de ces derniers. Ainsi, un plasma contenant du SF_6 va produire des radicaux fluorés F^* qui vont réagir chimiquement avec les atomes de silicium du substrat pour former le composé volatile SiF_4 . Quant à l'oxygène, il donne naissance à des radicaux O^* qui seront absorbés par le silicium pour donner du SiO_xF_y , servant de couche de passivation des flancs de gravure. Les gaz CHF_3 et SF_6 à travers leur composés respectivement CF_x^+ et SF_x^+ , permettent d'éliminer la couche SiO_xF_y au fond des tranchées de gravure en formant des espèces volatiles CO_xF_y et SO_xF_y .

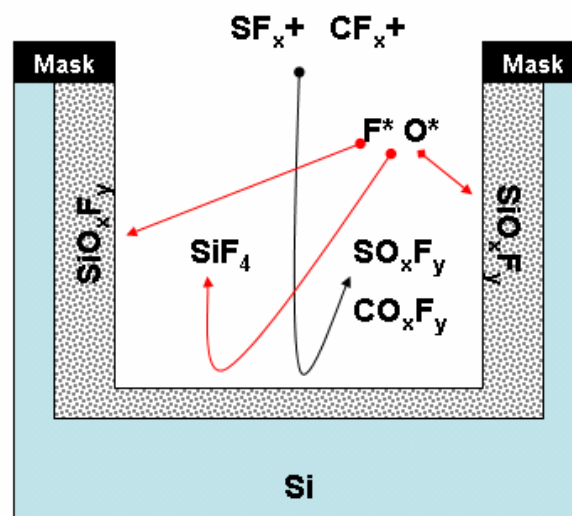


Figure V-09 : Schéma représentant la gravure du silicium basée sur une chimie fluorée

a) Origines de la méthode

Les réacteurs n'étant jamais les mêmes d'un laboratoire à l'autre, les proportions de réactifs doivent être optimisées au cas par cas. Cette optimisation peut s'appuyer sur la méthode du silicium noir. Le silicium noir apparaît lors d'une gravure parfaitement anisotrope du silicium. Ce dernier perd toute coloration car l'état de surface est constitué de pics très fins et longs ayant pour effets d'absorber quasi parfaitement la lumière visible incidente. Cet état de surface est dû à un phénomène appelé micromasquage. En effet, la moindre poussière ou particule contaminante crée un masque à son échelle et génère une zone où le silicium ne sera pas gravé. La passivation de flancs étant presque parfaite, ces structures peuvent avoir des facteurs de forme très importants : de quelques micromètres à plusieurs dizaines de micromètres de hauteur pour un diamètre de quelques nanomètres. Ces dimensions s'expliquent par la concurrence qui s'exerce entre les radicaux de fluor et d'oxygène dans le plasma. Pour un certain débit d'oxygène, on obtient l'équilibre entre gravure et passivation ce qui permet l'apparition du phénomène décrit précédemment. L'idée est alors de rechercher les conditions d'apparition de cette forme particulière du silicium pour calibrer le bâti de gravure utilisé.

b) La méthode du silicium noir dite BSM

La procédure du silicium noir permet de trouver aisément des profils de gravure RIE ayant des flancs verticaux et ce pour des pressions, puissances ou débits de gaz quelconques. Cette caractéristique est très importante puisqu'elle permet de se placer dans des conditions de plasma à faible tension d'auto polarisation. Par exemple, il est possible de se maintenir en deçà de 20V d'autopolarisation pour des pressions de plasma au-delà de 200mTorr ce qui permet de très bonnes sélectivités par rapport au masque de gravure en limitant l'action physique due au bombardement des ions.

Le diagramme de la figure V-10a montre qu'il est possible d'atteindre un profil quasi- anisotrope pour un débit de CHF₃ nul. Cela permet de dire que la passivation dans ce cas est majoritairement due à la formation de siliconoxyfluorides et non de fluorocarbones. [3]. Si une analyse Auger réalisée par R. Legtenberg *et al* [4] a montré qu'il n'y avait pas de traces de carbone, il est toutefois envisageable que ces couches contiennent dans certains cas des fluorocarbones.

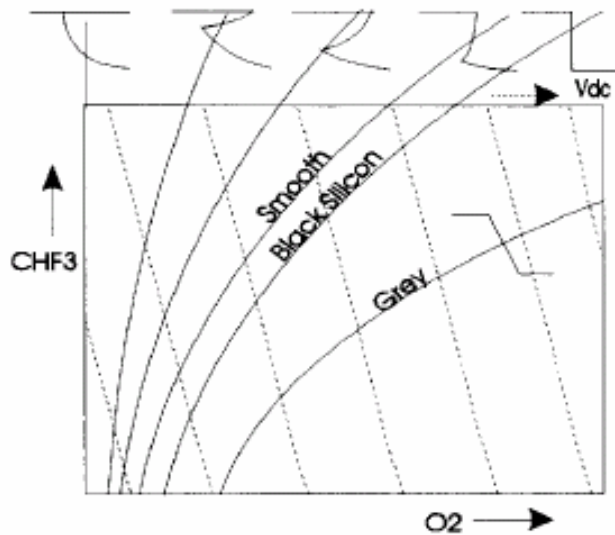


Fig. V-10a. Influence du débit sur le profil [3]

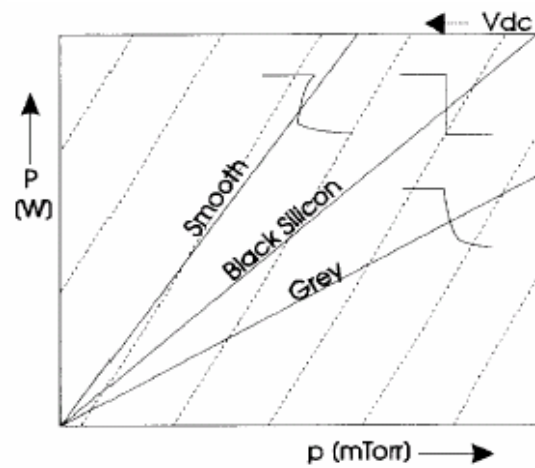


Fig. V-10b. Influence de la puissance et de la pression sur le profil [3]

Formulation de la méthode BSM

1. Placer un substrat de silicium dans la chambre du réacteur et ajuster les paramètres de puissance, pression et débits de gaz d'O₂ et de SF₆ jusqu'à l'obtention d'une surface parfaitement noire. Pour y arriver, il suffit d'augmenter le débit d'oxygène. Un excès de ce dernier conduit à une surface grisâtre et non noire.
2. Une fois la surface noire obtenue, augmenter graduellement le débit de CHF₃ jusqu'au retour à une surface propre. Le CHF₃ permet de rendre la gravure plus isotrope en raison de l'absorption des radicaux d'oxygène, nécessaire à la passivation, par les espèces CF_x.
3. Insérer un substrat avec un masque transféré à sa surface. Il faut alors retrouver le même profil que dans les étapes 1 et 2. Une augmentation du débit de SF₆ engendrera un profil plus isotrope, une augmentation du débit de l'oxygène entraînera un élargissement du masque par excès de passivation. Parallèlement, une augmentation de CHF₃ tend à favoriser les sous gravures. L'augmentation simultanée des débits de ces deux gaz permet ainsi de contrebalancer leurs effets respectifs tout en créant des gravures plus propres avec une bonne anisotropie.

c) Régulation de la température

Une amélioration possible avancée dans la bibliographie consiste à contrôler la température de l'échantillon pendant la gravure. Cela permet d'améliorer encore la sélectivité notamment au niveau de l'attaque des flancs. Une étude menée par Henri Jensen *et al.* [6] de l'université de Twente aux Pays Bas propose une optimisation des paramètres de gravure d'un bâti Plasmalab 100 et METlab.

Là encore, pour l'optimisation du procédé, on utilise la méthode du silicium noir BSM pour déterminer, à une température donnée, l'anisotropie optimale. La zone d'apparition du silicium noir se caractérise non seulement par une absorption de la lumière incidente mais également par une rapide chute de la vitesse de gravure lié à la rapide augmentation des surfaces exposées de l'échantillon (Figures V-11a et V-11b).

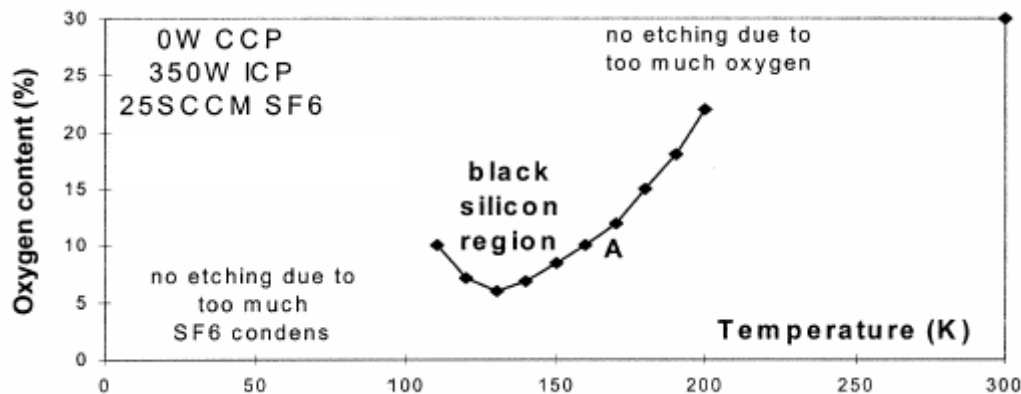


Figure V-11a : Evolution de la proportion nécessaire pour obtenir du silicium noir en fonction de la température, d'après [5]

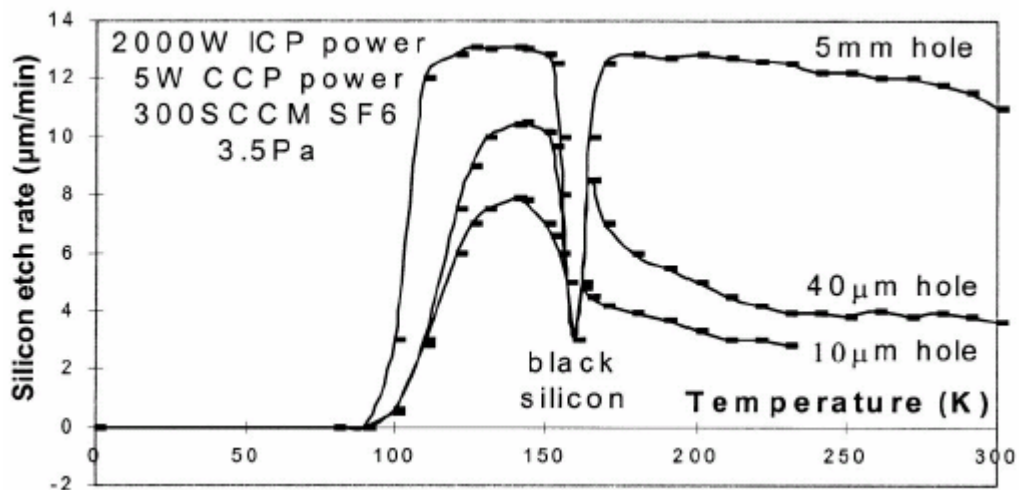


Figure V-11b : Evolution de la vitesse de gravure en fonction de la température suivant différentes ouvertures de motifs, d'après [5]

V.3.1.2.2 Le procédé BOSCH

Ce procédé de micro-usinage est protégé par un brevet. Il est ainsi nécessaire de posséder une licence pour son utilisation. Celle-ci est généralement incluse dans le coût d'achat du bâti de gravure capable de le mettre en œuvre. Ce procédé a été développé par Robert Bosch GmbH.

a) Principe

Ce procédé utilise un plasma à base de fluor pour graver le silicium combiné à un plasma au fluorocarbure pour passiver les flancs de gravure et ainsi garantir la bonne anisotropie du procédé. Il est alors nécessaire d'enchaîner de nombreuses étapes de gravures et de passivations pour arriver à des gravures profondes à flancs verticaux.

Cette technique ne peut être mise en œuvre dans le cas d'un réacteur de type RIE à cause du rapport défavorable entre ions et radicaux libres. Il est possible de privilégier les radicaux libres à l'aide d'un plasma à haute densité HDP. Le système le plus répandu pour obtenir un tel plasma est l'utilisation d'un couplage inductif ou ICP pour « Inductively Coupled Plasma ». L'hexafluorure de soufre SF_6 est le gaz utilisé dans le procédé pour générer les radicaux libres de fluor dans le plasma à haute densité. La passivation des flancs de gravure ainsi que la protection du masque sont assurées par de l'octafluorocyclobutane $c-C_4F_8$ qui fait partie des fluorocarbures cycliques qui se dissocient en CF_2 et d'autres chaînes plus longues dans le HDP. Cela permet de déposer une couche de polymère à base de fluorocarbure sur les surfaces du substrat, permettant ainsi la passivation des flancs de gravures. Le profil de la gravure est alors réglé par l'ajustement de l'efficacité et du ratio des temps entre ces étapes de gravure et de passivation. Ce procédé est relativement insensible à la nature de la résine utilisée pour le masquage. Il est cependant préférable de ne pas exposer la résine à de trop fortes températures, celles-ci pouvant modifier les profils du masque et donc se répercuter sur les motifs.

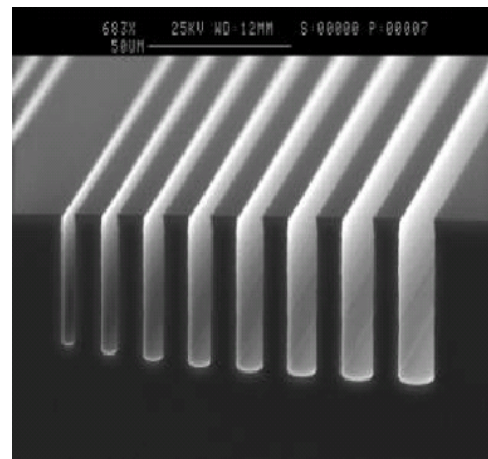


Fig. V-12 : Variations de la vitesse de gravure en fonction du facteur de forme du masque [6]

b) Applications

Il est possible d'atteindre environ $20\mu\text{m}/\text{min}$ de vitesse de gravure à l'aide de ce procédé selon la littérature. Cependant, comme le souligne Martin J. Walker [6], cette vitesse est très sensible à la surface exposée. Ainsi, le silicium se gravera plus lentement avec une surface d'exposition plus importante. Des variations de vitesses de gravures sont également à noter pour des rapports d'aspects plus grands, même pour des surfaces ouvertes similaires (Figure V-12).

V.3.1.2.3 Résultats Expérimentaux

C'est l'utilisation de la méthode BSM qui guida la calibration du bâti TRION avec un système ORACLE [7] pour la réalisation de gravures profondes. En effet, cet équipement n'étant pas adapté au procédé BOSCH en terme de temps de réponse des blocs d'adaptation de puissance ICP et RIE, une combinaison de gaz basée sur le SF_6 - O_2 - CHF_3 permet de démontrer la capacité de ce matériel au micro-usinage de volume. La figure V-13 donne une image par microscopie électronique à balayage (MEB) du premier résultat. La gravure est isotrope entraînant la sur gravure en dessous du masque constitué d'aluminium et d'oxyde provoquant le flambement de celui-ci. Cette gravure est néanmoins rapide puisqu'elle permet d'ouvrir le substrat en 500 secondes soit une vitesse de gravure d'environ $30\mu\text{m}/\text{min}$.

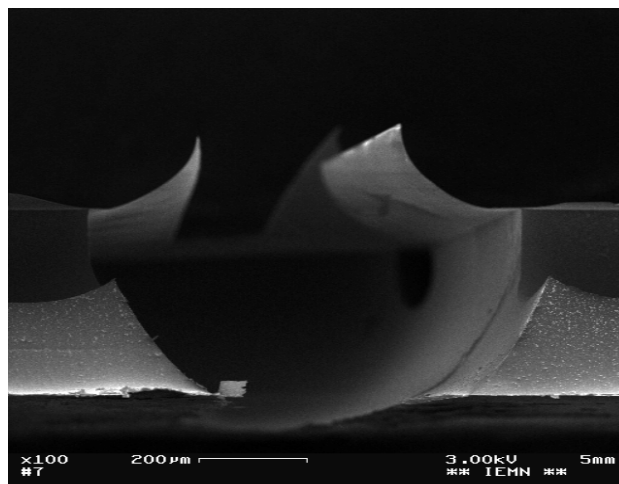


Figure V-13 : Gravure SF_6 isotrope d'un wafer de $300\mu\text{m}$ d'épaisseur.

a) Mise en œuvre de la BSM

Un masque d'aluminium a été choisi pour accélérer et augmenter le nombre d'échantillons pour les tests, l'oxygène contenu dans le plasma utilisé créant une couche d'alumine réagissant très faiblement avec les espèces présentes lors du procédé et formant ainsi un masque dont la sélectivité est supérieure à 1:1000.

On remarquera que le point de départ de l'optimisation nécessite de trouver le point de formation de silicium noir pour des conditions de pression et de puissance du plasma choisies. Comme on peut l'observer sur la figure 14, cet état particulier du silicium a été obtenu avec le bâti TRION pour 140mTorr de pression globale, 110Watt RIE et 350Watt ICP et pour un débit de 20sccm de SF₆ et 6sccm de O₂. On rajoute ensuite de CHF₃ pour éliminer le micromasquage (Figure V-15).

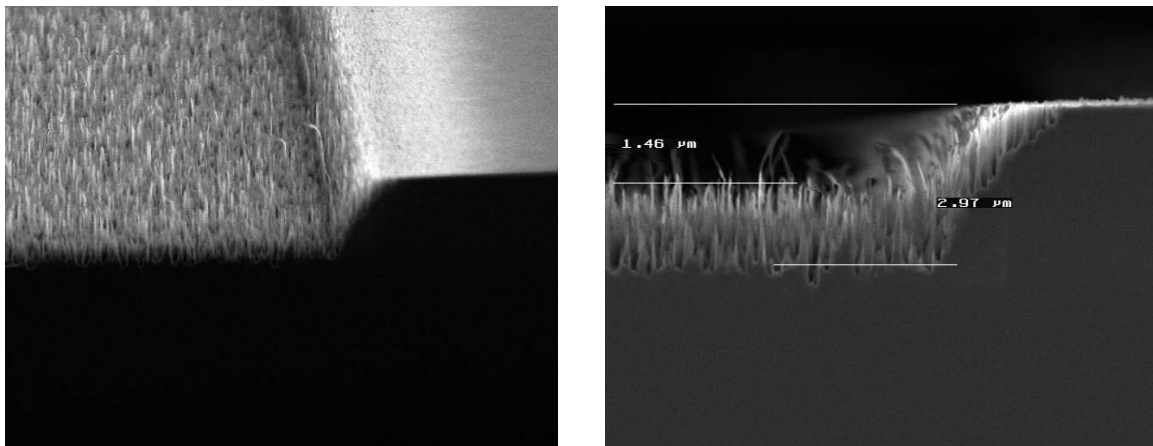


Figure V-14 : Vue MEB du fond d'une gravure SF₆-O₂ donnant naissance à du silicium noir

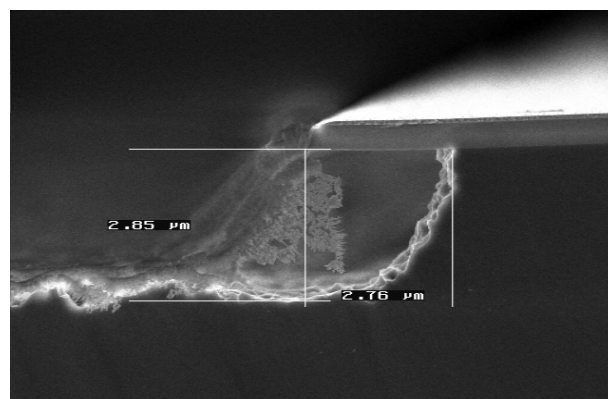


Figure V-15 : état de surface après rajout de CHF₃. Disparition progressive du silicium noir.

b) Résultats en gravure profonde

Après ajustement des débits de CHF_3 et d' O_2 on obtient les gravures suivantes figures V-16 & V-17. On notera que les profils semblent non uniformes entre les deux flancs de gravure. Ceci est dû au clivage du substrat qui n'est pas perpendiculaire aux plans cristallins du substrat, en résulte des éclats donnant une image dentelée du profil.

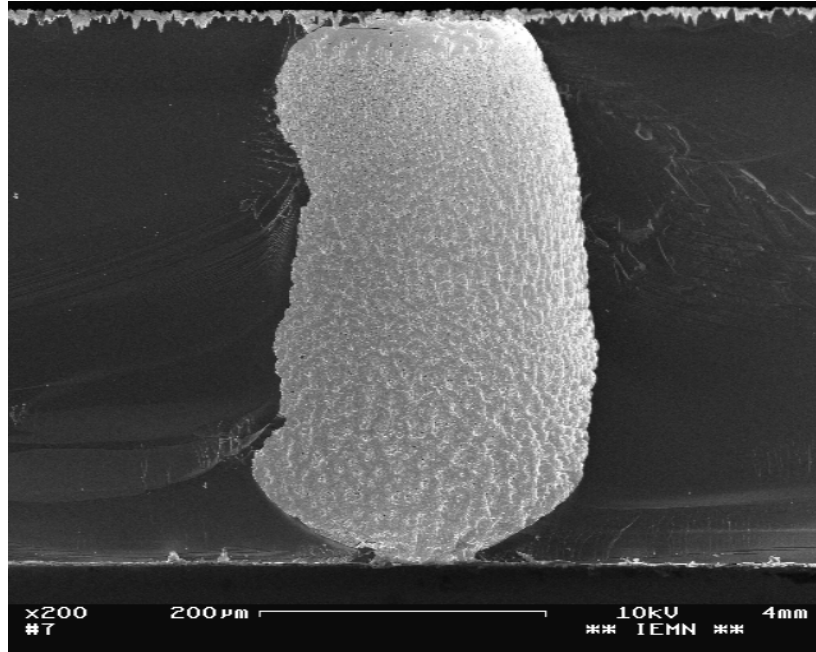


Figure V-16 : Gravure de 3 heures en 3 étapes en utilisant 20sccm de SF_6 , 17sccm de CHF_3 et 7sccm de O_2

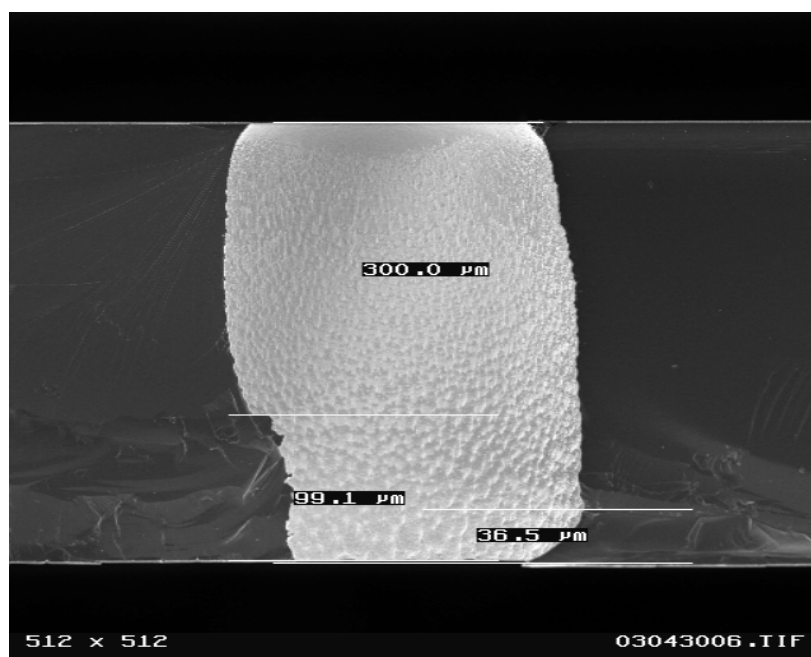


Figure V-17 : Gravure de 3 heures en 2 étapes en utilisant 20sccm de SF_6 , 17sccm de CHF_3 et 8sccm de O_2

La variation des différents paramètres tels que les débits de gaz, de pression de chambre, de puissance ICP et RIE ont permis d'arriver finalement à des profils mieux contrôlés. Les images suivantes en font l'illustration.

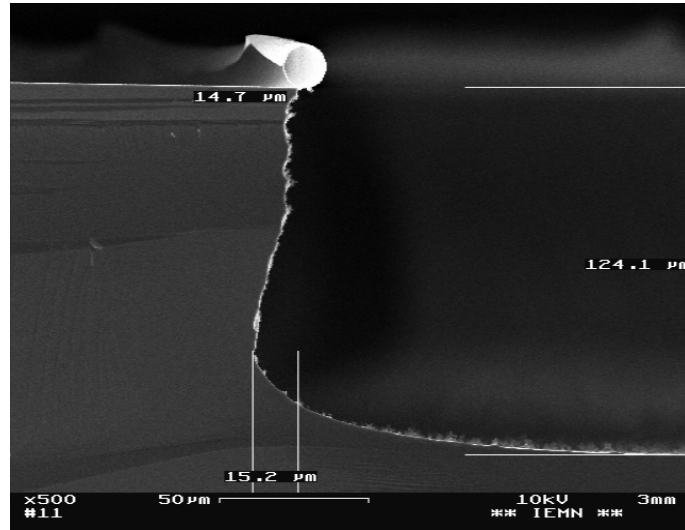


Figure V-18 : Gravure de 1 heure 20sccm de SF₆, 17sccm de CHF₃ et 7sccm de O₂

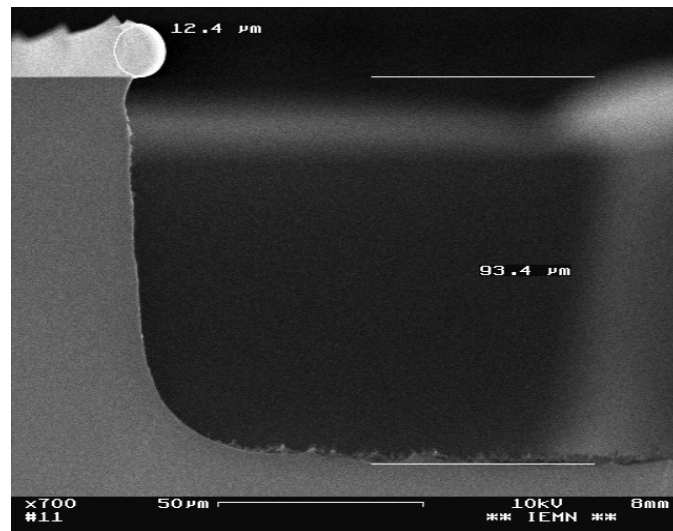


Figure V-19 : Gravure de 1 heure 50sccm de SF₆, 17sccm de CHF₃ et 7sccm de O₂

Ces gravures ont été obtenues après une heure de procédé. Ce résultat est reproductible dans la limite de l'ouverture de masque identique. L'effet de sous gravure de la figure V-18 résulte de deux phénomènes combinés. Le premier est lié à l'augmentation de la proportion CHF₃ dans le plasma entraînant une gravure de la couche de passivation plus rapide, le deuxième phénomène concernant le forme repliée du masque qui défléchit une partie des ions vers les flancs de gravure.

Concernant l'état de surface en fond de gravure, il évolue également en fonction du procédé mis en œuvre. La rugosité peut varier de quelque dizaine de nanomètres à plus d'un micromètre. Ces remarques sont les mêmes pour les flancs de gravure. Ainsi, pour le procédé retenu dans la fabrication du dispositif, on obtient une rugosité de l'ordre de $1,4\mu\text{m}$ (Figure V-20).

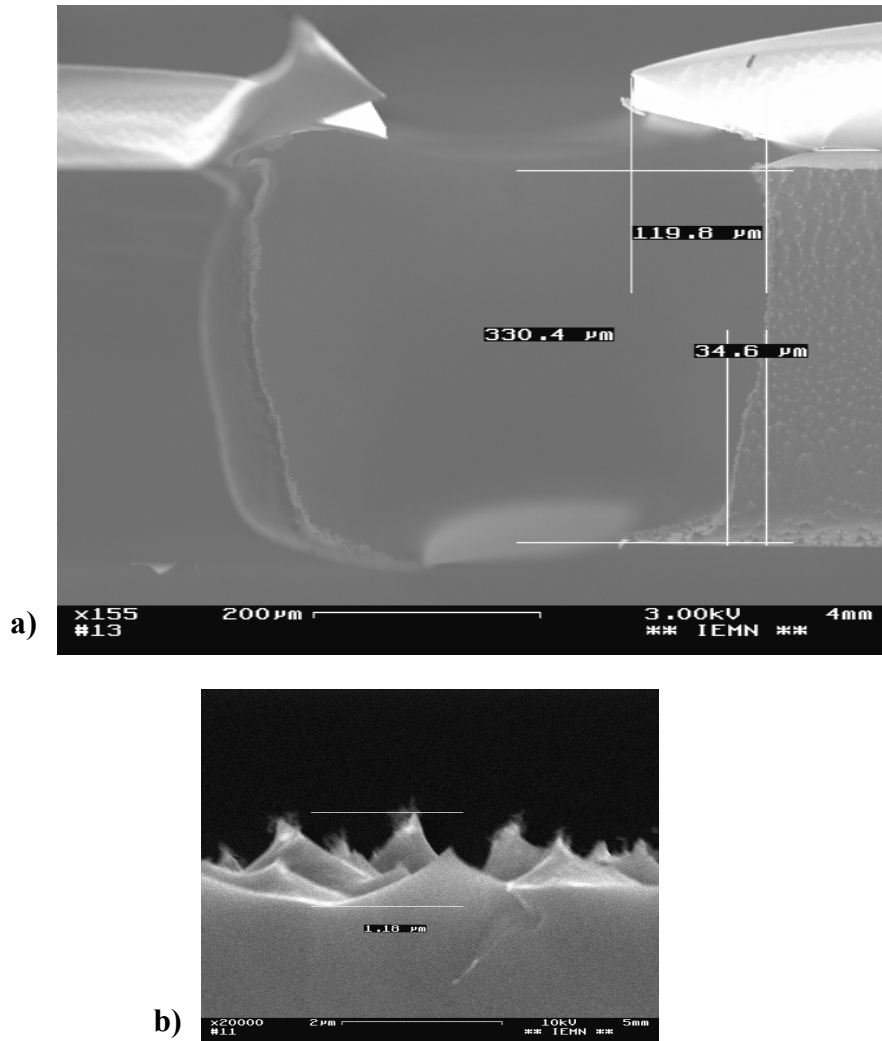


Figure V-20 : a) Gravure de 3 heure puis 1 heure 50sccm de SF_6 , 17sccm de CHF_3 et 7sccm de O_2
 b) Rugosité des flans de gravure de $1,4\mu\text{m}$

c) Etat de surface des flancs après métallisation

Des tests de métallisation sont alors utiles pour apprécier l'aptitude à couvrir les flancs du *via* et à établir un contact électrique avec la face arrière. L'état de surface présente une rugosité marquée comme on peut le constater sur les illustrations suivantes (Figure V-21) mais on a bien un recouvrement des flancs après pulvérisation cathodique de titane et d'or de chaque côté du substrat. La figure V-22 est obtenue après recharge électrolytique d'or des échantillons métallisés.

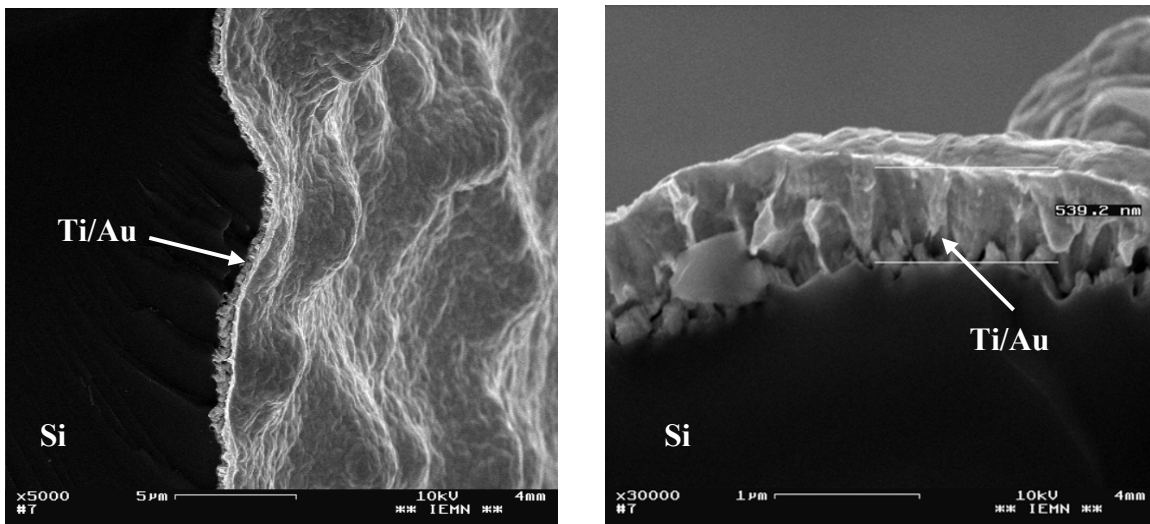


Figure V-21 : Photos MEB des flancs de métallisation d'un *via*, obtenues par pulvérisation cathodique.

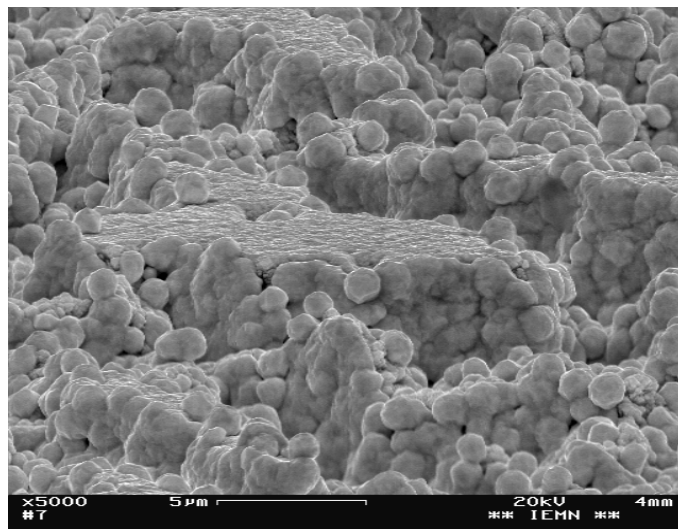


Figure V-22 : Photo MEB des flancs de métallisation des *via* après croissance d'or par électrolyse

V.3.1.2.4 Problèmes subsistants

Différents points restent handicapants pour l'utilisation de ce procédé dans la fabrication du démonstrateur étudié. Ainsi, les vitesses de gravure varient fortement suivant la taille des motifs. Ainsi, il est possible d'ouvrir intégralement un carré de 500 μm de côté sur une épaisseur de 400 μm en trois heures alors qu'il est nécessaire de graver 6 heures pour des motifs de 50 μm de cotés. Ceci est dû à l'évacuation des gaz à l'intérieur des motifs. En effet, plus les motifs sont étroits, moins il est facile pour les produits gazeux d'en sortir, ralentissant les ions incidents et provoquant ainsi une passivation excessive. Les nouveaux modèles de réacteurs sont dotés d'optimisation leurs permettant de limiter le problème par le biais d'une gestion de l'écoulement des gaz évacués. Ainsi, en plaçant l'aspiration sur les contours du wafer, il est possible d'uniformiser les vitesses de gravure du plasma utilisé en gérant plus efficacement l'évacuation des résidus volatiles, ce qui n'est malheureusement pas possible dans le bâti utilisé.

Par ailleurs, il résulte de ce problème d'évacuation une sur gravure importante des motifs. En effet, une fois ouverts, les plus grands motifs s'élargissent pouvant même doubler en surface pendant que les plus petits n'atteignent pas la face arrière du substrat. Ceci est inévitable pour deux raisons. La première est due à l'impossibilité d'optimiser cette évacuation de gaz puisqu'elle est liée à l'architecture de la chambre du réacteur ICP. La seconde est liée au refroidissement de l'échantillon en cours de gravure. En effet, ce paramètre joue un rôle prédominant dans la qualité de la passivation des flancs. Ici, on travaille à l'aide d'un circuit hydraulique limité à la température ambiante alors qu'il serait préférable de travailler dans le domaine cryogénique. Il n'y a donc qu'une passivation éphémère ce qui explique la tendance à l'élargissement des motifs pour de trop longues expositions au plasma.

Au vu des problèmes de sur gravures notamment, nous avons pris parti d'utiliser les ressources de Thales TRT, tirant parti du procédé BOSCH garantissant des profils verticaux. Cependant, si ce réacteur est adapté pour la gravure de substrats de silicium massifs, des effets parasites sont apparus lors de l'usinage de substrats SOI. Un phénomène de « notching » [8] consistant en un évasement des motifs en fond de gravure apparaît à l'interface du silicium avec l'oxyde enterré du substrat. Ce phénomène est liée à la présence dans le plasma d'espèces chargées qui peuvent, au contact d'un diélectrique, créer une zone de charge pouvant défléchir les ions incidents vers les flans de gravure (Figure V-23).

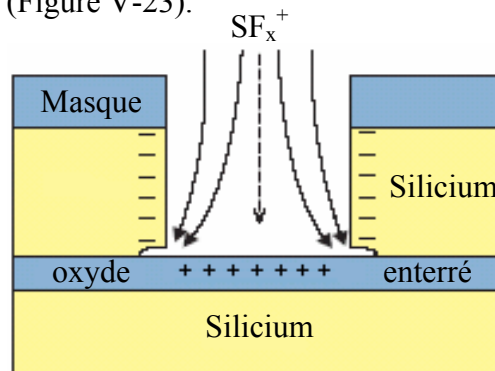


Figure V-23 : Schéma représentant le phénomène du « notching »

Ceci entraîne la formation d'un profil en casquette peu favorable à une bonne interconnexion métallique entre les différentes faces du substrat. Ce problème est bien connu et des parades existent dans des réacteurs plus récents supportant l'application de tension de polarisation basses fréquences dont l'effet est d'éliminer les problèmes de charges de diélectriques.

Nous n'avons pas eu l'occasion, lors de ces travaux, d'utiliser de tels équipements. Il a donc été nécessaire de contourner le problème. Ainsi deux approches ont été explorées basées sur une optimisation du dépôt conducteur à l'intérieur du *via*. La première consiste à incliner le substrat lors de la pulvérisation cathodique du métal. En procédant de cette manière de chaque face du substrat et en utilisant deux angles opposés, il a été possible de rendre les interconnexions conductrices. Cette méthode n'est toutefois pas très pratique et coûteuse en temps.

Le procédé retenu est alors basé sur l'utilisation d'une couche de silicium poly cristallin dopé *in situ* dont le dépôt est réalisé dans un four CVD (Chemical Vapour Deposition) qui permet d'obtenir des couches bien plus conformes dans les interconnexions que lors des pulvérisations. En gravant la couche déposée en face avant et en pulvérisant l'or de chaque côté on obtient de façon reproductible, des interconnexions parfaitement conductrices.

V.3.2 Optimisation des étapes de lithographie

L'étape de gravure profonde conduit à la formation d'une structure transpercée puisque des trous débouchant sont formés. Il est donc impossible d'utiliser un dispositif d'enduction classique, celui-ci s'appuyant sur un vide primaire pour maintenir le substrat. Un dispositif à maintien mécanique a donc été conçu pour pallier ce problème (Figure V-24).

Par ailleurs, lors de l'enduction, les interconnexions, n'étant pas comblées, piègent de l'air qui, ne pouvant s'échapper, entraîne la formation de bulles dans la résine lors du recuit. On observe alors une diminution de l'épaisseur de résine aux alentours du *via* suivi par un effet de bord lorsqu'on vient plaquer le masque sur le substrat. Il est ainsi difficile de transférer les motifs du masque dans la résine surtout aux abords des cavités d'interconnexions précédemment micro-usinées (Figure V-25). Deux voies sont explorées pour résoudre le problème.

La première consiste, lors de l'enduction, à appliquer un flux d'azote perpendiculaire à la surface du substrat à l'aide d'un entonnoir et d'une soufflette (Figure V-24). Ceci a pour conséquence de faciliter l'évacuation de l'air piégé dans les interconnexions et de mieux contrôler l'apparition de bulles. On passe ainsi de 60% de motifs inutilisables à moins de 1%. L'inconvénient de cette méthode est l'augmentation de l'épaisseur du polymère photosensible due à une évaporation plus rapide de ses solvants. (Figure V-26)

L'autre voie est l'utilisation d'un matériau époxy pour remplir les cavités avant de les sceller à l'aide d'un dépôt métallique. Cette solution permettrait à la fois de rendre la structure étanche et d'éliminer les problèmes de photolithographie ultérieurs. Cependant, la mise en œuvre de cette méthode est délicate et peu reproductible puisqu'il est nécessaire de faire sécher une résine époxy épaisse, à l'instar de la SU8-100, sans réaliser de collage avec le support chauffant sur plaque ou en étuve. Des tests sont en cours pour optimiser un procédé de fabrication.

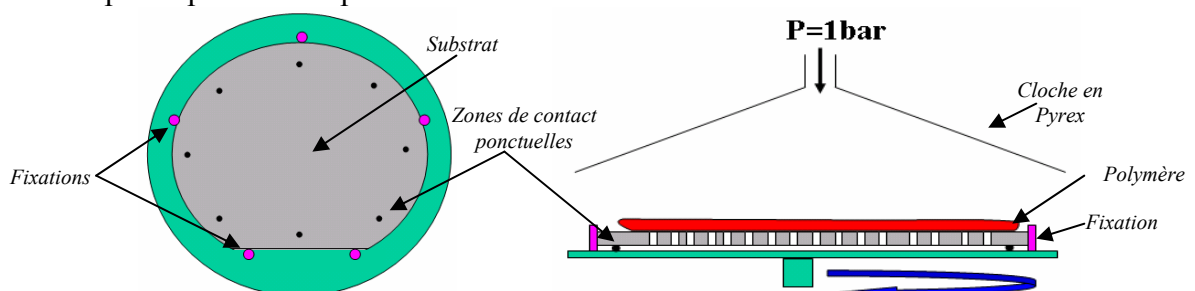


Figure V-24 : Représentations schématiques du système d'enduction à fixation mécanique sous pression d'azote de 1 bar permettant l'enduction sur substrat transpercés

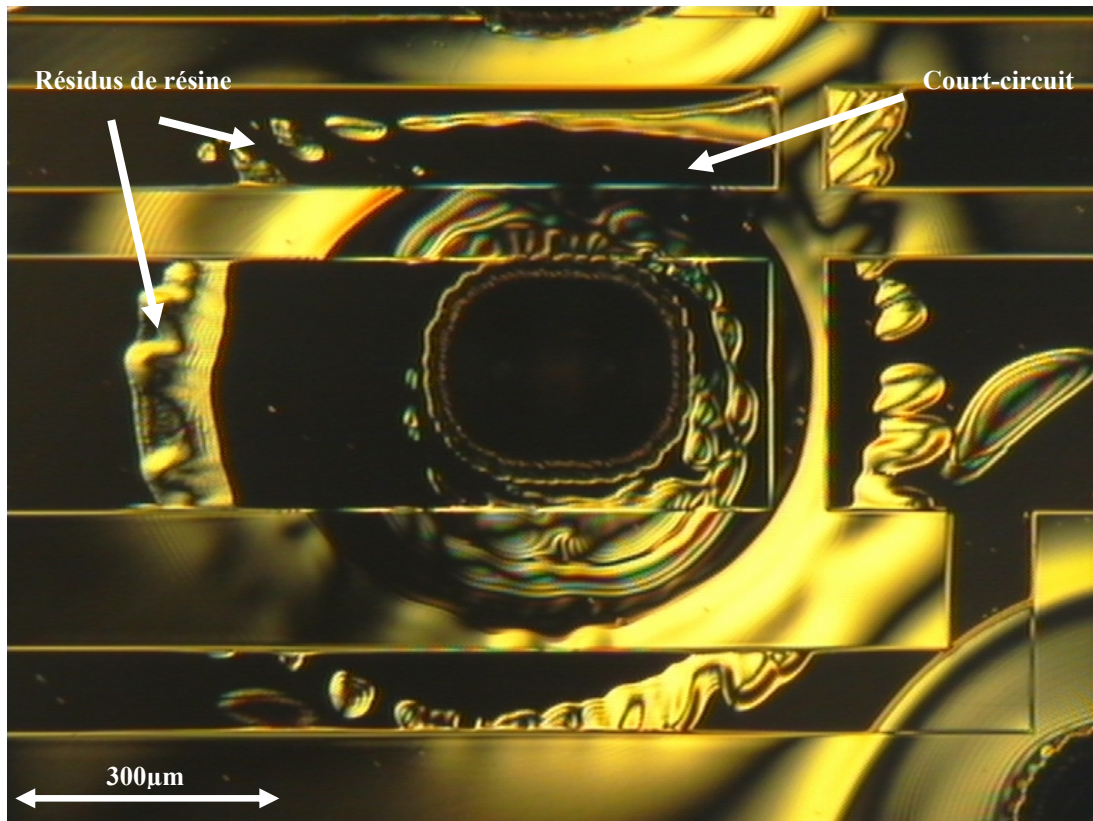


Fig. V-25 : Photo prise au microscope optique montrant la zone mobile de la structure du commutateur de puissance. Le phénomène de bulle au niveau du VIA entraîne l'apparition d'un circuit ouvert dans la ligne CPW ainsi qu'un court-circuit entre ligne de masse et de signal.

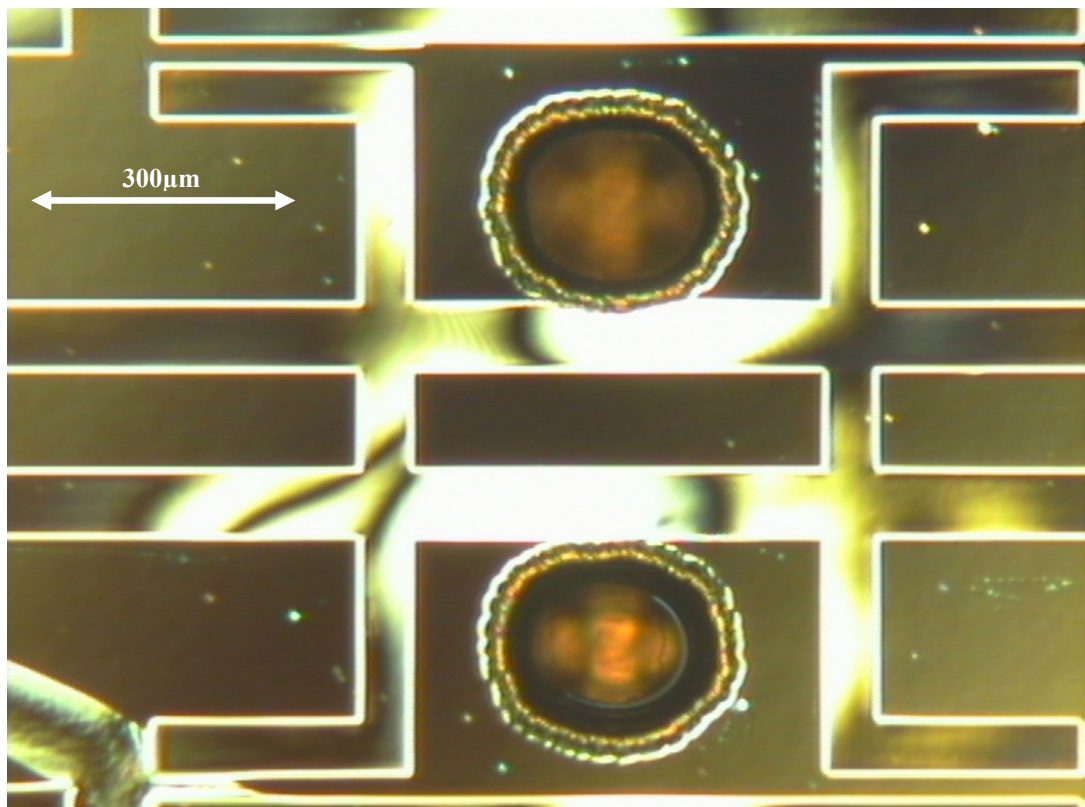


Fig. V-26 : Photo prise au microscope optique montrant la zone mobile de la structure du commutateur de puissance recouverte de résine AZ4562 suivant le procédé mis au point.

V.3.3 Le collage de Substrats

V.3.3.1 Choix du procédé d'assemblage

Comme le dispositif élaboré dans le cadre de cette thèse comporte un certain nombre de couches métalliques contenues dans les différentes électrodes et le guide d'onde, il est impossible d'utiliser des technologies dites chaudes avec des températures supérieures à 400°C pour réaliser l'assemblage. D'après l'étude bibliographique jointe en annexe, trois possibilités sont envisageables pour réaliser l'assemblage final du démonstrateur et sont basées sur l'utilisation d'un matériau tampon entre les substrats agissant en colle pour les assembler. Il est ainsi possible d'utiliser des couches de polymères, des couches métalliques dont la température de fusion est inférieure à celle de l'or utilisé dans les métallisations et finalement une couche d'oxyde de silicium sérigraphiée (« Glass Frit »).

L'approche utilisant des polymères comme couche intermédiaire est également à proscrire tout au moins en face arrière puisqu'il est nécessaire d'avoir un bon contact ohmique pour réaliser le report de la tension d'actionnement sur le wafer de commande. Dans ce cas, la thermocompression apparaît comme le procédé optimal. Concernant le capotage de la structure à l'aide du substrat de verre, un assemblage par couche de polymères ou par thermocompression serait envisageable. L'inconvénient de ces deux méthodes reste l'impossibilité de réaliser un capot hermétique ni même étanche à cause des accès aux lignes coplanaires. En effet, même dans le cas du polymère, seul le capot pourrait contenir la couche de scellement, le substrat SOI devant être assemblé en premier, le budget thermique lié à la thermo-compression dépasse la tolérance de ce type de matériau. L'utilisation d'un procédé à couche intermédiaire diélectrique tel que le « Glass Frit » conviendrait dans le sens où l'étanchéité serait atteinte par ce biais. Les problèmes de contact ohmique et de disponibilité des moyens nécessaires en ont écarté la mise en oeuvre.

Ainsi, c'est la thermo-compression qui est choisie pour la réalisation de l'assemblage du dispositif.

V.3.3.2 Mise en œuvre

L'étape d'assemblage des différents substrats pour la réalisation du dispositif passe par l'utilisation de bâtis Karlsuss BA6 et SB6. Le premier, acronyme de « Bulk Aligner » permet d'aligner deux substrats transparents ou non avant de les assembler dans le SB6, acronyme de « Substrate Bonder », le chiffre 6 indiquant la taille maximale des substrats supportés par l'équipement. Cette taille étant en pouces et correspond à un diamètre de 150mm.

L'étape d'alignement des substrats est critique puisqu'elle conditionne le bon fonctionnement du dispositif. Dans le cas d'un alignement de deux substrats opaques, différentes solutions sont possibles. Ainsi, l'utilisation de caméra infrarouge et de sources dans la même gamme de longueur d'onde permet de voir à travers le silicium, ce dernier étant transparent à cette longueur d'onde.

Il est également possible, pour des alignements très précis, d'avoir des caméras entre les deux substrats.

Par ailleurs, si l'option infrarouge n'est pas disponible ou pour des substrats opaques à ces longueurs d'onde, il est possible de travailler à l'aide d'une photo de l'un des wafer et d'aligner avec des marques transférées sur la face arrière du second, toujours à l'aide de caméras en face arrière. C'est cette méthode qui a été mise en oeuvre puisqu'elle correspondait à la configuration du matériel disponible.

V.3.3.3 Expérimentations

a) Alignement de substrats

- Les challenges

C'est la phase critique de l'assemblage de substrats puisqu'elle conditionne le bon fonctionnement du dispositif hyperfréquence. Un désalignement entraînerait en face arrière une perte de la polarisation permettant l'actionnement. Dans ce cas, des marges de sécurité de 25 μ m dans chaque direction ont été prévues dans la réalisation des dispositifs. Néanmoins on restera attaché à la précision maximale pour éviter tout problème de fiabilité dû à des surfaces de scellement trop faibles.

En face avant par contre les marges de manœuvre sont plus faibles. En effet, il s'agit de réaliser un contact électrique convenable entre la partie fixe du dispositif et le capot sans court-circuiter les guides coplanaires ou générer des pertes hyperfréquence.

- Les différents modes de fonctionnement

De nombreuses fonctionnalités sont disponibles sur le BA6 de KarlSuss. En effet, cet équipement se veut aussi polyvalent que possible. Il s'agit alors de bien choisir les bons paramètres en adéquation avec le procédé mis en œuvre.

Ainsi, suivant le type de substrats à aligner, les réglages et la précision seront différents. Dans le cas où l'un des substrats est transparent, l'alignement se fait à l'aide des caméras en face arrière, dites BSA, à travers le substrat translucide. Dans le cas contraire, il est nécessaire d'aligner à l'aide d'une image des marques du premier substrat sur des marques situées sur la face arrière du deuxième.

La séquence qui s'impose alors dans notre cas est d'assembler d'abord le substrat SOI structuré double face, avec le substrat de commande. L'alignement utilisant la photo des marques étant d'ailleurs la moins précise, au mieux 5 μ m, le choix dans la conception d'une grande marge de manœuvre simplifie cette étape. Le dimensionnement de l'électrode d'actionnement plus large de 25 μ m de chaque côté permet des erreurs d'alignement importantes dans les deux directions sans incidence sur le fonctionnement des commutateurs.

Il est ensuite nécessaire de réaliser l'assemblage du capot en pyrex. Dans ce cas, une précision maximale est nécessaire. L'alignement direct permet d'améliorer la précision à environ $1\mu\text{m}$ mais il est nécessaire de garantir, lors de l'application de la pression qu'aucun désalignement ne survienne. En effet, la configuration standard est d'utiliser des espaceurs entre les substrats pour une meilleure évacuation des gaz lors du procédé de thermo compression. Il est toutefois possible, dans notre cas, de s'affranchir de ceux-ci et de procéder par contact direct, ce qui évite lors du retrait des espaceurs, qu'un désalignement ne survienne (Figures V-27 & V-28).

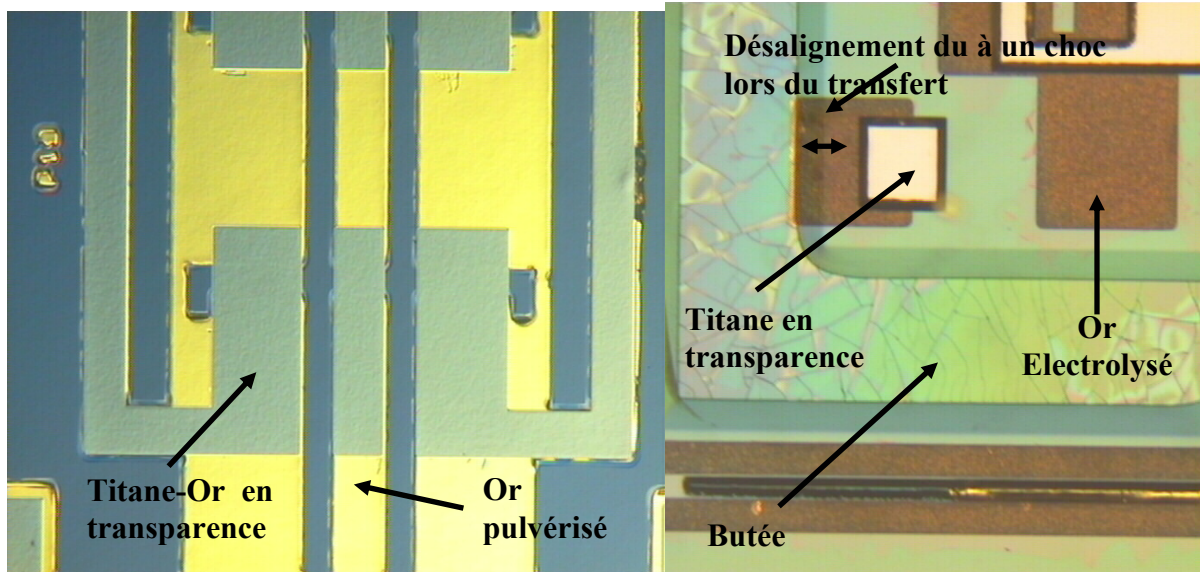


Figure V-27 : Alignement sans butées d'un substrat test de silicium et avec un capot en Pyrex

Figure V-28 : Alignement avec butées du même empilement que Figure V-26

b) Réalisation de l'assemblage

Différents tests d'assemblage ont été réalisés avec pour philosophie de démontrer dans un premier temps le procédé de fabrication et de l'optimiser réduisant au maximum le budget thermique nécessaire tout en garantissant la qualité de la jonction réalisée. En effet, le challenge de cette étape est de permettre un bon scellement tout en préservant la partie mobile du dispositif, suspendue et probablement soumise à des relaxations de contraintes pour des températures élevées.

Ainsi, les premiers tests ont bien montré la capacité de l'or à former un scellement homogène à 370°C , soit 7° au delà du point de la température de diffusion de l'or dans le silicium. A cette température, on observe un écrasement des couches de métal utilisées. Par ailleurs, l'utilisation d'une couche de nickel pour promouvoir l'adhérence des métallisations a eu pour conséquence de permettre la diffusion de l'or

dans le silicium, préjudiciable à des performances hyperfréquences de qualité d'un dispositif commutant. Un autre phénomène, constaté pour cette première expérience, est l'écrasement important de cette couche de métal. En effet, au départ quelque $7\mu\text{m}$ de métal étaient déposés respectivement sur les deux substrats. Après l'assemblage, le découpage et l'observation au microscope électronique à balayage, il ne restait plus que $2,5\mu\text{m}$ d'espace entre les substrats (Figure V-29).

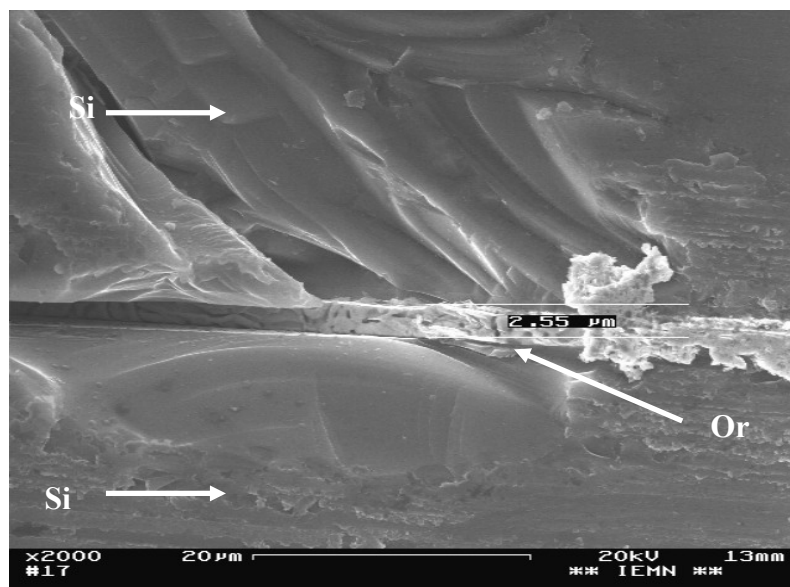


Figure V-29 : Image MEB du premier test : 5 bar, 370°C , 10min

Par ailleurs, une observation à l'aide d'une source infrarouge permettant de voir à travers le silicium a mis en évidence un élargissement des zones de contact créant des courts-circuits entre les lignes de transmission et les masses des dispositifs. Ceci met en valeur l'importance de la fabrication de micro-butées permettant de garantir une distance minimale entre les substrats après assemblage.

Les tests suivants ont eu pour but de montrer la possibilité de réaliser un tel assemblage à température plus basse. En effet, il est attendu qu'à forte pression, une diminution de la température d'assemblage soit possible à condition d'allonger le temps de pression appliqué aux échantillons. L'expérience montre que les couches ainsi assemblées sont stables et homogènes. On notera que la fiabilité de cette étape dépend grandement de la qualité de la couche d'adhérence des différents dépôts métalliques. En effet, le titane utilisé dans un premier temps entraîne l'arrachement des couches de métal lors de la découpe soit à l'interface du substrat soit à l'interface de la couche d'or au-dessus de la couche de titane. Ceci est probablement dû à la présence d'oxyde de silicium en dessous du titane. Cette couche est, en effet, riche en oxygène. Celui-ci peut réagir avec le titane pour former un oxyde dont l'adhérence avec le substrat est réduite.

Le remplacement du titane par du chrome a permis d'améliorer la fiabilité et la reproductibilité de l'assemblage par thermo-compression (Table V-03).

Substrat 1			Substrat 2			Bonding			
Type	Dépôt	Epaisseur (µm)	Type	Dépôt	Epaisseur (µm)	T°	Pres. (Bar)	Temps (min)	R
Pyrex	Electrolyse	5,2	Silicium	Pulvé	2,5	340	5	20	+
Stack Test 01	Pulvé	0,5	Silicium	Pulvé	1,9	340	5	20	+
Silicium	Electrolyse	2,3	Silicium	Electrolyse	2,3	300	5	40	-
Silicium	Pulvé	2,8	Silicium	Pulvé	3	300	5	20	+
Silicium	Electrolyse	4,1	Silicium	Electrolyse	2	270	5	60	+
Silicium	Pulvé	1,2	Silicium	Pulvé	0,45	370	5	10	-
Stack Test 06	Electrolyse	2,2	Pyrex	Electrolyse	1	370	5	10	-
Silicium	Pulvé	0,34	Pyrex	Electrolyse	3	300	5	90	-
Stack Test 08	Electrolyse	3,2	Silicium	Electrolyse	2,3	300	5	90	-

R : Résultat ; + : Assemblage réussi ; - : Mauvais Assemblage

Tableau V-03 : Compte rendu des test d'assemblage par thermo-compression effectués

Dans le tableau ci-dessus, les assemblages notés «-» sont ceux dont la couche de métal s'est décollée. On notera que les substrats utilisés dans ces cas comportaient au moins une couche de titane comme accroche à l'or, ce qui explique le décollement.

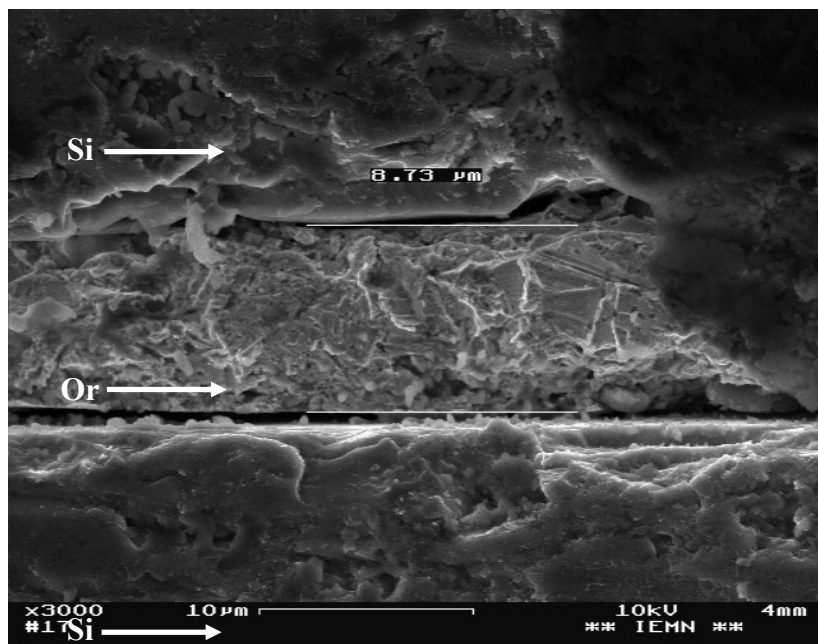


Figure V-30 : Image MEB du Test 5 : 5 bar, 300°C pendant 20min

La figure V-30 montre une coupe d'un assemblage de deux substrats à 300°C sous 5bar pendant 20 minutes. On notera le très faible écrasement des métallisations de 10% environ ainsi que la parfaite homogénéité de la couche, dont il n'est plus possible de distinguer les deux épaisseurs d'or initiales. L'assemblage est donc parfaitement fonctionnel.

c) Protocole Final

Ainsi, à l'issue des optimisations réalisées sur l'équipement SB6 de SussMicrotec, différents procédés ont été validés pour l'assemblage du commutateur. Un premier destiné à l'assemblage du substrat de commande en face arrière est réalisé à 340°C sous une pression de 5 bar et pendant 20 minutes. Dans ce cas, on obtient un fort écrasement des couches métalliques permettant de venir contacter les surfaces de silicium structurées en butées pour définir précisément la valeur de l'entrefer de commande. L'alignement dans ce cas se fait indirectement par photographie des marques d'alignement, les différents substrats restant opaques dans le spectre visible.

Le second est à relativement plus basse température dans le but de garantir le non scellement des éléments mobiles du commutateur. L'alignement des substrats est cette fois directe puisque le capot est en Pyrex. Le procédé d'assemblage est alors réalisé à 300°C sous 5 bar et pendant une heure trente. La figure V-31 illustre la programmation de l'équipement pour réaliser le collage.

Les substrats assemblés sont enfin découpés sur 550µm de profondeur, de façon à laisser une fine couche de silicium qui sera clivée par la suite. En effet, l'espace entre les différents rubans de la CPW n'étant pas comblé, un découpage provoquerait l'entrée de particules et d'eau dans la structure ce qui entraînerait sa défaillance certaine.

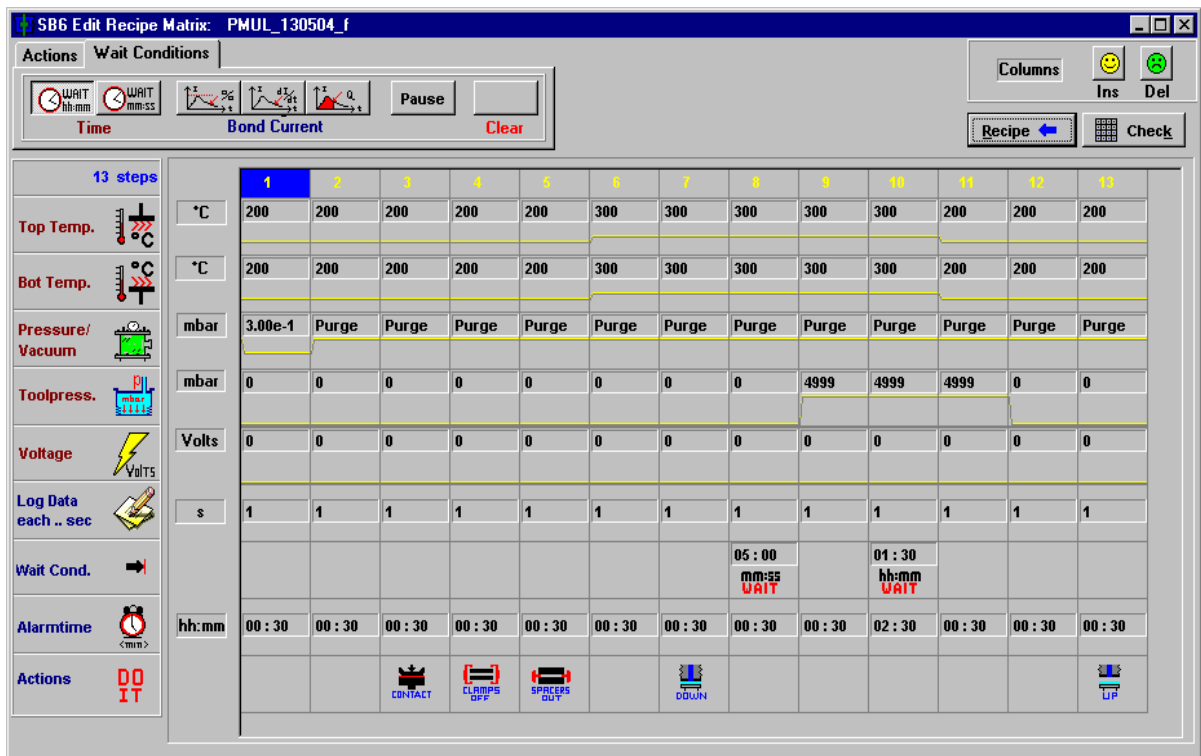


Figure V-31 : Procédé d'assemblage utilisé pour le collage du capot en Pyrex

V.4 Résultats de fabrication

Ce paragraphe, suivant la description du procédé, montre quelques images de réalisations pour illustrer la fabrication des dispositifs. Ainsi, le substrat de commande et les deux faces du substrat SOI sont observés au microscope électronique à balayage (MEB) et l'assemblage des trois substrats illustrés par des images au microscope optique.

V.4.1 Substrat de commande

Le substrat de commande, obtenu par micro-usinage de surface et dont le procédé est décrit précédemment dans le paragraphe V.1.1, n'est observable directement qu'avant la phase d'assemblage. En effet, à l'exception du rayonnement infrarouge, le silicium est opaque ce qui rend délicat son observation. Les images réalisées au MEB dans les figures suivantes sont donc réalisées avant l'assemblage avec le substrat SOI.

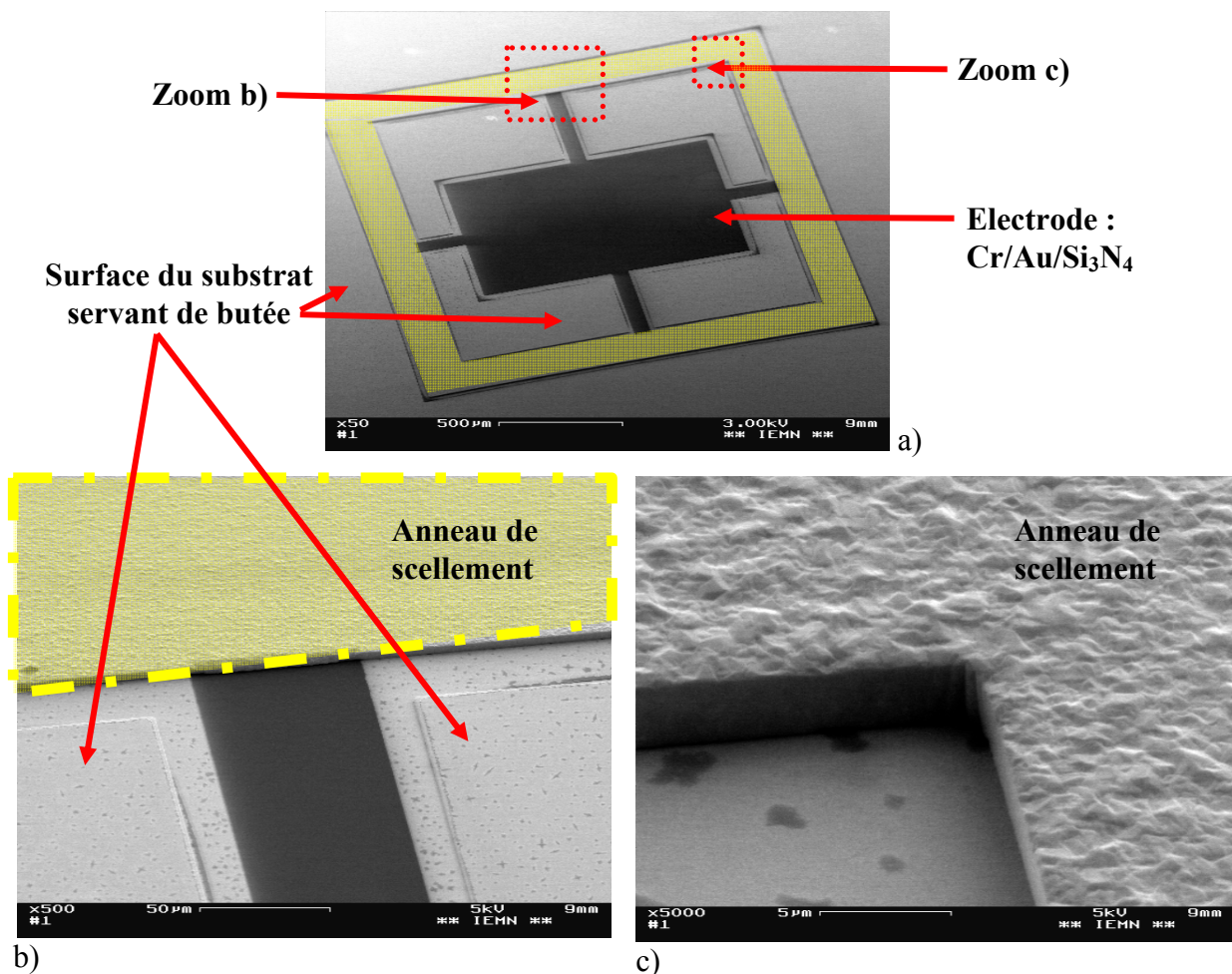
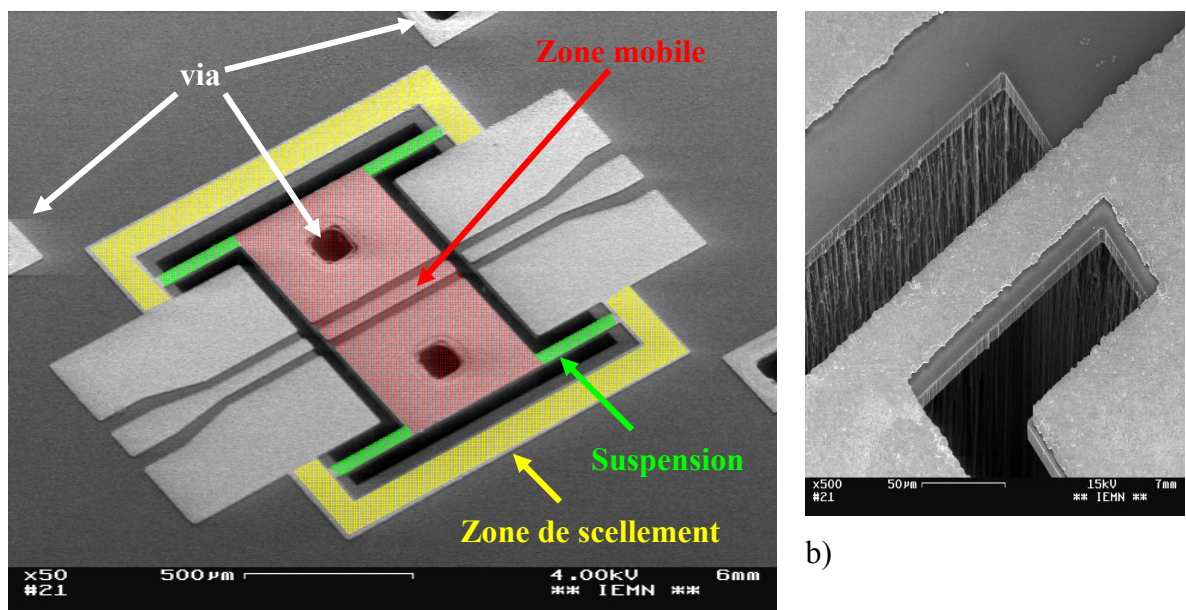


Figure V-32 : a) Image MEB d'ensemble du composant sur le substrat de commande, b) détail de la piste de polarisation et des butées mécaniques et c) détail du flancet de la surface d'électrolyse de l'anneau de scellement.

La figure V-32 a) montre la vue d'ensemble de la partie commande du microcommutateur. La surface du substrat sert de butée lors de l'assemblage puisque l'électrode et son isolation en nitrure de silicium sont structurées au fond de canaux réalisés par usinage de volume dans ce même substrat. L'épaisseur de l'anneau d'or permettant le scellement avec la face arrière du substrat SOI est de $2\mu\text{m}$ supérieure à la profondeur de la cavité. Le but est d'écraser totalement cette sur-épaisseur pour définir précisément l'entrefer de commande de l'actionneur électrostatique. L'agrandissement b) permet de montrer les détails de la connexion de la ligne de polarisation de l'électrode avec l'anneau de scellement qui réalise le contact métallique avec les *via* d'interconnexion du substrat SOI. Enfin les détails de la figure V-32 c) montrent l'état de surface de l'anneau de scellement qui s'explique par le procédé de croissance par électrolyse d'or connu pour sa granulosité importante (de l'ordre de $0,25\mu\text{m}$ dans notre cas) mais dont les flancs sont droits.

V.4.2 Le substrat SOI

C'est le substrat SOI qui supporte le guide d'onde ainsi que la partie mobile de l'actionneur électrostatique du commutateur. Les images MEB suivantes montrent les détails de chaque face du substrat contenant l'interrupteur.



a)

Figure V-33 : a) Image MEB d'ensemble d'un composant bi-encasté face avant, b) détail d'une suspension constituée d'un empilement de silicium ($10\mu\text{m}$), d'oxyde ($2\mu\text{m}$) et de Cr/Au ($0,05/3\mu\text{m}$)

La figure V-33 montre ainsi une vue de dessus d'une structure de commutateur bi-encastree fabriquée sur un substrat SOI haute résistivité. Les dimensions de la zone centrale sont de $500\mu\text{m}$ dans le sens du guide d'onde et $950\mu\text{m}$ dans l'autre. Les suspensions (Figure V-33 b)) sont un multicouche constitué de $10\mu\text{m}$ de silicium, $2\mu\text{m}$ d'oxyde de silicium, 50nm de chrome et $3\mu\text{m}$ d'or. Six *via* d'interconnexion sont visibles aux coins de la structure ainsi que deux dans la partie mobile. Ils ont pour fonction d'assurer la polarisation des électrodes de l'actionneur électrostatique situées en face arrière du substrat SOI et à la surface du substrat de commande.

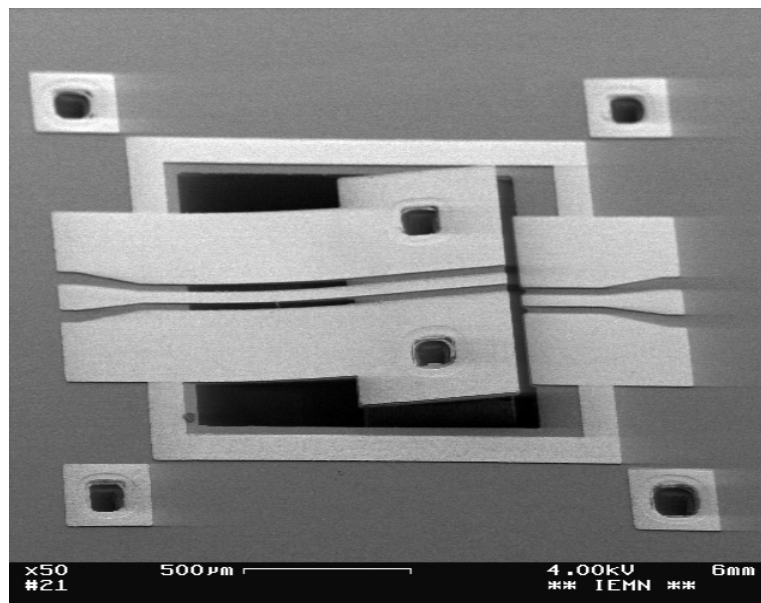
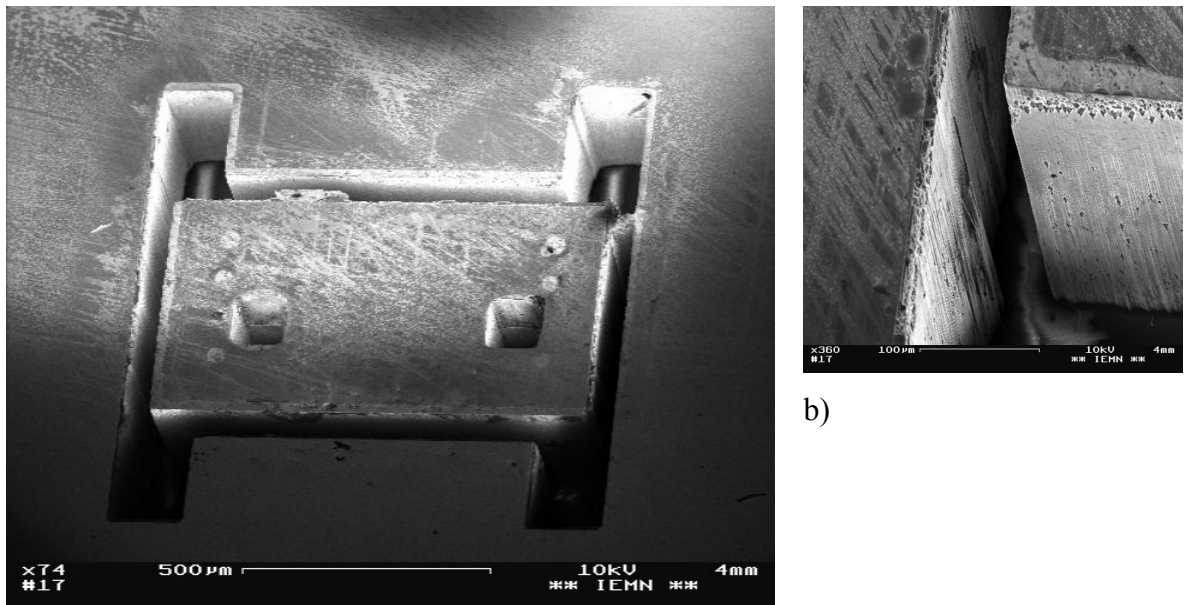


Figure V-34 : Image MEB d'ensemble d'un composant en cantilever face avant

La figure V-34 montre un actionneur basé sur une topologie de cantilever vu de dessus. La partie mobile est flambée hors du plan du substrat vers le haut. Ceci est dû aux gradients de contraintes présents dans les couches d'oxyde et d'or de la structure. Ce phénomène favorise l'établissement d'un bon contact ohmique avec le capot.

La figure V-35 quant à elle illustre la face arrière d'un commutateur bi-encasté et le détail des flancs de gravure obtenus par usinage profond du silicium à l'aide du procédé BOSCH.



a)

b)

Figure V-35 : Images MEB a) d'ensemble d'un composant bi-encasté face arrière et b) des flancs de gravure

La figure V-35 a) montre la face arrière d'un commutateur bi-encasté. On peut distinguer sur cette photographie MEB la présence des suspensions en face avant. Il est à noter que la surface ici est uniformément recouverte d'une couche de chrome-or d'une épaisseur de $2\mu\text{m}$. La figure V-35 b) quant à elle détaille l'aspect des flancs de gravure de la partie mobile. On remarquera que les surfaces sont griffées. Ceci est dû aux différentes manipulations pour réaliser des images optiques ou électroniques et provient du phénomène de friction avec les surfaces des instruments utilisés.

Les figures suivantes représentent le composant complet par transparence du capot en Pyrex à l'aide d'un microscope optique.

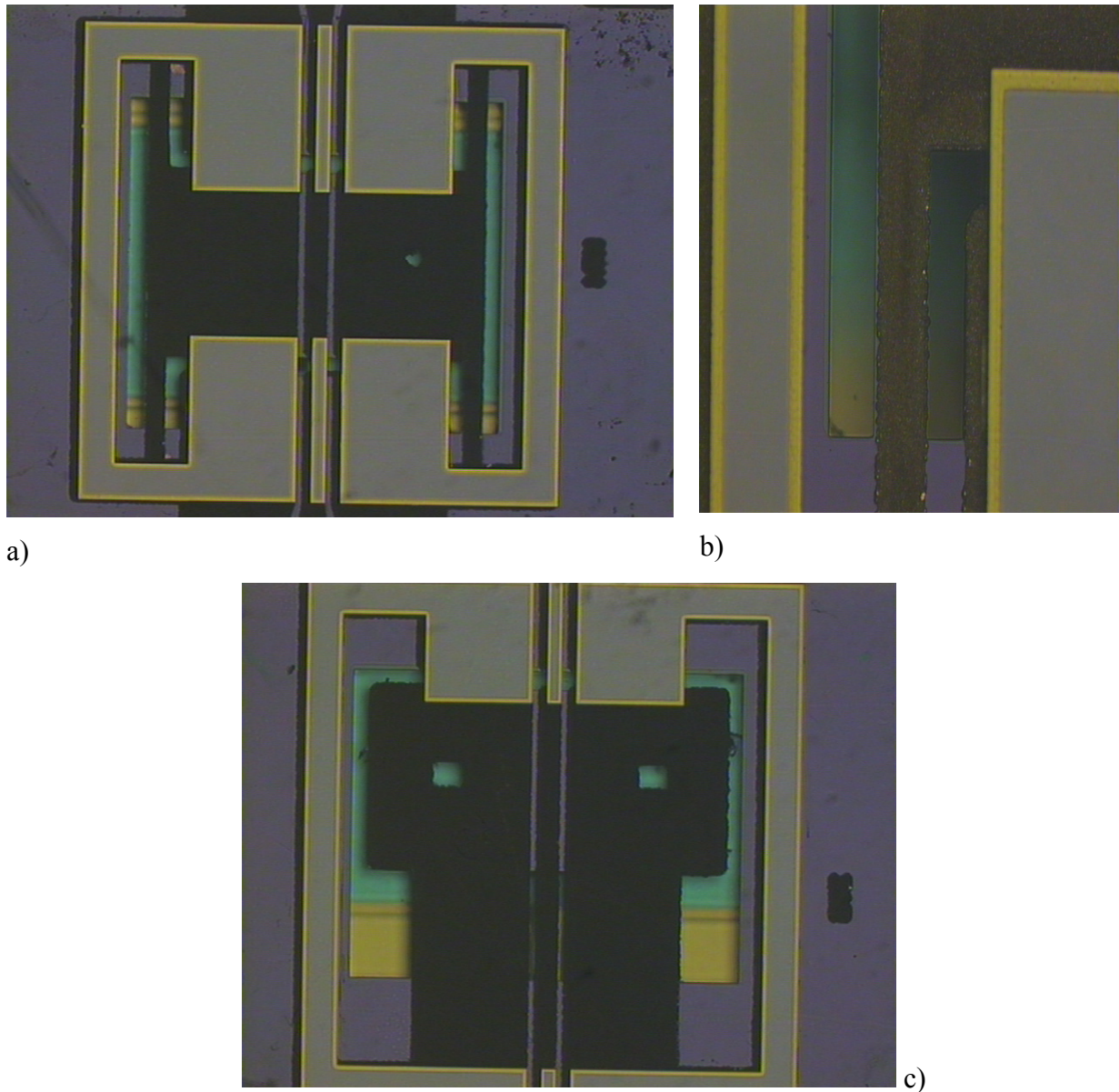


Figure V-36 : Images au microscope optique des commutateurs à travers leur capot en Pyrex. a) Structure bi-encastée, b) détail d'une des suspensions de celui-ci et c) interrupteur encasté-libre

La figure V-36 représente les deux différentes architectures (a) et c)) des démonstrateurs étudiés obtenues par transparence de leur capot en Pyrex. Il est également possible de distinguer le nitrure de silicium protégeant l'électrode de commande placée sur le capot face arrière. La figure V-36 b) représente quant à elle le détail de l'une des suspensions du composant représenté en a).

V.5 Conclusion

Ainsi, après les études hyperfréquences et mécaniques présentées dans les chapitres précédents, ce chapitre proposa une technologie de fabrication ainsi que son optimisation. Le procédé nécessite le recours à trois substrats dont un SOI et un substrat en Pyrex, 9 niveaux de masques et deux étapes de découpage.

Il a été nécessaire pour parvenir à la fabrication d'un dispositif, de développer des gravures profondes ainsi que des lithographies au dessus de trous débouchants qui réalisent des interconnexions électriques entre les différentes faces des substrats.

De plus, une première optimisation du collage de substrat a été réalisée tenant compte de l'effet d'écrasement des métallisations utilisées dans le cadre du scellement pour garantir l'entrefer de commande de l'actionnement vertical ainsi que la viabilité du contact électrique au niveau du capot en Pyrex, contact réalisant la fonction du commutateur.

Enfin, ce chapitre a présenté des images réalisées au microscope électronique par balayage ainsi que par des microscopes optiques des différents substrats fabriqués permettant de valider la fabrication du démonstrateur.

Le chapitre suivant abordera la caractérisation des dispositifs réalisés et discutera des améliorations à apporter à la conception et au procédé de fabrication.

V.6 Références

- [1] H.D. Nguyen, D. Hah, P.R. Patterson, R. Chao, W. Piyawattanametha, E.K. Lau, M.C. Wu, Angular “Vertical Comb-Driven Tunable Capacitor With High-Tuning Capacitor”, *Microelectromechanical Systems, Journal of* , Volume: 13 , Issue: 3 , June 2004, pp. 406 – 413.
- [2] Jin-Ho Lee, Young-Chul Ko, Hee-Moon Jeong, Byoung-So Choi, Jong-Min Kim and Duk Young Jeon, “SOI-based fabrication processes of the scanning mirror having vertical comb fingers”, *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 102, Issues 1-2, 1 December 2002, pp. 11-18
- [3] Henri Jansen, Meint de Boer, Johannes Burger, Rob Legtenberg, Miko Elwenspoek, “The Black Silicon Method II: The effect of mask material and loading on the reactive ion etching of deep silicon trenches”, *Microelectronic Engineering* 27, 1995, pp. 475-480.
- [4] R. Lengten, H. Jansen, M. de Boer, M. Elwenspoek, “Anisotropic RIE of Si using SF₆/O₂/CHF₃ gas mixtures”, *Journal of Elec. Society*.
- [5] Martin J. Walker, “Comparison of Bosch and cryogenic process for patterning high aspect ratio features in silicon”, <http://www.oxinst.com/pdf/spie2.pdf>
- [6] Henri Jansen, Meint de Boer, Henk Wensink, Ben Kloeck, Miko Elwenspoek, “The Black silicon Method VIII. A Study of the performance of etching silicon using SF₆/O₂ based chemistry with cryogenical wafer cooling and high density ICP source”, *Microelectronics Journal* 32, 2001, pp. 769-777.
- [7] <http://www.triontech.com>
- [8] L.C. Wagner, “Challenges, developments and applications of silicon deep reactive ion etching”, *Proceedings of the 2001 8th International Symposium on the Physical and Failure Analysis of Integrated Circuits, IPFA 2001*, 9-13 July 2001, pp. 36 – 41
- [9] Q. -Y. Tong, “Wafer bonding for integrated materials”, *Materials Science and Engineering B87*, 2001, pp. 323-328.
- [10] A. Sayah, D. Solognac, T. Cueni, M.A.M. Gijs, “Development of novel low temperature bonding technologies for microchip chemical analysis applications”, *Sensors & Actuators* 84, 2000, pp. 103-108.
- [11] Jung-Tang Huang, Hsueh-An Yang, “Improvement of bonding time and quality of anodic bonding using the spiral arrangement of multiple point electrodes”, *Sensors & Actuators A102*, 2002, pp. 1-5.
- [12] R.F. Wolffenbuttel, “Low-Temperature intermediate Au-Si wafer bonding; eutectic or silicide bond”, *Sensors and Actuators A* 62, 1997, pp. 680-686.

- [13] David C. Miller, Wenge Zhang, Victor M. Bright, “Microrelay packaging Technology using Flip-Chip Assembly”, IEEE Proceedings of the International Conference on MEMS ‘2000, Miyazaki, Japan, January 23-27, 2000, pp. 265-270.
- [14] D. Sparks, G. Queen, R. Weston, G. Woodward, M. Putty, L. Jordan, S. Zarabadi, K. Jayakar, “Wafer to wafer bonding of non planarized MEMS surfaces using solder”, Journal of Micromechanics and Microengineering 11, 2001, pp. 630-634.
- [15] Chengkuo Lee, Wei-Feng Huang, Jin-Shown Shie, “Wafer bonding by low-temperature soldering”, Sensors & Actuators 85, 2000, pp. 330-334.
- [16] U.M. Mescheder, M. Alavi, K. Hiltman, Ch. Lietzau, Ch. Nachtigall, H. Sandmaier, “Local laser bonding for low temperature budget”, Sensors and Actuators A97-98, 2002, pp. 422-427.
- [17] V. Curicuta, D.E. Poulain, D.R. Alexander, R.J. De Angelis, S. Gasser, E. Kolawa, “Furnace and laser methods of bonding metals to ceramics : phenomenological investigation”, Material Science and Engineering B68, 2000, pp. 186-195.
- [18] Akiomi Kohno, Yasuhiko Sasaki, Ryujirou Udo, Takeshi Harada, Mitsuo Usami, “Bonding of IC bare chips for Microsystems using Ar atom bombardment”, Journal of Micromechanics and Microengineering 11, 2001, pp. 481-486.
- [19] A. Berthold, L. Nicola, P.M. Sarro, M.J. Vellekoop “Glass to glass anodic bonding with standard IC technology thin films as intermediate layer”, , Sensors & Actuators 82, 2000, pp. 224-228.
- [20] M. M. Visser, S. Weichel, P. Storas, R. de Reus, A.B. Hanneborg, “Sodium Distribution in thin film anodic bonding” Sensors & Actuators A92, 2001, pp. 223-228.
- [21] Frank Niklaus, Peter Enoksson, Edvard Kälvesten, Göran Stemme, “Void-Free Full Wafer Adhesive Bonding”, IEEE Proceedings of the International Conference on MEMS ‘2000, Miyazaki, Japan, January 23-27, 2000, pp. 247-252.

Chapitre VI : Dispositif Final et Résultats Expérimentaux

VI.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est de récapituler les résultats expérimentaux obtenus après la fabrication des démonstrateurs dont l'étude et la conception ont été décrits précédemment. Nous procéderons toutefois dans un premier temps à un récapitulatif des différentes dimensions retenues pour le commutateur en revenant aux différents aspects de la conception ayant guidé ces choix avant d'aborder les caractérisations mécaniques et hyperfréquences réalisées.

VI.2 Dimensionnement

Après trois chapitres décrivant des contraintes liées aux hyperfréquences, aux aspects mécaniques, thermiques et technologiques, un récapitulatif des dimensions choisies et des compromis réalisés était nécessaire pour mieux comprendre la conception réalisée. Ainsi, rappelons tout d'abord la structure du commutateur micromécanique illustrée figure VI-01.

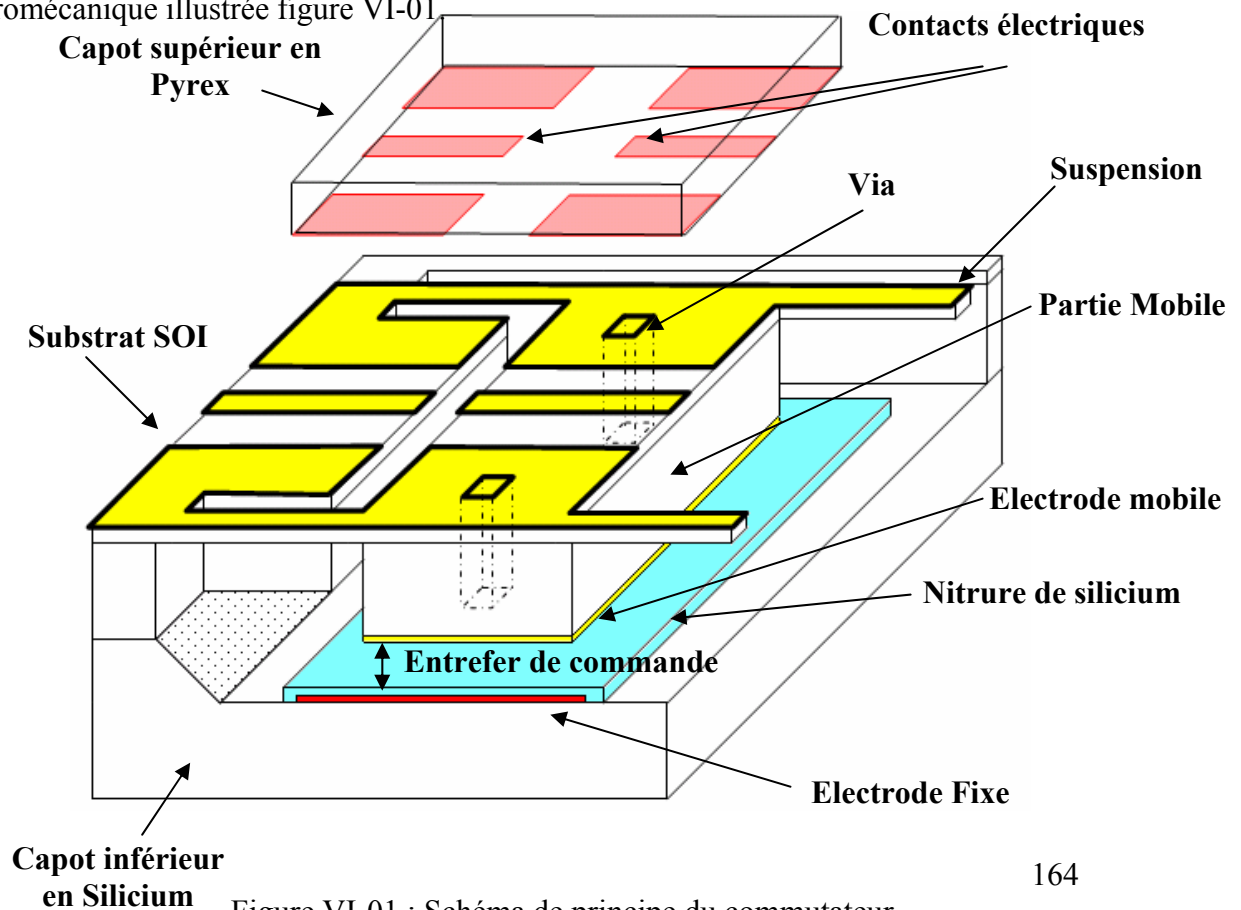


Figure VI-01 : Schéma de principe du commutateur

L'interrupteur micromécanique est constitué d'un empilement de trois substrats structurés pour réaliser l'actionnement vertical d'une partie du substrat SOI central, supportant le contact permettant la commutation. Le contact s'établit grâce à un plot déposé sur le capot supérieur en pyrex et l'actionnement est réalisé à l'aide d'un substrat de silicium gravé et fonctionnalisé pour réaliser l'électrode d'actionnement, elle-même polarisée par des *via* traversant le substrat SOI et métallisés pour assurer le report de polarisation nécessaire.

Ainsi, le tableau suivant (Table VI-01) récapitule les dimensions sélectionnées et les compromis réalisés, les choix étant explicités plus clairement ensuite.

Dimensions du Commutateur		Valeur (µm)	Nature du Compromis			
			Hyperfréquences	Mécanique	Thermique	Technologie
Entrefer de commande		1	■	■		
Suspensions	Longueur	150-400		■		
	Largeur	50		■		■
	Epaisseur	10	■	■	■	
Oxyde de Silicium		2	■	■		
Entrefer d'isolation		50	■			■
VIA		50x50				■
Electrode/ Zone Mobile		900x500		■	■	
Longueur de Contact		50	■		■	
Largeur du CPW		121	■			
Fente du CPW		80	■			
Anneau de scellement		100	■			■

Tableau VI-01 : Récapitulatif des dimensions des commutateurs et de la nature des compromis réalisés pour en fixer les valeurs.

VI.2.1 Dimensions Verticales

Pour atteindre les performances fixées par le cahier des charges, il était nécessaire de réaliser des compromis entre différents aspects de la conception. Ainsi, l'entrefer de commande trouve sa définition dans l'ajustement de l'isolation désirée et la tension d'actionnement. Par ailleurs, plus cette grandeur est importante, plus le temps de commutation le sera également, à tension constante bien sûr. Le compromis a donc été fixé à $1\mu\text{m}$, ce qui autorise des tensions de l'ordre de 60V pour une isolation acceptable de 30dB à 2GHz .

L'épaisseur de la couche dite active du SOI est également un enjeu important. En effet, celle-ci doit permettre de supporter un morceau de substrat accroché en son centre. De plus, thermiquement, il est nécessaire de disposer de suspensions insensibles à d'éventuelles élévations de température. Là encore, le compromis est à réaliser pour ne pas pénaliser la tension d'effondrement électrostatique à outrance. Ainsi, la valeur de $10\mu\text{m}$ a été fixée pour garantir à la fois une bonne stabilité en température et mécanique.

La propagation guidée d'ondes hyperfréquences sur substrat silicium quant à elle requiert à la fois des métallisations de plusieurs micromètres d'épaisseur mais également un oxyde de protection très épais. Les différentes simulations du chapitre III ont montré que $2\mu\text{m}$ d'un oxyde thermique permettrait de limiter les pertes de lignes. Ce type de couche induit des contraintes compressives importantes dommageables pour la viabilité du composant mais dans le cas de suspensions très rigides, ces effets restent négligeables, ce qui explique également la nécessité d'une couche structurelle épaisse.

Enfin, la tension de commande de l'ordre de 60V impose un dimensionnement de l'épaisseur de l'isolant suffisant pour ne pas risquer un claquage diélectrique. Le nitrure utilisé ayant un seuil à 9MV/cm , nous avons fixé à 250nm l'épaisseur de celui-ci.

VI.2.2 Dimensions horizontales

Les contraintes imposées sur la tension de commande et la nécessité de disposer d'une structure massive pour dissiper la puissance nous ont conduits à fixer les dimensions de la zone mobile à $900\mu\text{m}$ par $500\mu\text{m}$. Ceci permet de disposer d'une surface d'actionnement électrostatique capable de générer la force nécessaire à l'actionnement de cette structure.

Les simulations électromagnétiques 3D de HFSS du paragraphe III-2.3.3 ont également montrées qu'il était nécessaire de disposer d'un anneau métallique pour éviter l'excitation de modes parasites. Cependant, il faut rappeler que l'étape d'assemblage par thermocompression est sensible à la surface d'or mise en regard pour effectuer le collage. Il est donc raisonnable de limiter les surfaces à assembler autant que possible pour permettre une répartition de la force plus localisée et donc générer une pression plus importante sur les métallisations à souder. Il est toutefois difficile d'apprécier quel impact et quelle marge de manœuvre est disponible dans ce domaine. Il serait nécessaire de procéder à des étalonnages orientés en fonction de la surface de contact et non en terme de température ou d'épaisseur de métallisation. Il est cependant possible d'en estimer une valeur raisonnable. En effet, en ne considérant que la surface d'un dispositif, une augmentation de 50% de la surface de scellement induit une augmentation de 21% de la surface totale à sceller sur ce dispositif. En effet, la force étant constante, la réduction de surface de contact entraîne l'augmentation de la pression locale et inversement. A l'échelle du substrat, la pression ainsi appliquée sera diminuée d'autant imposant des températures de procédé plus importantes pour assurer la qualité de l'assemblage, puisque nous travaillons déjà à la limite de la pression exercée par la machine. Un anneau de scellement de $100\mu\text{m}$ est donc choisi, ce dernier permettant de limiter la surface totale à $19\,350\,000\ \mu\text{m}^2$ et donc permettre de transmettre une pression de 162 bar aux couches métalliques avec les 5 bar de pression de l'outil d'assemblage.

Les dimensions des ouvertures de libération et des *via* sont uniformisées pour prévenir des problèmes de différence de vitesse de gravure lors des étapes de gravure profonde du silicium. Ainsi, les dimensions latérales sont de 50 μm . Ceci est un bon compromis puisque les simulations hyperfréquences montrent que le couplage est nettement atténué pour des lignes disposées avec un entrefer tel que celui-ci sans toutefois augmenter à outrance la surface nécessaire au composant.

Par ailleurs, un autre paramètre important est la dimension des guides d'ondes coplanaires. En effet, comme le chapitre III le montrait, suivant les fréquences utilisées, les dimensions des fentes et du ruban central ne donnent pas les mêmes performances. Ainsi, à relativement basse fréquence, le recours à des rubans larges est avantageux. C'est d'autant plus le cas pour des applications à forte puissance pour limiter l'échauffement par effet joule. Ainsi, après dimensionnement déduit des simulations électromagnétiques 3D par éléments finis pour assurer l'adaptation à 50 Ohm de la ligne, on retiendra un guide de 121 μm de largeur de ruban central et 80 μm de fente. Ces valeurs sont en corrélation avec l'épaisseur d'oxyde et la présence de silicium à haute résistivité. Une modification dans la structure supportant le guide en modifierait l'impédance caractéristique.

Enfin, la dimension du contact lui-même est le résultat du compromis entre les besoins d'isolation hyperfréquences et de la résistance série lors du contact. En effet, plus la surface est importante, plus la résistance sera faible et donc moins il y aura d'échauffement. Par contre, lorsque l'interrupteur est à l'état bas, les dimensions importantes de ces métallisations réduisent l'isolation. Les simulations montrent que pour 50 μm de contact, ces effets sont relativement négligeables ce qui fixe le compromis à cette valeur.

En ce qui concerne les dimensions horizontales des suspensions, une série de valeurs a été mise en œuvre, de cette manière il est possible de tenir compte des défauts de modélisations des matériaux utilisés notamment en terme de contraintes mécaniques dont l'influence sur la tension d'actionnement est non négligeable.

VI.3 Caractérisations

Après ce préambule récapitulant les différents compromis réalisés pour le dimensionnement du composant, voici la présentation des résultats expérimentaux.

VI.3.1 Caractérisations Mécaniques

Pour réaliser les caractérisations mécaniques, différents équipements ont été nécessaires. Ainsi, pour déterminer la tension d'actionnement, un banc de test sous pointes Karlsuss PM5 a été utilisé, équipé d'un générateur de signaux programmable et d'un amplificateur de tension $\pm 200V$. Par ailleurs, un interféromètre optique couplé à un résonateur piézo-électrique du commerce, FOGALE, a permis d'obtenir des représentations en trois dimensions des structures (Figure VI-02) ainsi que de mesurer les fréquences de résonances des structures testées. Les résultats des caractérisations des différentes topologies de commutateurs sont ainsi présentés en commençant par les cantilevers, réalisant la fonction de commutation avec un seul contact métallique. Ensuite, les structures bi-encastées (Figure VI-02) à double contact métallique seront étudiées, les résultats expérimentaux comparés avec les estimations réalisées lors du dimensionnement.

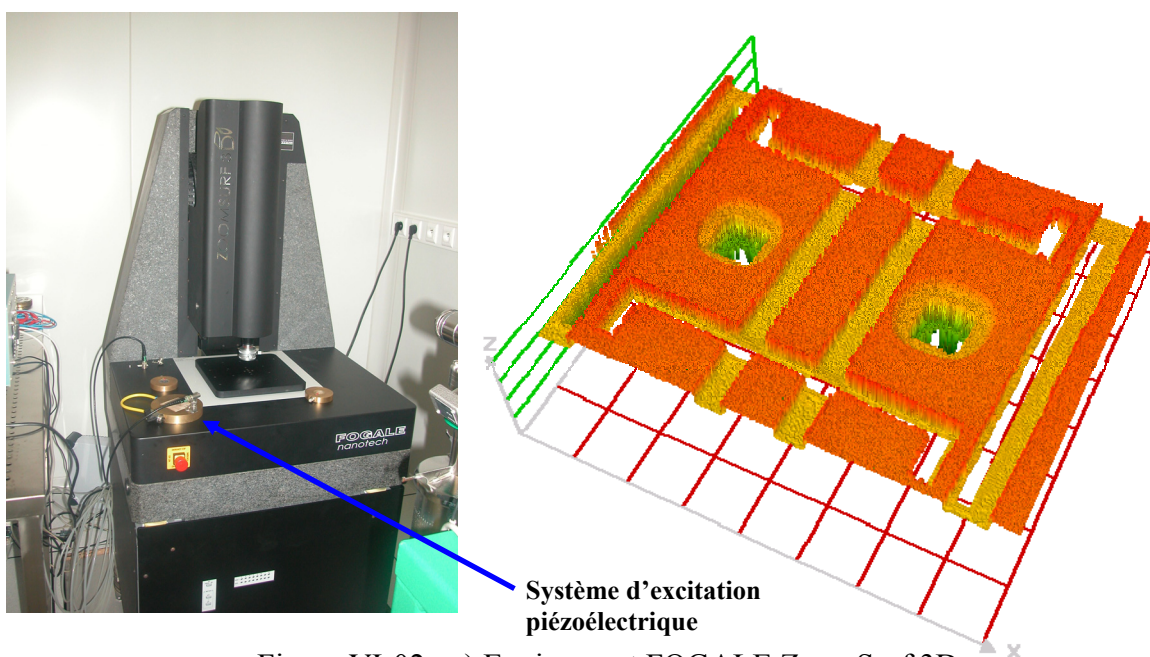


Figure VI-02 : a) Equipement FOGALE ZoomSurf 3D
b) représentation 3D du FOGALE d'un commutateur à topologie de pont de suspensions de 150µm

VI.3.1.1 Structures à cantilever ou simple contact

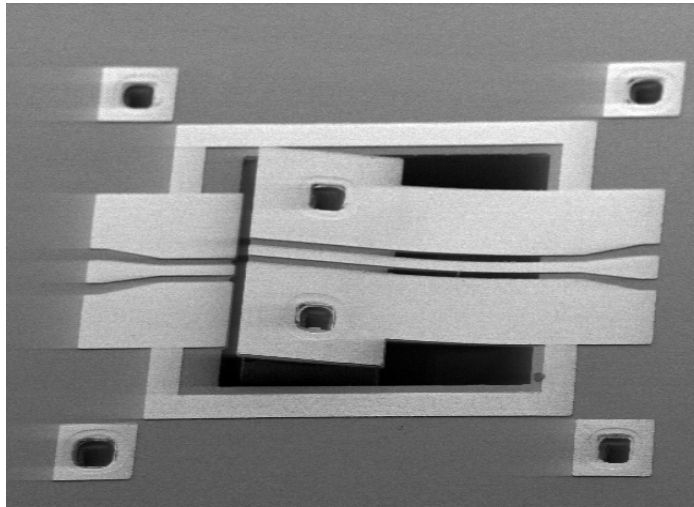


Figure VI-03 : Image MEB d'une structure en cantilever de 300µm

Les structures en cantilever présentent comme le montre la représentation du microscope électronique à balayage Figure VI-03, l'intérêt d'être en flexion avant l'assemblage du capot en Pyrex. Ceci garantit un meilleur contact lors de l'assemblage ainsi qu'un temps de commutation *OFF-ON* plus rapide. L'utilisation du FOGALE permet de mesurer précisément la déflexion maximale de chaque structure (Figure VI-04) ainsi que sa fréquence de résonance en plaçant un résonateur piézoélectrique en dessous de l'échantillon testé et commandé en fréquence par le FOGALE. Les mouvements du composant sont alors mesurés pour chaque fréquence d'excitation, la fréquence de résonance produisant un pic dans la caractéristique ainsi générée (Tableau VI-2).

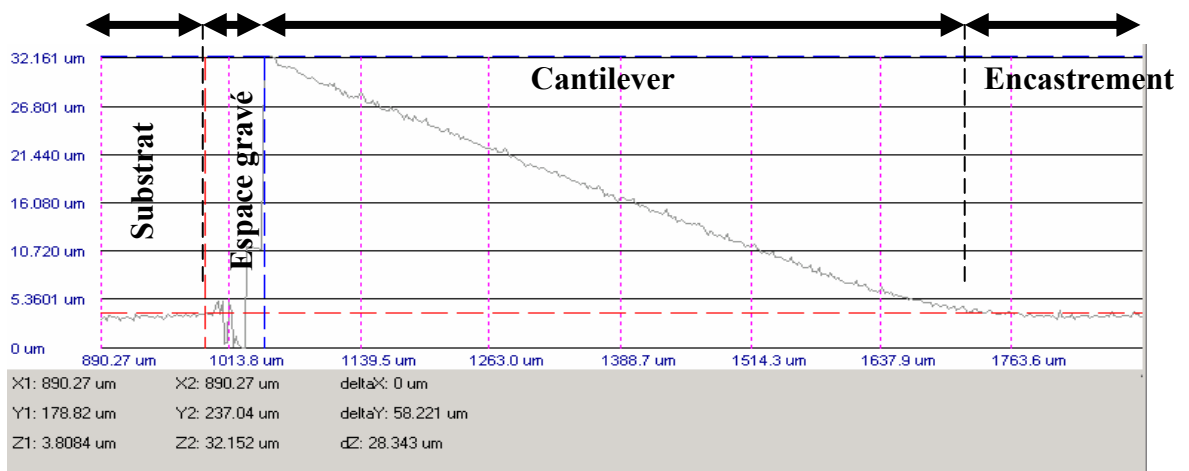


Figure VI-04 : Profil en coupe réalisé à partir du FOGALE d'un commutateur en cantilever

A l'aide des formules analytiques explicitées dans le chapitre IV, il est possible d'estimer par ce biais la raideur, la force de contact ainsi que le temps de commutation de chacun des dispositifs testés. En effet, connaissant la fréquence de résonance F_{res} ainsi qu'en estimant la masse m du système, on retrouve aisément la raideur k de la structure à travers l'expression :

$$F_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$$

De plus, connaissant la raideur et la déflexion, il est possible d'estimer la force qu'exercera la structure sur le contact du capot en Pyrex par $F=k \cdot \Delta x$. Enfin, l'utilisation des modèles dynamiques permet d'estimer le temps de commutation (Tableau VI-02).

Longueur des suspensions en μm		100	150	200	300	400
Cantilever Large (780 μm)	Fréquence de résonance mesurée kHz	23,6	20,2	17,9	11	6,7
	Fréquence de résonance théorique en kHz	45,2	24,6	16	8,7	5,7
	Δz en μm	10,5	18,2	27,5	44	78,7
	Force de contact calculée en mN	73	92	109	66	44
	Temps de commutation en μs	3,1	10,3	23	74	165
Cantilever Etroit (574 μm)	Fréquence de résonance mesurée kHz	21,2	-	13	9,8	5
	Fréquence de résonance théorique en kHz	39,3	21,4	13,9	7,5	4,9
	Δz en μm	16,4	-	39,2	53	>80
	Force de contact calculée en mN	91,4	-	82	63	>25
	Temps de commutation en μs	3	10	23	73,2	161

Tableau VI-02 : Calculs de la raideur, de la force de contact ainsi que du temps de commutation théoriques à partir des premières mesures

On notera que les valeurs théoriques sont d'environ 15 à 20% supérieures aux mesures. Ceci peut s'expliquer par le manque de données fiables concernant les contraintes des matériaux utilisés dans le procédé. La fréquence de résonance des commutateurs se situe donc entre 23kHz et 5kHz ce qui permet d'estimer analytiquement le temps de réponse entre 3,1 μs et 165 μs suivant la raideur des structures. C'est la masse du commutateur qui pénalise principalement cette caractéristique. L'écart plus important pour les premières valeurs s'explique par la limite de validité du modèle de cantilever utilisé, le comportement se rapprochant plus d'un film biencastré.

VI.3.1.2 Commutateurs à base de pont ou double contact

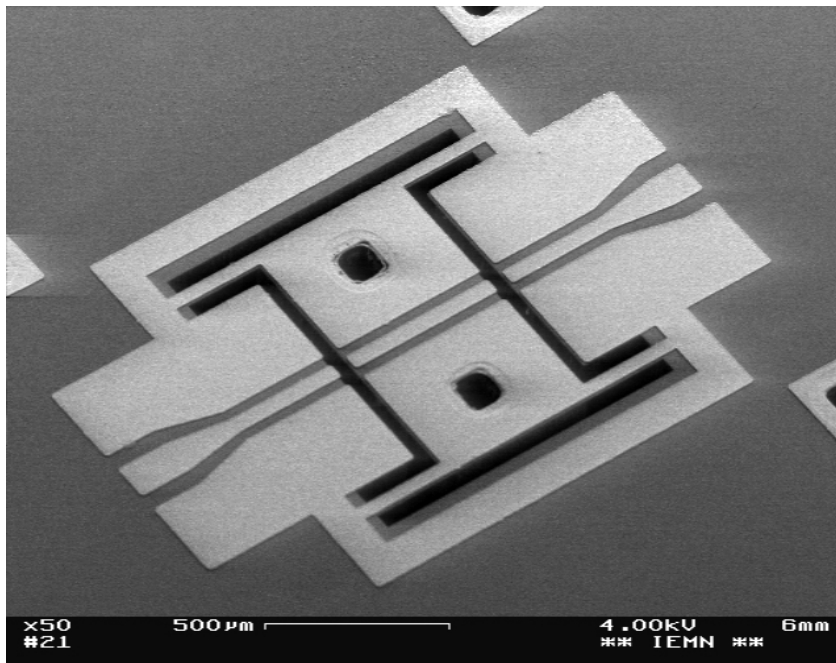


Figure VI-06 : Image MEB d'une structure à quatre bras de suspension de 250µm de longueur.

La structure suspendue à quatre bras présentée Figure VI-06 montre sa robustesse aux contraintes des matériaux puisqu'elle reste insensible au flambement malgré les 2µm d'oxyde de silicium et les 3µm d'or électrolysé connus pour être fortement en compression. Les mesures des fréquences de résonance, du déplacement initial de la partie mobile central ainsi que des tensions d'actionnement sont récapitulées dans le tableau VI-03 qui permet de les comparer aux valeurs théoriques.

Longueur des suspensions en µm	60	90	120	150	180
Résonance théorique en kHz	25,1	13,7	8,9	6,4	4,8
Résonance mesurée en kHz	19,8	15,4	10,1	6,4	5,5
Tension d'actionnement théorique en V	43,2	23,5	15,3	10,9	8,3
Tension d'actionnement mesurée en V	37	20	13	9	7

Tableau VI-03 : Comparaison entre résonance théorique et expérimentale des commutateurs en forme de pont.

Les tests montrent là encore que les modèles ne sont précis que d'environ 20% ce qui s'explique toujours par la lacune des données matériaux. L'implémentation de structures de tests serait nécessaire pour affiner le dimensionnement des structures.

L'observation d'une compression des métallisations lors du procédé d'assemblage eutectique permet de garantir dans ce cas également une force de contact suffisante. Avec plus de $6\mu\text{m}$ d'or électrolysé, le tassement d'environ 10% lors des tests permet d'évaluer à environ $60\mu\text{N}$ de force de contact métallique entre la structure suspendue et le capot pour cette topologie.

Néanmoins, s'il est difficile de les mesurer, les contraintes des différentes couches conduisent tout de même à un léger fléchissement vers le bas des structures suspendues, réduisant la force de contact attendue et augmentant de fait les pertes d'insertion par une plus forte résistance à l'interface des couches métalliques du relais. On notera que la déflexion pouvant être de l'ordre de grandeur de la rugosité de surface (environ une centaine de nanomètre) et qu'il est donc difficile d'en estimer l'importance exacte (Figure VI-07).

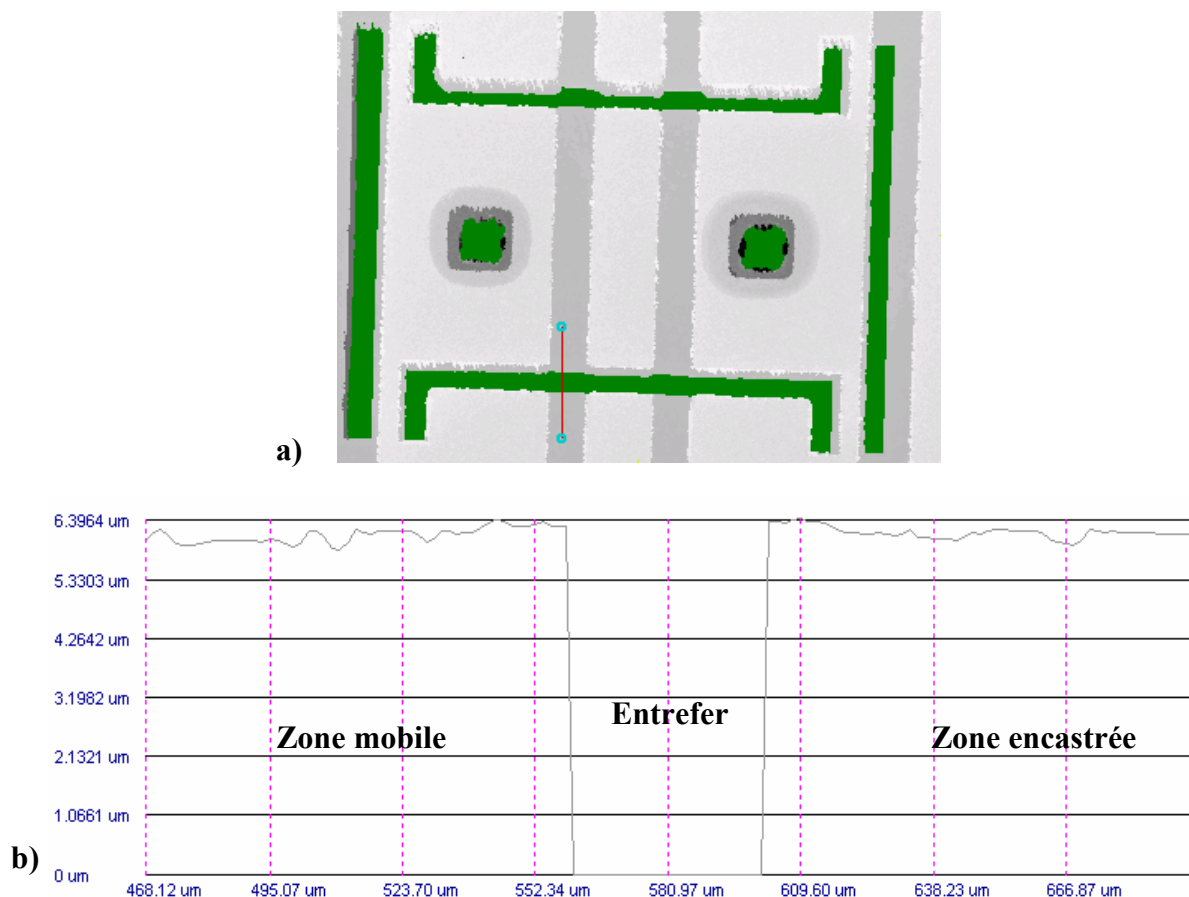


Figure VI-07 : Déflexion d'une structure bi-encastrée mesurée à l'aide du FOGALE
a) Emplacement de la coupe et b) profil du composant suivant la coupe.

VI.3.2 Caractérisation hyperfréquences

Les caractérisations réalisées ont permis de montrer l'influence de paramètres technologiques comme la gravure profonde et l'assemblage par thermocompression sur les paramètres S_{ij} des commutateurs étudiés. Ainsi, chacune de ces dernières dégrade un peu plus les performances du dispositif en terme de pertes par insertion. Nous présenterons enfin les performances du composant final et discuterons des pistes à suivre pour améliorer le composant.

VI.3.2.1 Influence de la gravure

Dans le cas du procédé mis en œuvre, deux gravures profondes et une gravure de l'oxyde enterré du substrat SOI sont à réaliser. Cependant, le réacteur STS utilisé nécessite le recours au collage par une cire conductrice thermique de l'échantillon à graver. Il n'est donc pas possible de masquer les deux faces du substrat simultanément. Les guides d'ondes sont alors exposés aux plasmas de gravure lors de la libération en face avant.

Les composés des plasmas fluorés incorporant des gaz tels que l'hexafluorure de soufre SF_6 , le tétrafluorométhane CF_4 ou le CHF_3 sont connus pour leur haute réactivité avec le silicium et l'oxyde de ce dernier. Ils sont mis en œuvre dans les procédés de gravure profonde et de gravure de couche d'isolation. Si des métaux comme le chrome ou l'aluminium ne sont que peu affectés par ces espèces, l'or lui est gravé comme le soulignent K. R. William *et al* [1].

Comme la couche épitaxiée de silicium n'est que de $10\mu\text{m}$ d'épaisseur, il semblait que l'étape de libération pourrait utiliser les seuls $2\mu\text{m}$ d'oxyde d'isolation en dessous des guides d'ondes comme masque pour la définition des parties mobiles. Des mesures avant et après exposition aux plasmas (Figure VI-08) montrent que ce n'est pas le cas puisqu'il y a de très nettes pertes de performances passant de moins de $0,2\text{dB}$ de pertes d'insertion à plus de $0,6\text{dB}$ (dans la bande de travail) dans le cas d'une simple gravure du silicium.

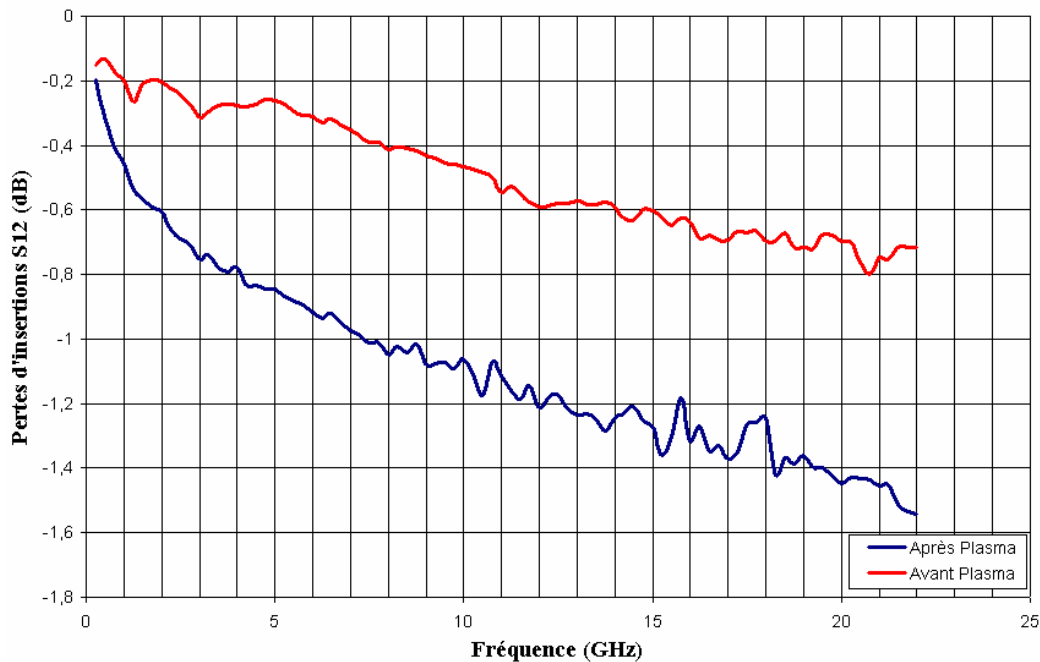
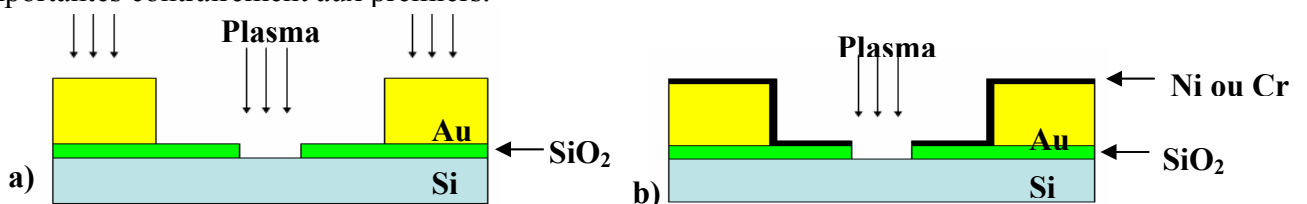


Figure VI-08 : Influence de l'étape de gravure profonde sur les pertes des commutateurs.

La solution pour éviter ce type de problème est l'ajout d'une couche métallique de protection en face avant, qui servira de masque pour la gravure de l'oxyde d'isolation ainsi que de la couche structurale en silicium épitaxié. Il est alors nécessaire, après gravure sèche, de retirer cette couche par gravure humide de préférence, pour ne pas augmenter la rugosité de surface des échantillons (Figure VI-09). Des matériaux comme le nickel ou le chrome sont de bons candidats alors que le tungstène ou le titane en sont de moins bons. En effet, le premier ne possède pas un coefficient d'adhérence sur l'oxyde suffisant pour réaliser un masque homogène tandis que le titane est lui-même attaqué par les gaz fluorés utilisés. Il est alors nécessaire d'en déposer des couches importantes contrairement aux premiers.



VI.3.2.2 Influence du cycle thermique de l'assemblage

Le procédé de thermocompression n'est également pas sans influence sur les performances des microrelais fabriqués. En effet, lors de l'assemblage du capot en Pyrex, des surfaces d'or électrolysées sont mises en contact et pressées les unes sur les autres. La température et la pression permettent aux atomes d'or de diffuser d'une couche à l'autre, soudant en quelque sorte les deux couches. Le problème vient alors de l'électrolyse elle-même. En effet, ce mode de dépôt ne permet pas d'obtenir des surfaces métalliques parfaitement planes. Un effet de bord apparaît dû à une concentration des lignes de champ électrique dans l'électrolyte le long des parois de polymère utilisé comme moule. Un profil en cuvette est alors créé comme l'a montré M. Fryziel [2] (Figure VI-10a). La granulosité importante du matériau issu de ce mode de dépôt lui permet de se tasser lors de l'assemblage mais un phénomène inattendu de débordement (Figure VI-10b) conduit à un moins bon profil des guides d'ondes, ce qui pourrait expliquer l'écart de performances dû à cette étape (Figure VI-10c).

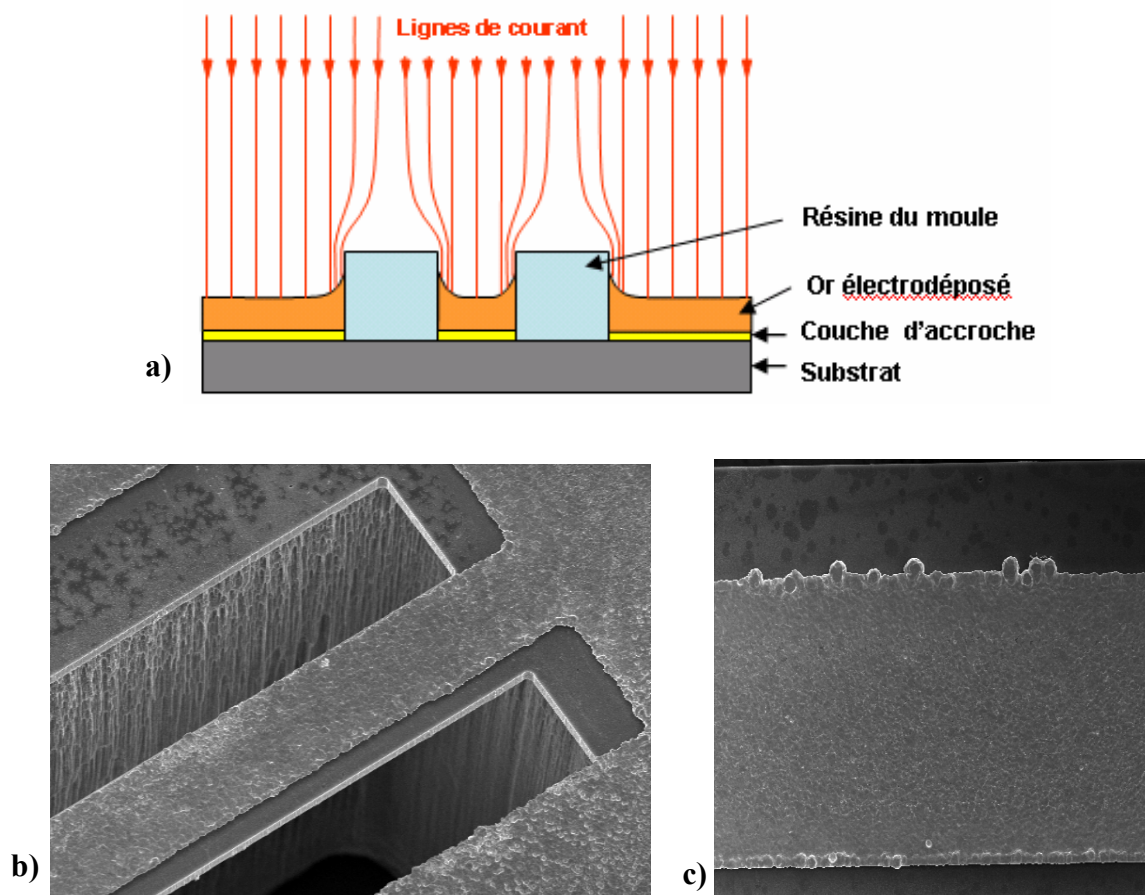


Figure VI-10 : Schéma d'une électrolyse [2], et Images MEB a) d'une suspension d'un commutateur libéré et b) détail du bord de métallisation après thermocompression

A l'aide des guides d'ondes de tests disposés sur chaque substrat, des caractérisations peuvent être réalisées à chaque opération. Ainsi, les figures VI-11 et VI-12 représentent les paramètres S_{12} et S_{11} de ces structures de test pour apprécier l'influence de la technologie.

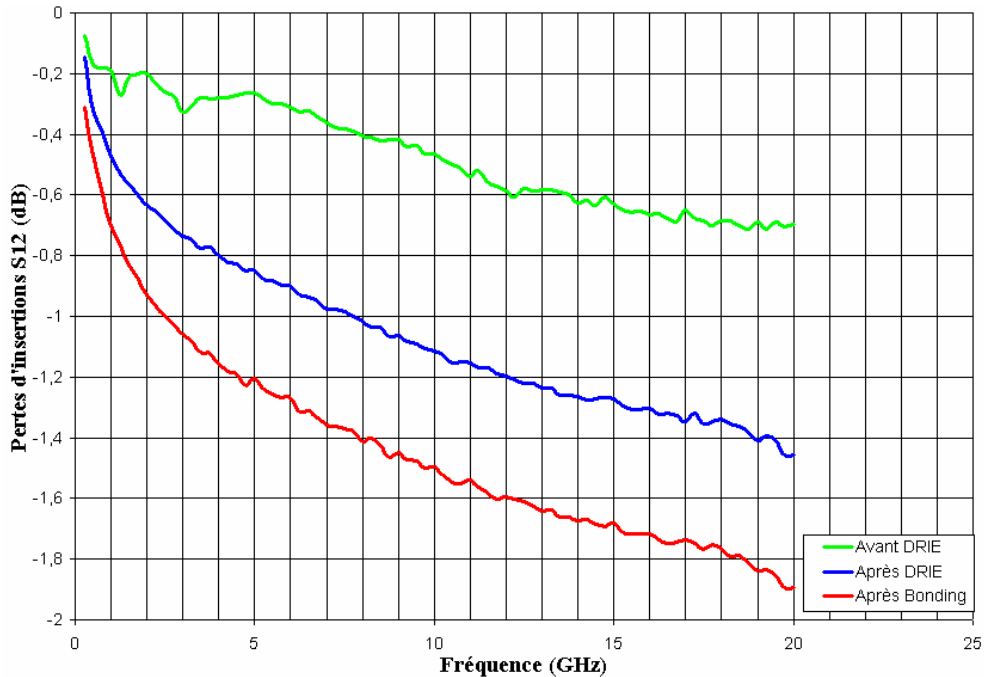


Figure VI-11 : Influence de la gravure profonde et du cycle thermique de l'assemblage sur les performances en transmission (S_{12}) d'une CPW de test.

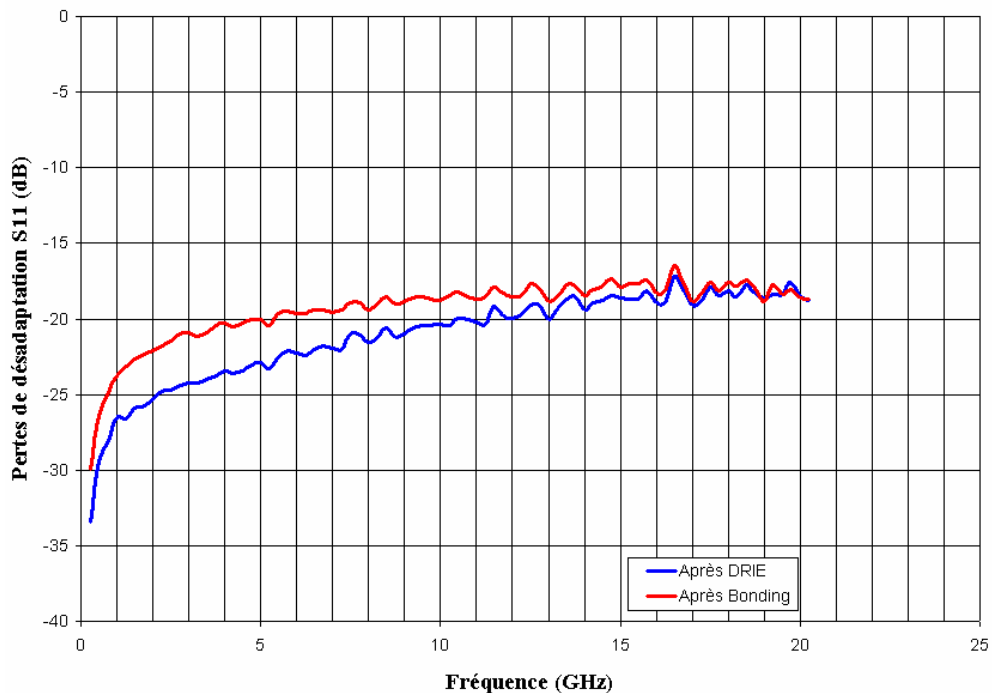


Figure VI-12 : Influence du cycle thermique de l'assemblage sur les performances en pertes par désadaptation (S_{11}) d'une CPW de test.

On notera que les performances se dégradent au fur et à mesure du procédé. L'étape d'assemblage induit, à 2GHz, 0,4 dB de pertes supplémentaires dans le composant. La figure VI-12 montre bien, avec une isolation de 15 à 20 dB, que ce phénomène n'est pas dû à une désadaptation des guides mais bien à une augmentation de la résistance hyperfréquences des métallisations.

Le recours à une pulvérisation et à un « lift-off » pour remplacer l'électrolyse a alors été envisagé notamment pour obtenir des métallisations plus denses et dont la conductivité serait supérieure pour améliorer les performances hyperfréquences des structures. Un procédé pour des épaisseurs plus importantes a été nécessaire, on peut d'ailleurs en observer le profil avant et après dépôt sur la figure VI-13.

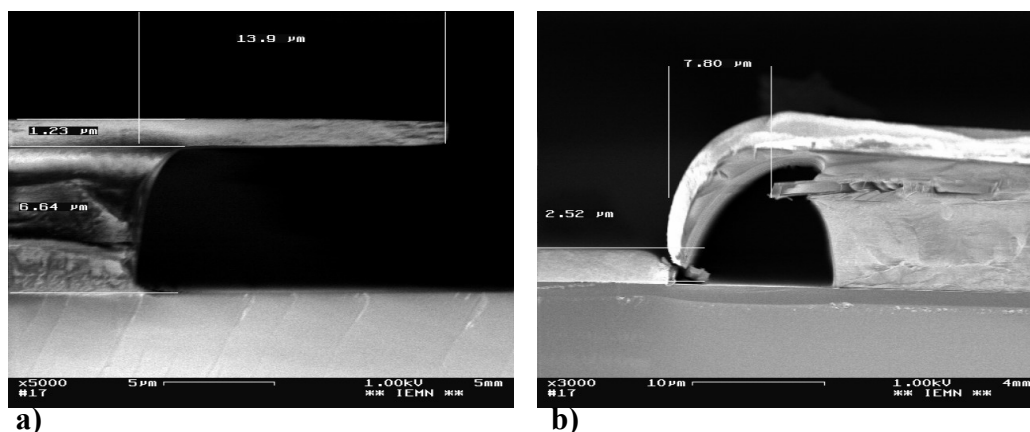


Figure VI-13 : Images MEB montrant le profil en casquette du bicouche a) avant et b) après pulvérisation cathodique de 2,5µm d'or

Ce procédé est basé sur une résine épaisse, la LOR30B de Microchem [3] et d'une casquette optique en S1818. Cependant, comme le montre la figure VI-14, les flancs de métallisation ne sont pas parfaitement droits non plus, des bavures pouvant être observées. Ceci provenant de la pulvérisation elle-même, qui passe en dessous de la casquette. Une évaporation pourrait améliorer l'aspect des flancs mais de telles épaisseurs n'étaient pas envisageables par ce procédé.

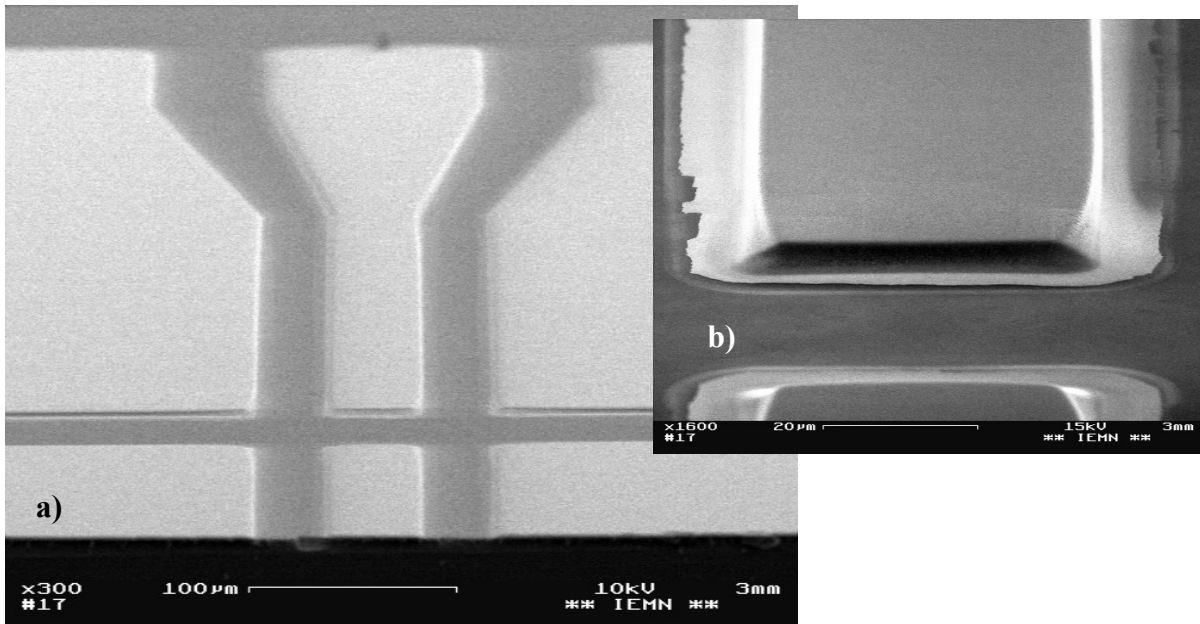


Figure VI-14 : Images MEB montrant a) le profil d'un guide d'onde coplanaire obtenu par Lift-off et b) le détail du profil généré par la pulvérisation en dessous de la casquette

Une autre solution est envisagée pour remédier au problème et consiste en la gravure chimique d'une couche pulvérisée de $3\mu\text{m}$ d'or. Dans ce cas, les flancs ne sont plus tout à fait verticaux mais légèrement inclinés. Dans ce cas, il est nécessaire de modifier les masques pour tenir compte des surgravures inévitables de cette méthode et entraînant le changement de l'impédance caractéristique du guide d'onde ainsi formé.

Ainsi, les deux adaptations du procédé consistant à d'une part protéger les couches d'or durant la gravure du silicium et d'autre part remplacer l'électrolyse par de l'évaporation ou de la pulvérisation cathodique permettraient d'améliorer les performances du commutateur en terme de pertes par insertion. Des études ultérieures devront montrer la nécessité de les implémenter toutes les deux, l'une d'entre elles pouvant répondre de manière suffisante aux problèmes de dégradation de performances lors du procédé de fabrication.

VI.3.2.3 Caractérisation du composant

a) *Protocole expérimental*

Les composants caractérisés n'ont pas été encapsulés suivant le procédé souhaité initialement suite à un problème au niveau de la libération en face arrière du substrat SOI. En effet, un temps de gravure deux fois plus important a été nécessaire dû à des problèmes de micro masquage. La couche d'or servant au scellement, suite à la polymérisation et à l'apparition de micro fissures dans le masque de résine, a donc été exposée aux gaz fluorés du plasma conduisant à le rendre poreux. Ceci entraîna un mauvais scellement des structures.

Ainsi, seuls les substrats de Pyrex et SOI ont été assemblés par thermocompression, à 340°C pendant 15 minutes. Ce collage étant fiable, des bandes de composants ont été découpées et reportées par collage par polymère sur un substrat structuré avec des cavités, une couche conductrice et le nitrure de silicium. L'alignement des bandes de composants est alors réalisé sous microscope en utilisant les zones de transparence pour aligner la zone active sur le motif en nitrure. Le collage quant à lui est réalisé par des points de polymères autour des structures permettant de les maintenir sans changer l'entrefer de commande. La tension d'actionnement est alors appliquée sur le substrat de commande directement. Ces tests permettent de valider le concept de la structure et la caractériser en terme de paramètres S_{ij} .

Les mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau HP 8510 avec des pointes coplanaires PicoprobeTM [4]. Deux écartements de pointes ont été nécessaires pour la caractérisation des échantillons puisqu'il y avait deux tailles de lignes. Des pointes de 125 μ m ainsi que des 450 μ m ont ainsi été utilisées.

b) Mesures sans actionnement- Pertes d'insertions

Les mesures des pertes d'insertions sont obtenues en mesurant le paramètre S_{12} des structures sans polarisation. En effet, le commutateur est normalement passant. Les graphiques suivants (Figures VI-15 & VI-16) récapitulent les résultats expérimentaux suivant le type de ligne que supporte le commutateur.

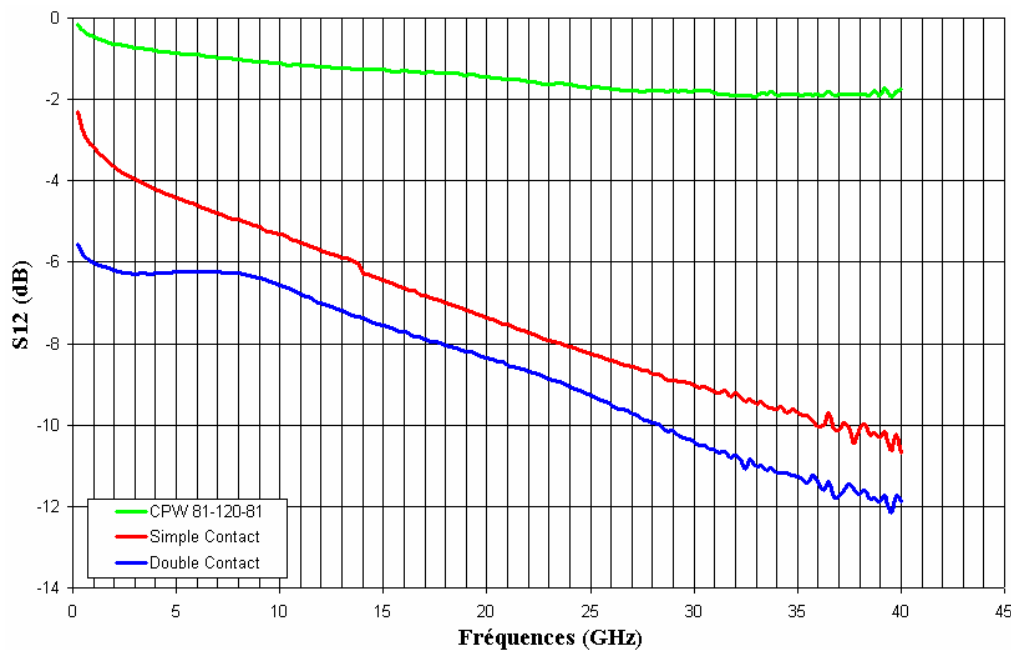


Figure VI-15 : Mesures des pertes d'insertion des deux types de commutateurs comparés aux pertes d'une ligne de même longueur.

La figure VI-15 montre ainsi la comparaison d'une ligne de test de longueur totale identique à celle des commutateurs caractérisés, fabriquée sur le même substrat. On remarque que les interrupteurs ont des pertes d'insertion de 3,6 et 6,2dB suivant qu'ils sont à un seul contact ou à double contacts respectivement. On en déduit donc que la différence de performances entre ces composants et le guide d'onde de référence provient du contact résistif qu'introduit le commutateur dans la ligne. Dans le cas d'une structure basée sur la topologie d'un cantilever, un seul contact électrique est nécessaire à l'état passant pour transmettre le signal, d'où la dénomination de « simple contact ». Dans le cas d'une architecture bi-encastree, des contacts de part et d'autre de la structure suspendue sont nécessaires pour la transmission, d'où la dénomination de « double contact » pour mettre en avant le caractère plus résistif de cette topologie.

- Puissance

Des tests de résistance à l'application de puissance ont été élaborés pour valider les capacités de la nouvelle architecture. Pour ce faire, des premiers tests sous pointes ont été réalisés. De ce fait, la puissance maximale applicable n'est que de 1 Watt soit 30dBm. Les tests récapitulés dans la figure VI-16 permettent de vérifier rapidement si des dégradations au niveau métallique sont observables à ce niveau de puissance. Chaque exposition aux signaux de puissance est suivie d'une caractérisation sous pointe à l'aide d'un autre banc de test pour simplifier la connectique.

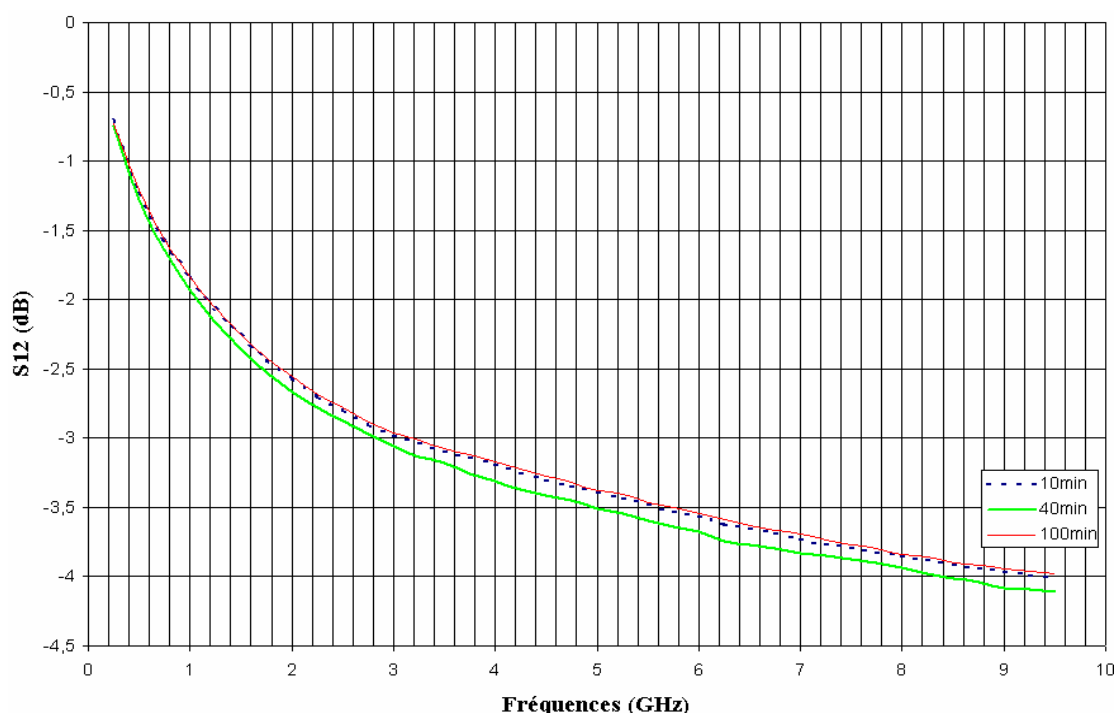


Figure VI-16 : Mesures des pertes d'insertion après passage de 30dBm pour différents temps d'exposition.

La figure ci-dessus montre qu'aux erreurs de mesure près, il n'y a pas de dégradation des pertes d'insertion des commutateurs. Il n'a pas été possible de continuer les tests plus avant en raison d'une tentative de commutation chaude. Un défaut d'isolation au niveau du nitrure protégeant l'électrode de commande entraîna l'apparition de courants parasites dans la masse, provoquant la dégradation des pointes ainsi que la destruction du composant. Pour des tests à plus forte puissance, il est nécessaire de placer les composants dans des boîtiers. Les problèmes de découpe n'ont permis que de séparer des bandes de composants mais il est délicat d'en extraire un seul du fait de l'encapsulation. Ainsi, aucun test supplémentaire n'a donc été réalisé à ce jour.

c) *Structure actionnée*

Les mesures d'isolations sont réalisées lors de l'application d'une tension sur l'électrode de commande alors que l'électrode mobile en face arrière du substrat SOI est polarisée par des *via* à la masse. Dans le cas des échantillons testés, l'aiguille de polarisation n'a pas posé sur le report de contact du substrat SOI mais directement sur le substrat inférieur, l'assemblage n'ayant pas été réalisé, aucun contact métallique n'était assuré par le simple dépôt de l'échantillon sur la structure de commande. La figure VI-17 montre les résultats des caractérisations liées d'un échantillon d'une topologie basée sur un cantilever de 300 μ m de longueur de suspensions.

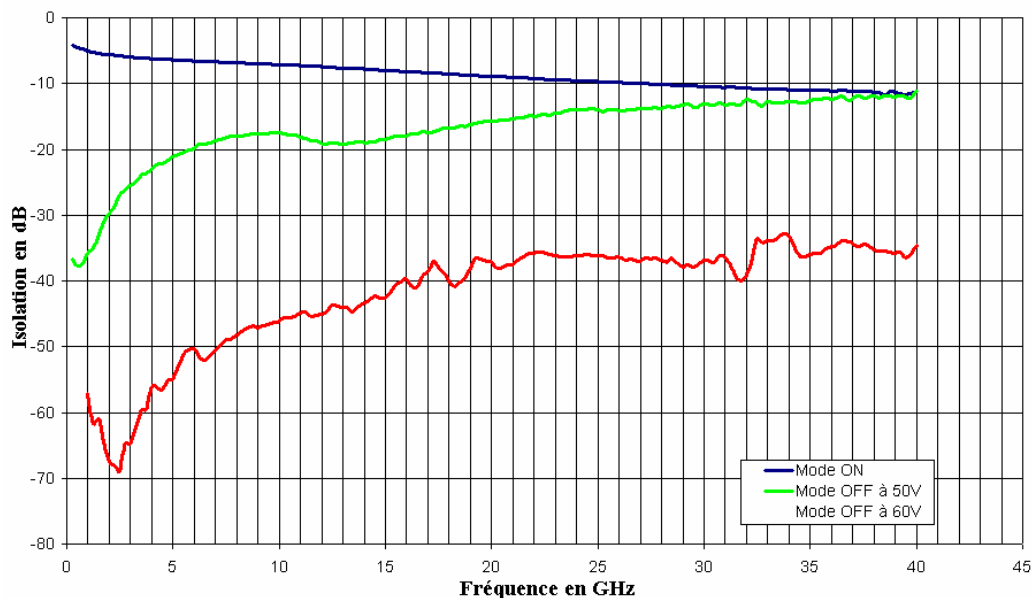


Figure VI-17 : Mesures de l'isolation d'un commutateur pour différentes tensions de commande

On notera que suivant la tension appliquée et donc le déplacement vertical du contact, l'isolation est plus ou moins importante. Ainsi, pour une tension de 50V, on obtient une isolation de -29dB alors qu'à 60V l'isolation est de -65dB et de -31dB à 40GHz. Ceci s'explique par un fonctionnement en phase linéaire tout d'abord puis en mode d'effondrement électrostatique à 60V. L'entrefer est donc plus important ce qui permet une meilleure isolation. On obtient donc d'excellentes performances en terme d'isolation. Ce commutateur a fonctionné quelques cycles avant sa défaillance. A chaque cycle, on retrouvait bien la caractéristique à l'état *ON* (Figure VI-18).

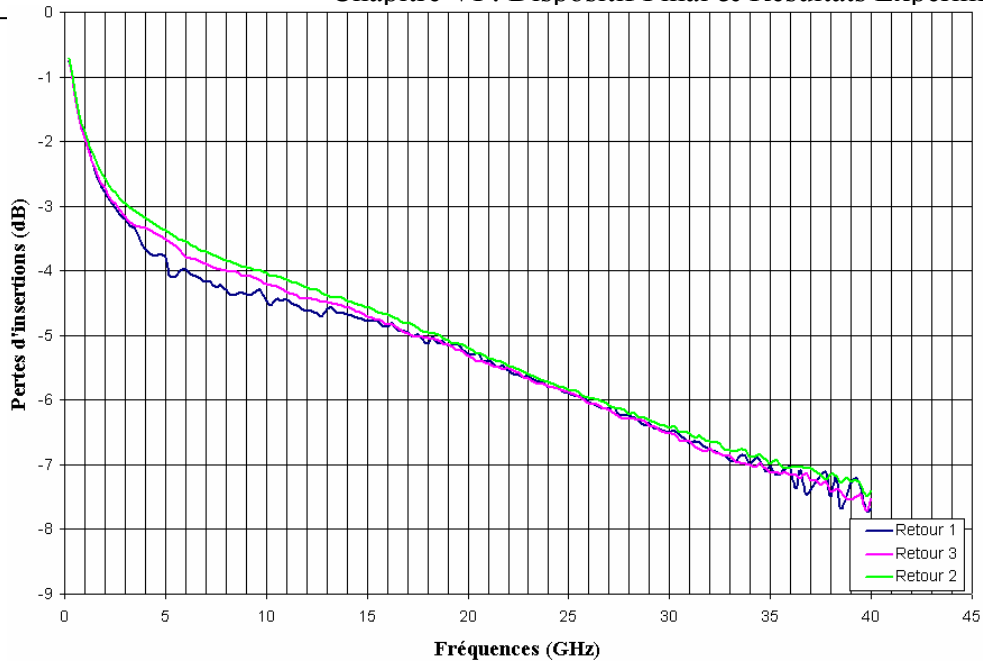


Figure VI-18 : Mesures des pertes d'insertions après 3 actionnements

La figure VI-18 montre qu'il n'y a pas de variation significative des pertes d'insertion après ces quelques actionnements. Il n'a pas été possible de poursuivre plus avant les tests de cette structure car un claquage de diélectrique a été observé. En effet, la tension utilisée pour la commutation était continue. Dans ce cas, lorsque l'actionneur est à l'état bas, le diélectrique subit d'intenses champs électriques qui entraînent sa charge. Un phénomène d'écrantage de la tension apparaît ainsi à l'actionnement suivant, forçant à augmenter la consigne de commande, dans notre cas, jusqu'à 80V. Cependant la couche mince de nitrure déposée par plasma à 200°C ne mesure que 250nm et n'est pas capable de supporter de telles sollicitations. Un courant a donc traversé l'électrode mobile et est remontée vers les parties mobiles suspendues. Ces zones jouaient le rôle de fusible laissant le commutateur à l'état bas. La solution ici serait de passer sur un procédé chaud pour ce substrat permettant d'utiliser un nitrure de silicium plus dense, déposé à 800°C mais nécessitant de définir les électrodes en silicium poly-cristallin.

Ce commutateur n'a donc fonctionné que durant trois cycles. Une adaptation de la tension de commande est donc nécessaire pour éviter ces problèmes. En effet, il n'est pas nécessaire de maintenir la tension d'actionnement à l'état bas, une tension de maintien supérieure à la tension de décollement donnée dans le chapitre IV permettrait de limiter l'injection de charges dans le diélectrique.

Aucune autre structure n'a pu être actionnée en raison de l'alignement manuel des structures sur le substrat de commande. En effet, un simple désalignement peut entraîner un court-circuit et donc la destruction par effet Joule des suspensions reliées à la masse.

VI.4 Conclusion

Après avoir rappelé les dimensionnements choisis pour la conception du commutateur afin de répondre autant que possible au cahier des charges fourni par Thales, ce chapitre a récapitulé les caractéristiques des composants réalisés. Bien que ce substrat soit le plus fonctionnel obtenu jusqu'à présent, des problèmes technologiques ont conduit à un fonctionnement partiel du dispositif. Les résultats présentés démontrent donc la faisabilité et valident le démonstrateur.

Ainsi, des pertes d'insertions importantes ont été observées. Avec plus de 2,5dB dans la bande de travail, les performances sont loin d'être satisfaisantes mais les causes technologiques étant identifiées, des solutions peuvent être apportées pour les réduire et se rapprocher des valeurs théoriques obtenues par simulations hyperfréquences.

De plus, les performances en terme d'isolation sont plus que satisfaisantes, permettant d'envisager une utilisation plus large bande. En effet, 30dB d'isolation jusqu'à 40GHz sont des performances encourageantes. Il est donc également raisonnable d'envisager une diminution de l'entrefer de commande afin de réduire les tensions de commande et le temps de réponse.

Cependant, la tenue en puissance n'est pas entièrement démontrée. En effet, seul 100 minutes sous 30dBm (soit 1W) ont montré qu'il n'y avait pas de variation de pertes d'insertion. Des tests à plus forte puissance n'ont pas été possibles pour des raisons de temps et de matériel. Il était pourtant essentiel de pouvoir passer au minimum 10W pour estimer la robustesse de la structure face à l'électromigration de l'or des guides d'ondes et au claquage lors de la commutation à chaud, c'est-à-dire avec signal hyperfréquences.

VI.5 Références

- [1] Kirt R. Williams, Kishan Gupta, Matthew Wasilik, "Etch rates for micromachining processing – Part II", *Journal of Microelectromechanical systems*, Vol. 12, No. 6, December 2003, pp. 761-777
- [2] Michel Fryziel, Thèse de l'Université de Lille 1, " Conception et réalisation technologique de commutateurs micro-électromécaniques en bande K pour antennes à réseaux déphasés ", 2004.
- [2] Microchem Corp. <http://www.microchem.com/products/lor.htm>.
- [3] Piccoprobe, GGB Industries INC. <http://www.ggb.com>.

Chapitre VII : Perspectives et introduction des aspects fiabilité

VII.1 Introduction

Après le développement du procédé nécessaire à la fabrication du dispositif caractérisé, il semblait important de parler de perspectives de fiabilité puisqu'il s'agit également d'un critère conduisant à l'industrialisation. Il est donc primordial de s'intéresser aux modes de défaillance de la structure. Différents types de fiabilité sont à distinguer, suivant le disfonctionnement observé. Ainsi, des considérations technologiques liées aux procédés de fabrication seront abordées avant de décrire les défaillances liées à la fatigue et au fonctionnement du commutateur étudié. Cette partie traitera surtout des considérations au niveau des matériaux tels que les contacts électriques, les diélectriques et les matériaux structurels pour estimer la fiabilité globale des dispositifs réalisés.

VII.2 Procédé de fabrication

VII.2.1 Les gravures profondes

Le procédé de fabrication est une des causes probables de disfonctionnement dans le fonctionnement normal d'un commutateur micro-usiné. Ainsi les étapes de gravure profonde peuvent induire des fractures dans le silicium comme A. Polyakov *et al.* [1] le montrent figure VI-01.

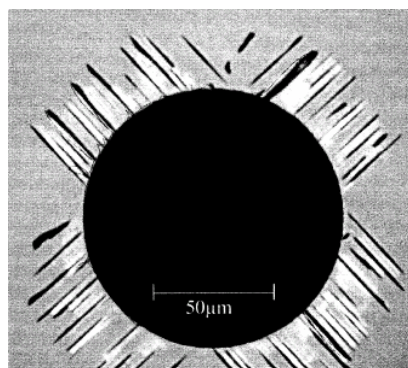


Figure VI-01 : Imagerie par microscope électronique d'une cavité débouchant générant des microfissures dans le silicium monocristallin du substrat hôte.

Ces fractures apparaissent aux angles des motifs gravés. Il est donc nécessaire de tenir compte dans la conception des dispositifs de la densité de ces structures débouchant pour ne pas fragiliser excessivement le substrat. A. Polyakov préconise une densité critique d'un minimum de deux fois la dimension des cavités.

Autre phénomène pouvant compromettre la fiabilité du procédé est l'effet dit de « notching » lors de la présence d'une couche d'arrêt de gravure en oxyde de silicium. Ceci produit d'une part un mode de défaillance dans la fabrication de contacts électriques *via* et d'autre part, lors de la libération des structures, une fragilisation des structures par la formation d'amorces de rupture au niveau des interfaces silicium/oxyde.

Par ailleurs, l'utilisation de gaz fluorés dans des plasmas nécessite la protection des électrodes métalliques telles que l'or. En effet, le fluor étant un agent très réactif, il peut attaquer les surfaces non protégées. L'utilisation de masques de résines même pour des gravures de silicium courtes est donc à systématiser pour garantir les performances des composants fabriqués. L'illustration de ces effets est la mesure des paramètres S de guides d'ondes coplanaires avant et après traitement plasma. On note l'augmentation significative des pertes d'insertion sur la figure VII-02 passant de 0,1dB à 0,6dB pour la fréquence de 2GHz.

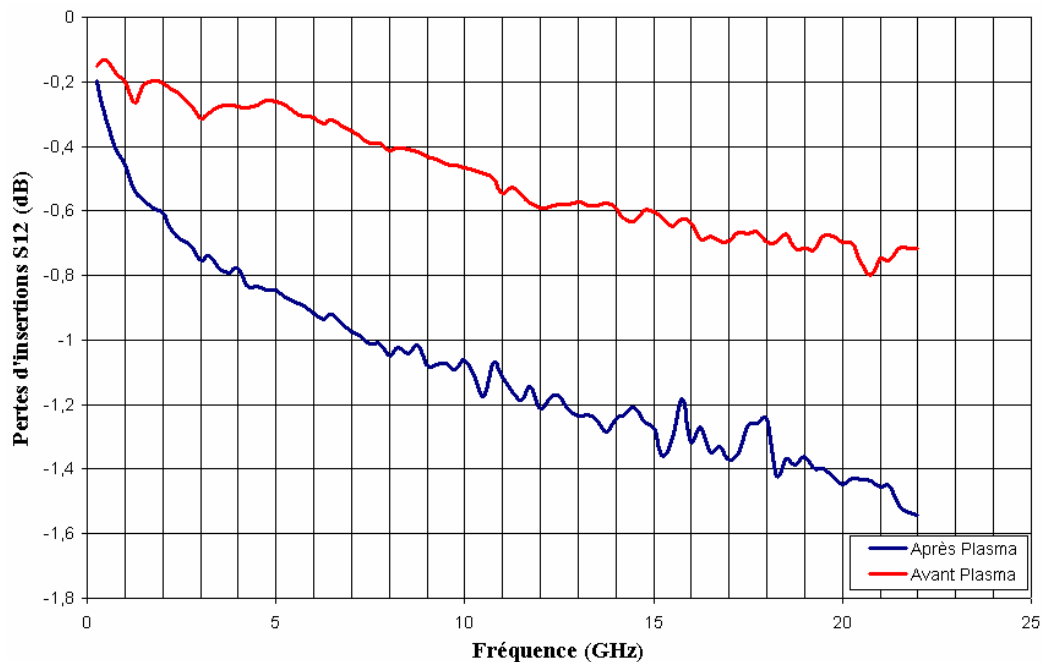


Figure VII-02 : Evolution des performances hyperfréquences d'un guide coplanaire avec son exposition à un plasma fluoré

VII.2.2 L'assemblage de substrats

L'assemblage de substrats est une étape critique dans la fabrication des commutateurs présentés dans cette étude. En effet, celle-ci conditionne les contacts électriques permettant la polarisation des électrodes de commandes ainsi que la réalisation du contact électrique au niveau du capot.

Il est démontré que la présence de particules contaminantes à la surface des métallisations réalisant le scellement entraîne la formation d'espaces plus ou moins grands où l'assemblage n'est pas réalisé (Voir Chapitre V). Dans ce cas, le contact électrique ne s'effectue pas provoquant la défaillance du dispositif. Il est donc primordial de s'assurer que les surfaces métalliques ne soient pas contaminées en exposant les surfaces avant la réalisation des assemblages à un plasma argon.

D'autre part, dans la configuration actuelle, il n'est pas possible de sceller parfaitement le composant. Une adaptation du procédé est ainsi nécessaire pour à la fois faciliter la découpe, les tests et encapsuler proprement le commutateur. Il est donc nécessaire de revoir la dernière étape de l'assemblage en envisageant le recours à du « glass-frit » (voir Annexe B) ou bien envisager la réalisation d'interconnexions à travers le capot. Bien entendu, il est possible de remplacer le Pyrex par du silicium, dont l'usinage de volume est plus aisé. Il est cependant possible de recourir à une gravure chimique du verre avec des flancs de gravure d'un angle proche de 45° comme le rapportent Junseok Chae *et al* [2] de l'université du Michigan. En effet, l'utilisation d'acide hydrofluorhydrique avec de l'acide nitrique diminue sensiblement les gravures latérales du verre. Dans les travaux présentés, pour 140µm d'épaisseur gravée et des motifs de 100µm de côtés, la gravure latérale n'était que de 70µm. Cette technologie ayant été développée précisément pour fabriquer des interconnexions, il est envisageable de l'intégrer dans la conception de futurs prototypes. Il serait alors possible de déposer un anneau de scellement en or tout autour de la structure et de la sceller tout en reportant les zones de contacts métalliques en face avant du substrat de Pyrex.

VII.2.3 Problèmes liés à la lithographie

La particularité du procédé de fabrication, dont la première étape consiste à transpercer le substrat pour réaliser des interconnexions face avant – face arrière induit des questions relatives à la lithographie délicates à résoudre. En effet, comme le chapitre V en abordait un premier aspect, l'uniformité des dépôts est primordiale pour le bon transfert des motifs ultérieurs permettant la définition des guides d'ondes et des zones à exposer aux gravures profondes. Ce point peut, comme cela était déjà évoqué, être contourné par la mise en œuvre de procédés d'enductions spécifiques basés sur « des sprays » ou l'utilisation de flux d'azote pour accroître l'uniformité des dépôts.

Si l'uniformité des polymères photosensibles peut être contrôlée, le recours à des résines positives conduit inexorablement à l'accumulation de polymères à l'intérieur des interconnexions quel que soit le procédé d'enduction utilisé. Le recours à des résines négatives est alors souhaitable mais dans le cas d'une enduction sous azote, il n'est pas garanti de reproduire une aussi bonne homogénéité que pour les résines positives plus épaisses. L'effet est alors un phénomène de contamination notamment lors des étapes d'assemblage se déroulant à relative haute température, au-delà du seuil de polymérisation des résines utilisées.

La solution envisageable serait de remplir ces cavités de polymères époxy plus stables en température tel que la SU8 ou le BCB. L'avantage de ce type d'approche serait d'une part la simplification des problèmes de lithographie et d'autre part la protection des métallisation sur les flancs des interconnexions lors des gravures chimiques ultérieures. Seul la difficulté de mise en œuvre de cette technologie est handicapante. En effet, il est très difficile de manipuler de tels polymères très visqueux. De fait, l'uniformité de ces dépôts est là encore délicate à obtenir. Les tests préliminaires menés n'ont d'ailleurs pas apportés de résultats probants. C'est toutefois une piste à envisager pour un perfectionnement des interrupteurs micromécaniques présentés.

VII.2.4 Problèmes de contraintes

Dans le cas d'optimisations ultérieures qui amèneraient à la création de composants dont les suspensions seraient plus souples c'est-à-dire que l'épaisseur du matériau structurel que constitue le silicium serait diminuée, des problèmes de contraintes risquent de perturber le bon fonctionnement des interrupteurs étudiés.

En effet, sur un substrat de silicium même de haute résistivité, pour améliorer les performances en terme de pertes d'insertion, il est nécessaire d'augmenter l'épaisseur du diélectrique de protection en dessous du guide d'onde. Ceci rentre cependant en conflit avec les considérations mécaniques puisque le matériau couramment utilisé est l'oxyde de silicium qui est connu pour ses fortes contraintes en compression. Ces dernières entraîneraient la déformation des structures suspendues en double encastrement en flambement. Ceci correspond à une déformation hors plan dont la direction n'est pas contrôlable. La structure serait soit défléchie vers le haut, ce qui est favorable à un meilleur contact électrique pour le dispositif, soit vers le bas et provoquerait alors une défaillance du dispositif, ce dernier ne pouvant jamais établir de contact avec le capot.

Un compromis est donc nécessaire entre des bonnes performances hyperfréquences et l'assurance d'un bon fonctionnement. Toutefois, il est envisageable de rajouter une couche diélectrique pour compenser les contraintes compressives de l'oxyde de silicium. En effet, le nitrure de silicium est connu pour générer, dans certaines conditions de dépôts, des couches dont les contraintes sont en tension. Connaissant les contraintes du nitrure, il est possible d'adapter son épaisseur pour contrebalancer les contraintes de la couche d'oxyde et rendre un bicouche quasiment sans contrainte. Si l'approche mécanique est possible, quelle est l'influence de cette couche de nitrure sur les pertes par insertion d'une ligne coplanaire ? C'est là encore impossible à estimer sans l'aide d'un simulateur électromagnétique.

Ainsi un couple de paramètres de lignes d'impédance caractéristique de 50Ω est trouvé sur la base de la variation de la largeur de ruban et de fente du coplanaire. Le couple simulé est doté d'une largeur de conducteur central de $60\mu\text{m}$ pour $50\mu\text{m}$ de fente. A partir de là, comparons les performances des différentes lignes en y intégrant les pertes liées aux différents matériaux (Figure VII-03) telles que les pertes diélectriques fixées à $\tan\delta=0,001$ pour les deux matériaux.

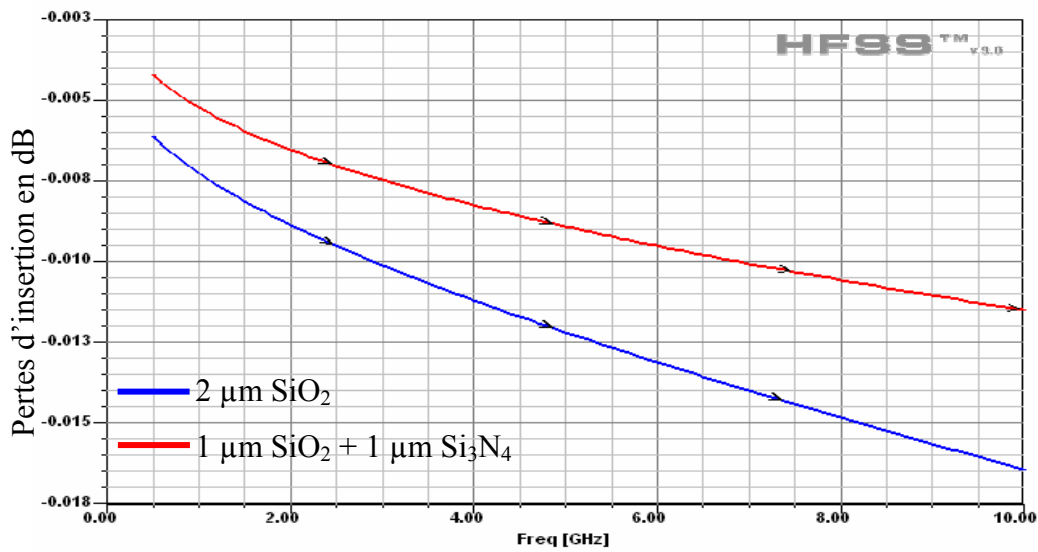


Figure VII-03 : Comparaison d'épaisseurs de SiO_2 pur et de SiO_2 et Si_3N_4

Les résultats de simulation montrent que pour une épaisseur de diélectrique équivalente, les deux guides présentent des pertes quasiment équivalentes avec un léger avantage pour le matériau bicouche oxyde-nitride avec 5.10^{-3} dB de pertes en moins. En somme, il est bien possible de compenser les contraintes mécaniques liées à l'épaisseur d'oxyde par l'ajout de nitride de silicium à condition de calculer de nouvelles dimensions du guide d'onde pour maintenir la même impédance caractéristique.

VII.3 Vieillessement et modes de défaillances en fonctionnement

En dehors des problèmes de fiabilité des procédés de fabrication, un interrupteur micromécanique en état de fonctionnement initial peut se dégrader jusqu'à la défaillance permanente. Différents phénomènes peuvent conduire à des modes de défaillances momentanées ou définitives. Ainsi, les phénomènes de collage ou « stiction » sont un mode de défaillance connus dont peut souffrir le commutateur. L'actionnement étant électrostatique, les phénomènes de piégeage de charges dans les diélectriques et de dégradation de la résistance de contact sont là encore des phénomènes altérant la fiabilité du dispositif. Enfin, les mouvements répétés de la structure et notamment la flexion des suspensions peuvent altérer la structure des matériaux induisant l'apparition du phénomène de fatigue du silicium monocristallin.

VII.3.1 Problèmes de collage

Le collage est le problème récurrent en terme de fiabilité en fonctionnement des structures MEMS en général. Ce phénomène consiste en l'immobilisation des parties mobiles des actionneurs, rendant leur fonctionnalité inutilisable. Les causes de ces phénomènes sont multiples et variées passant par des forces à l'échelle atomique voire à des effets capillaires humides et des effets électrostatiques. L'apparition et l'importance que ces phénomènes prennent dans les composants micromécaniques s'expliquent par la prédominance des forces de surfaces comparées aux forces de volumes à ces échelles micrométriques. Sans rentrer dans les détails de modélisations existantes et notamment proposées dans la thèse de Merlijin Van Spengen [3] de l'université catholique de Leuven, ces différents phénomènes basés sur les forces de Van der Waals, la création de jonction hydrogène, l'apparition de ménisques liés à la présence d'eau à la surface des actionneurs ou le piégeage de charges dans les diélectriques sont connus et des solutions existent en terme de conception et de stratégie d'actionnement pour en limiter voire en effacer les effets. Nous étudierons ainsi ces différents aspects en terme de contraintes sur la conception.

VII.3.1.1 Influence de l'eau

La présence d'eau est la principale cause de dysfonctionnement dans des actionneurs électromécaniques de dimensions micrométriques. En effet, les forces capillaires sont, après les forces électrostatiques, les phénomènes à longue distance et à intensité les plus élevées du monde microscopique. On retrouve l'expression de ces forces en fonction de la distance inter surfaces z , de l'angle du ménisque θ et la tension de surface du liquide γ_l .

$$F_{cap}(z) = \frac{2\gamma_l d \cos \theta}{z^2} [3]$$

On notera que cette force est d'autant moins importante que la température est élevée en raison de la dépendance linéaire de γ_l donnée par l'expression suivante :

$$\gamma_l = (75,6 - 0,167.T) \cdot 10^{-3} \text{ en J/m}^2$$

Pour limiter cet effet nuisible au bon fonctionnement du commutateur, le recours à des étapes de passivation par des couches hydrophobes minérales dites ALD [4] est envisageable, les couches organiques ne pouvant pas supporter les températures d'assemblage eutectique. Une autre possibilité est le recours systématique à la déshydratation avant assemblage des différents substrats, le procédé eutectique lui-même pouvant lui aussi présenter des phases de pompage et de chauffage permettant le dessèchement des substrats. Une fois assemblés en utilisant un procédé par glass frit pour le scellement du troisième substrat, l'humidité interne du composant ne devrait plus constituer un problème pour la fiabilité du dispositif.

VII.3.1.2. Les forces atomiques et moléculaires

Ces forces de surface deviennent prépondérantes pour des surfaces complètement sèches, sans présence d'eau ou lors de l'utilisation de surfaces hydrophobiques. Une surface de silicium ou d'oxyde sera naturellement hydrophile et contiendra une masse d'eau non négligeable. Par contre, une surface hydrogénée, soit Si-H, traitée à l'acide hydrofluohydrique HF, présentera une forte hydrophobicité se dégradant malheureusement rapidement dans le temps, la liaison moléculaire avec l'hydrogène n'étant que très faible. Cette force est créée par l'apparition de dipôles auto générés dans les molécules. Le rayon d'action de cette force est relativement courte puisqu'elle devient significative à partir de 0,165nm [3].

Ainsi, ce phénomène pourrait devenir prépondérant dans le cas d'un commutateur hermétiquement scellé et traité surfaciquement pour rendre les surfaces actives hydrophobes. Cependant, vu le rayon d'action relativement court de cette force, la rugosité liée aux dépôts des matériaux réduit de façon significative l'effet de cette force qui pourra aisément être compensée par la raideur de la structure. Il est donc nécessaire de dimensionner les actionneurs de façon à générer des forces de rappel suffisantes pour compenser le collage lié aux forces de surface.

VII.3.1.3 Les forces électrostatiques

L'apparition de charges de signe opposé entre deux surfaces en regard est un phénomène connu et utilisé pour la force d'attraction en résultant. Cependant, un phénomène parasite peut se produire, par piégeage de charges dans les diélectriques de protection des électrodes d'actionnement électrostatiques. Dans ce cas, les charges induisent un champ électrique pouvant entraîner l'immobilisation par collage des surfaces en regard. Ce collage n'est cependant pas définitif puisqu'une fois les charges évacuées, le système retourne dans sa configuration initiale. Seul problème de taille, la durée de vie des charges ainsi piégées qui dépasse largement les temps de commutation

et donc les constantes de fonctionnement. Ceci est dû à la nature même des charges, contenues dans les diélectriques dont la conductivité est très faible par définition.

L'idée pour limiter les effets de piégeage de charge est tout d'abord basée sur le mécanisme lui-même d'apparition de ces charges. Ainsi, la valeur de la tension, positive ou négative, entraîne l'apparition de charges de signes différents. La force créée par les charges quant à elle reste la même quelle que soit le signe de la polarisation appliquée puisqu'elle dépend du carré de cette dernière. Le principe est alors simple, il suffit de polariser l'actionneur alternativement avec un signal positif ou négatif de façon à injecter des charges de signes opposés et ainsi éviter l'accumulation d'une quantité de charges de même signe.

Une autre possibilité est de ne pas appliquer la tension nécessaire à l'effondrement électrostatique de manière continue tout au long du cycle ou le composant est maintenu à l'état bas. En effet, la tension de maintien est largement moins importante que celle nécessaire à l'actionnement. Restreindre la tension appliquée permettrait également de ne pas piéger trop de charges dans le diélectrique.

On a donc ici des optimisations de la fiabilité des composants par l'adaptation du système de commande sans optimisation de la conception pour un fonctionnement en environnement commun. Il est à noter cependant que dans le cas d'une utilisation dans des environnements à forts rayonnements ionisants, des effets de charges similaires sont rapportés par Steven S. McClure *et al.* [4].

VII.3.2 Fiabilité du contact métallique.

Un relais micromécanique à contact ohmique est par définition très sensible aux problèmes de contact électriques. Il est donc primordial de comprendre les phénomènes pouvant le dégrader afin d'évaluer voire d'augmenter la fiabilité du système. Ainsi, deux mécanismes interviennent pour dégrader la conductivité du contact métallique, l'effet d'impacts pouvant densifier localement les métallisations et l'application de puissance elle-même provoquant l'apparition du phénomène d'électromigration.

VII.3.2.1 Les dégradations mécaniques

Le déplacement des zones mobiles est connu pour entraîner une évolution des propriétés électriques et mécaniques des matériaux constituant les surfaces de contact. Ainsi, J. DeNatale et al. [5] montrent que différents phénomènes entraînent le tassement, de fusion à froid et d'augmentation de la rugosité de surface.

De plus, les parties mobiles pouvant atteindre des vitesses de plusieurs mètres par secondes au moment de l'impact, il est également possible qu'une microsoudure se produise entraînant le collage du dispositif de façon permanente.

Le choix des matériaux est alors le seul recours pour augmenter la fiabilité des dispositifs. Des études précises de vieillissement des matériaux sont alors à réaliser pour notamment observer le comportement de couches métalliques plus dures ou plus malléables que l'or dans les mêmes conditions expérimentales.

VII.3.2.2 Les effets électriques

Lors de son fonctionnement, un commutateur micromécanique ohmique est parcouru par des courants hyperfréquences. Ces derniers entraînent par effet joule à travers la résistance de contact, une élévation de la température de ce dernier. En résulte des phénomènes de création locale de jonctions entre les surfaces métalliques mais également un changement d'aspect lié à l'accroissement de la rugosité des surfaces due aux cycles répétés de contacts avec établissement de jonctions et de ruptures par arrachement de celles-ci.

De plus, lors du transfert de signaux de forte puissance, un phénomène dit d'électromigration peut survenir. Celui-ci consiste en la migration, sous l'effet de fortes densités de courants, de particules métalliques formant des agrégats ainsi que des zones lacunaires entraînant à terme la formation de circuits ouverts dans les métallisations. Cet effet peut être assimilé à de la fatigue des matériaux et est décrit plus précisément en VII-3.3.2.

VII.3.3 La fatigue des matériaux

Des études sur la fatigue de matériaux structurels tels le silicium poly-cristallin et l'or ont été menées notamment par O. Millet de DelfMEMS [6]. A notre connaissance, peu d'études traitent aussi profondément le cas du silicium monocristallin. On peut toutefois s'intéresser aux comportements relatifs au silicium poly-cristallin pour comprendre les mécanismes mis en jeu dans la dégradation des matériaux.

VII.3.3.1 Evolution du silicium poly-cristallin

Le cas du vieillissement d'une structure cantilever bi-encastree en silicium poly-cristallin est décrit par O. Millet dans le cadre de sa thèse sur la fiabilité des microsystemes. Le silicium polycristallin étant un matériau granulaire, dont les grains sont des mono-cristaux, les mécanismes de vieillissement suivent différentes étapes correspondant à des points de ruptures successifs. Ces différents phénomènes sont observables sur l'évolution de la raideur de la structure. Ainsi, des dislocations apparaissent tout d'abord dans les joints de grains entre les grains monocristallins. Ceci se traduit par une augmentation de la rigidité (Figure VI-02). La conductivité électrique diminue durant cette phase due à l'apparition de micro lignes de dislocation. La phase suivante se traduit par l'apparition des microfissures suivant les micro dislocations apparues précédemment. Enfin, après près de 10 Milliards de cycles, les grains monocristallins cèdent à leur tour provoquant une diminution de la raideur ainsi qu'une augmentation de la résistivité.

VII.3.3.2 Electromigration et fatigue des métaux

L'électromigration est un phénomène apparaissant lors de l'application de forte puissance dans les matériaux conducteurs. Ce phénomène permet de définir la puissance maximale supportée par la structure. En effet, pour des densités de courant élevées, les atomes des métallisations sont déplacés par le courant causant à terme des circuits ouverts (Figure VII-04). Ceci est décrit pour être croissant en fonction du carré de la densité de courant du signal dans la métallisation et exponentiel en fonction de la température [7].

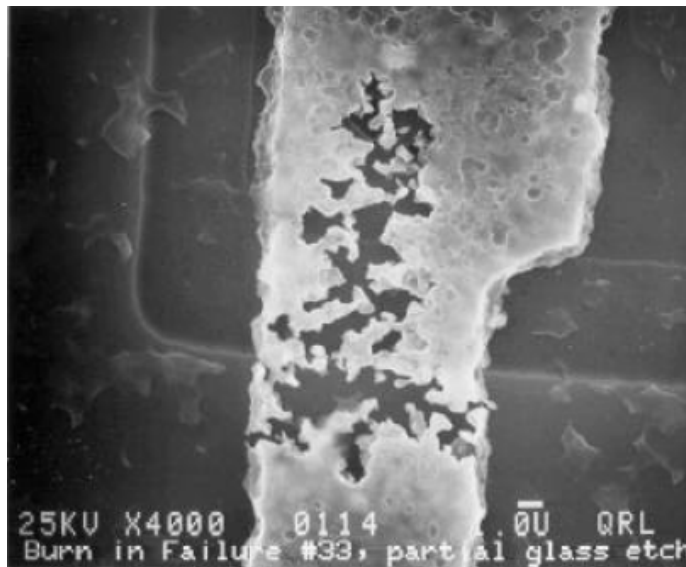


Figure VII-04 : Illustration du phénomène d'électromigration [7]

La figure ci-dessus, obtenue par imagerie électronique à balayage par Chipworks Inc. [7] illustre la formation de zones lacunaires dans un film métallique lors de l'application de fortes densités de courant. La forme complexe des lacunes s'explique par une apparition préférentielle de l'électromigration le long des joints de grains du matériau et de certains grains.

Ces phénomènes diffèrent suivant que l'on utilise une excitation continue dite DC ou en fréquence dite AC. D'après Merlijn Van Spengen [3], dans le cas de l'aluminium avec une densité de courant maximale de $1\text{mA}/\mu\text{m}^2$ en DC, on peut atteindre en AC une densité de $30\text{mA}/\mu\text{m}^2$ avant la défaillance. On obtient alors un facteur 30 entre les valeurs limites de courant du continu et du fréquentiel.

Une maximisation des sections des conducteurs est donc nécessaire pour permettre d'augmenter la tolérance des composants à de forts courants. Si on prend ainsi des lignes coplanaires de $3\mu\text{m}$ d'épaisseur et de $120\mu\text{m}$ de largeur, on obtient un courant limite de 10A en hyperfréquences en considérant des métallisations en aluminium.

De plus, l'étude de Chipworks Inc. [7] indique que l'utilisation de matériaux réfractaires tel le tungstène permet d'éviter le phénomène. Les zones sensibles du contact électrique pourraient alors être protégées par une couche superficielle de ce métal, augmentant alors la fiabilité de commutateur.

A notre connaissance, il n'y a pas d'estimation du seuil de densité de courant dans le cas de l'or mais on peut supposer qu'il est du même ordre de grandeur. Sachant que dans le cas d'un signal hyperfréquences de 40dBm, seul 0,4A de courant hyperfréquences sont présents dans les métallisations, ce type de dysfonctionnement ne devrait pas apparaître d'autant plus que la température du composant est stabilisée par la présence d'éléments massifs de silicium en dessous des zones actives. Enfin, une diminution de la taille des guides d'ondes entraînerait une plus forte sensibilité à ce phénomène.

VII.4 Conclusion

Ce chapitre a permis d'aborder les problèmes probables de fiabilité liés à la conception, la technologie de fabrication et le vieillissement lors du fonctionnement des structures. Dans les premiers cas, des solutions existent pour éviter les problèmes notamment pour la gravure profonde du silicium ou l'encapsulation. Le recours à la gravure du verre pour le report des contacts ou l'utilisation de glass-frit permettrait d'assembler de façon hermétique le composant évitant ainsi les problèmes de collage par le contrôle de l'atmosphère encapsulée et faciliterait la séparation des échantillons pour les tests. De plus, le recours à des couches isolantes plus complexes basées sur des bicouches d'oxyde et de nitrure de silicium permettrait d'augmenter la flexibilité dans la conception de composant.

En terme de fonctionnement, la forme d'onde de la tension d'actionnement peut être adaptée pour minimiser les problèmes de collage électrostatique et une conception adaptée permettrait de limiter les problèmes d'électromigration lors de l'utilisation en puissance des guides d'ondes.

Des études complémentaires seraient encore à réaliser pour améliorer la fiabilité des contacts métalliques dont il est probable que l'état de surface se dégrade irrémédiablement au fil des commutations chaudes sous l'effet combinées des arcs électriques et de l'échauffement du contact lors du passage du signal hyperfréquence. Par ailleurs, le vieillissement des matériaux structurels tel le silicium monocristallin ou l'oxyde de silicium sont des effets qui semblent inévitables, ils déterminent la limite supérieure de la fiabilité du système.

VII.5 Références

- [1] A. Polyakov, M. Bartek and J. N. Burghartz, “Mechanical Reliability of silicon wafers with through-wafer vias for wafer-level packaging”, *Microelectronics Reliability*, Volume 42, Issues 9-11, September-November 2002, Pages 1783-1788
- [2] Junseok Chae, Joseph M. Giachino, Khalil Najafi, “Wafer level vacuum package with vertical feedthroughs”, 18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS ‘2005, Miami, 2002, Pp. 548-551.
- [3] Ir. W. Merlijin Van Spengen, these de l’université Catholique de Leuven, IMEC, “MEMS Reliability : Stiction, Charging and RF MEMS”, 13 mai 2004.
- [4] Steven S. McClure, L. D. Edmonds, R. Mihailovich, A. H. Johnston, P. Alonzo, J. DeNatale, J. Lehman, and C. Yui, Radiation effects in micro-electromechanical systems (MEMS) RF relays, *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 49, no. 6, December 2002.
- [5] Jeffrey DeNatale, Robert Mihailovich, “RF MEMS Reliability”, The 12th International Conference on Solid State Sensors, Transducers '03, Boston, June 8-12, 2003, pp943-946.
- [6] Olivier Millet, Thèse de l’Université de Lille 1, “Fiabilité des Microsystèmes”, 2003
- [7] Ray Haythornthwaite, “Case Studies of Metallurgical Failure in Microelectronics”, http://www.chipworks.com/resources/whitepapers/CaseStudies_MetallurgicalFailureMechanisms_Mic.PDF

Chapitre VIII : Conclusion générale

VIII.1 Compte rendu des travaux réalisés

A l'issue des travaux menés dans le laboratoire de l'institut d'électronique, de microélectronique et de nanotechnologies, en collaboration avec Thales TRT, une nouvelle architecture de commutateur hyperfréquence a été étudiée afin de répondre aux problèmes de puissance des commutateurs MEMS existants.

En effet, l'intérêt du partenaire industriel se portait sur un composant micromécanique capable de commuter des signaux hyperfréquences dans la bande 20MHz-2GHz dont la puissance peut atteindre 10W, soit 40dBm. L'étude bibliographique préalable réalisée dans le second chapitre a permis de montrer que la topologie basée sur des membranes suspendues, qui représente la grande majorité des réalisations existantes, n'est pas adaptée pour des applications nécessitant la commutation de signaux de plus de 30dBm. La nécessité de s'orienter vers un nouveau type d'architecture s'est donc imposée ainsi que le choix d'un actionnement électrostatique. En effet, ce dernier permet d'obtenir de faibles consommations, une mise en œuvre aisée et des temps de réponse de l'ordre de la microseconde. Une proposition de commutateur a été avancée, basée sur l'actionnement vertical d'une partie de substrat supportant un contact ohmique de forme coplanaire. L'approche repose sur trois substrats dédiés, chacun à une fonction et permettant l'encapsulation collective des composants lors de leur assemblage.

Les chapitres III à V ont retracé l'étude globale nécessaire à la conception, au dimensionnement ainsi qu'au choix des procédés de fabrication du composant hyperfréquence. Il est en effet fondamental de comprendre quels mécanismes dominant et limitent les performances du dispositif étudié pour réaliser les compromis entre les aspects souvent antagonistes que sont : la mécanique, les hyperfréquences et la technologie intervenant dans la fabrication d'une telle structure. Ainsi le chapitre III traite des aspects hyperfréquences en rappelant certaines notions fondamentales

concernant les guides d'ondes et les performances des commutateurs MEMS avant de rendre compte des résultats de dimensionnement. L'étude se base sur des simulations hyperfréquences 3D compte tenu de la complexité à la fois des substrats et des structures dont les facteurs de forme sont de l'ordre de 100. A l'issue de ces dernières, il apparaît que la structure étudiée permet d'atteindre plus de 50dB d'isolation à 2GHz et 30dB à 20GHz pour des pertes d'insertions de l'ordre de 0,01dB. Il s'agit donc bien d'un commutateur dont les performances sont comparables aux réalisations publiées dans la littérature. Des grandeurs critiques tels que l'entrefer de commande, l'épaisseur des couches d'oxyde d'isolation ainsi que des métallisations déterminent principalement les performances du composant. D'autres, telles les dimensions latérales des suspensions, ne jouent un rôle qu'à plus hautes fréquences ce qui rend les dispositifs robustes en terme de performances à une dispersion topologique ce qui est favorable à une industrialisation.

Après les aspects hyperfréquences, le comportement mécanique et thermique de la structure sont abordés dans le chapitre IV. Une approche analytique étant possible, le fonctionnement théorique de la structure est tout d'abord présenté ainsi qu'une étude du temps de réponse de commutateurs membranaires. Ces modèles ont ainsi permis de réaliser un prédimensionnement, validé en terme d'ordre de grandeur par des simulations par éléments finis à l'aide du logiciel Coventorware. Des tensions d'actionnement comprises entre 30 et 60V sont ainsi obtenues en optimisant les dimensions des suspensions (de 150 à 300 μm) pour un entrefer de 1 μm . Ceci est suffisant pour garantir une bonne isolation dans l'état non passant du commutateur et des temps de commutation de l'ordre de la dizaine de microseconde, nécessaires pour rester compatible avec des applications en téléphonie mobile par exemple. Le comportement thermique quant à lui a été évalué à l'aide de modèles implémentés dans Matlab. La présence de silicium massif supportant les guides d'onde joue le rôle de radiateur prévenant l'échauffement excessif des structures lors de la propagation de signaux de forte puissance. La structure est donc bien appropriée pour supporter de tels signaux, reste à aborder les problèmes de fabrication.

En effet, la conception de cet interrupteur hyperfréquence nécessite la prise en compte de considérations liées à la technologie de fabrication. Ainsi, la gravure profonde, l'assemblage des différents substrats et le transfert des motifs de masques sur

les substrats percés ont fait l'objet d'études particulières dans le chapitre V. Ainsi, un procédé de gravure profonde a été mis au point, capable de graver un substrat avec des facteurs de forme comparables avec ceux du procédé BOSCH. Par ailleurs, une adaptation des méthodes d'enductions sur substrats percés à l'aide d'un flux d'azote et de résines épaisses a été présentée. Enfin, un procédé d'assemblage par thermocompression a été mis au point avec le souci de limiter le budget thermique au maximum. Ce chapitre constitua ainsi une étude préliminaire de la technologie nécessaire à la fabrication du commutateur conçu.

Après avoir rappelé les dimensionnements réalisés pour la conception du commutateur afin de répondre autant que possible au cahier des charges fourni par Thales, le chapitre VI a retracé les caractéristiques des composants réalisés. Ainsi, des pertes d'insertions importantes ont été observées. Avec plus de 2,5dB dans la bande de travail, les performances ne remplissent pas le cahier des charges mais les causes technologiques étant identifiées, des solutions peuvent être apportées pour les réduire et se rapprocher des spécifications. De plus, les performances en terme d'isolation sont satisfaisantes ce qui permet d'envisager une utilisation à plus large bande. En effet, on atteint 30dB d'isolation jusqu'à 40GHz. Un effort sur les pertes d'insertion induirait ainsi une utilisation possible jusqu'à 40GHz.

Les tests d'actionnement ont pour leur part apportés la confirmation de la validité des modèles concernant l'estimation des tensions de commande des différents dispositifs. En effet, les simulations par éléments finis ont été assez fiables concernant la fréquence de résonance des interrupteurs mais bien moins du point de vue de l'actionnement dont les modèles analytiques sont plus prédictifs. Ceci est certainement lié aux problèmes de facteur de forme de la structure que le mailleur automatique du logiciel Coventorware ne peut pas gérer.

La tenue en puissance n'est pas entièrement démontrée. En effet, seul 100 minutes sous 30dBm (soit 1W) ont montré qu'il n'y avait pas de variation de pertes d'insertion. Il n'a pas été possible de réaliser des tests à plus forte puissance par manque de temps et de matériel. Il était pourtant essentiel de pouvoir passer au minimum 10W pour estimer la robustesse de la structure face à l'électromigration de l'or des guides d'ondes et au claquage lors de la commutation à chaud.

Enfin, le chapitre VII présente des pistes pour guider la conception des prochaines générations de ce type de commutateur notamment en terme d'intégration, d'électromigration et d'encapsulation en introduisant des aspects liés à la fiabilité.

VIII.2 Perspectives

Les résultats obtenus montrent que cette nouvelle architecture est prometteuse. En effet, les problèmes de fabrication rencontrés sont essentiellement liés à l'âge des équipements utilisés. Ainsi, différentes approches peuvent être mises en œuvre pour accroître les performances du composant.

- Utilisation d'un réacteur plus récent pour la gravure profonde.

Les problèmes de « notching » lors des gravures des interconnexions disparaîtront avec les nouvelles générations de réacteurs plasmas couplés par induction. Ces derniers sont en effet dotés de systèmes de polarisation basse fréquence permettant d'éviter l'apparition de ces surgravures à l'interface silicium-oxyde. Il ne sera donc plus nécessaire de procéder au dépôt de silicium polycristallin dopé *in situ* pour assurer la fonctionnalité des interconnexions métalliques.

- Réalisation de *via* a travers le capot en Pyrex pour sortir les signaux RF

Cela permettrait une encapsulation hermétique ainsi qu'une découpe des composants plus facile.

- Procédés d'enduction par sprays

Pour une industrialisation, il sera nécessaire de recourir à des procédés d'enduction par sprays de polymères photosensibles pour fiabiliser les étapes de lithographie sur substrats percés.

- Intégration d'une couche de nitrure

Cette étape pourrait améliorer les performances en terme de pertes d'insertion ainsi que de garantir une structure plus faiblement contrainte. En effet, les effets n'étaient pas perceptibles sur les composants testés en raison des dimensions des suspensions. Dans le cas d'une application à plus grand entrefer de commande, des suspensions moins rigides seront à implémenter, rendant les commutateurs plus sensibles à ces contraintes.

- Implémentation d'un commutateur capacitif

L'architecture présentée est adaptable pour des applications à plus haute fréquence en mode capacitif en intégrant l'ensemble du guide d'onde sur le capot en Pyrex. Dans ce cas, des structures à plus grand entrefer de commande seront à envisager pour garantir de bonnes performances en terme d'isolation.

- Recours à des métallisations épaisses par pulvérisations cathodiques

Pour s'affranchir des problèmes liés au ménisque de la croissance par électrolyse, défavorables à l'obtention d'une bonne isolation capacitive, des métallisations utilisant des procédés de dépôt par pulvérisation cathodique structurés par gravure humide d'une couche sacrificielle de polymère photosensible dénommés « lift-off » sont à envisager. Une gravure directe des guides d'ondes peut également être envisagée, augmentant de fait les pertes métalliques des guides en rendant les flancs moins verticaux mais présentant l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre et convenant à des applications basses fréquences.

Il est ainsi possible de faire évoluer le composant basé sur cette nouvelle architecture vers différents produits dont les spécifications pourront couvrir des besoins en commutateurs série et parallèle. Il est donc envisageable d'utiliser ce type d'interrupteur sous forme de composant isolé ou en circuits associant différentes topologies pour la réalisation de fonctions plus complexes.

Annexe A :

Description du procédé de Fabrication

Cette Annexe décrit étape par étape le procédé de fabrication décrit dans ce manuscrit.

N° Etape	Intitulé But Matériel Utilisé Paramètre
1	<p>Nettoyage Substrats SOI et Silicium Eliminer toute trace de contamination pouvant créer des défauts ultérieurement Sorbonne de Chimie, Substrats SOI (100) Résistivité 2kΩ.cm Utilisation d'une solution d'acide fluorhydrique Utilisation d'une solution de peroxyde d'hydrogène et d'acide sulfurique HF 10% pendant 1min, Rinçage EDI pendant 10min, séchage par centrifugation H₂SO₄+H₂O₂ (1:5) pendant 10min, Rinçage EDI pendant 10min, séchage par centrifugation HF 10% pendant 1min, Rinçage EDI pendant 10min, séchage par centrifugation</p> <p>Nettoyage Substrat Pyrex H₂SO₄+H₂O₂ (1:5) pendant 10min, Rinçage EDI pendant 10min, séchage par centrifugation</p>
<i>Substrat SOI</i>	
2	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer les motifs du masque de gravure Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 40s ; Epaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min</p>
3	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du masque de gravure VIA face Arrière Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Hard Contact</p>
4	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat SOI</i> Solution MIF 351B ¼, EDI ¾ ; Temps de révélation : >2min,</p>
5	<p>Gravure profonde des VIA Réaliser la gravure de trous débouchants à travers le substrat SOI Réacteur STS de Thales ; <i>Substrat SOI</i> Procédé séquentiel de gravure profonde Bosch, Durée : 220min</p>

6	<p>Nettoyage Substrat SOI Éliminer les restes organiques du masque de résine et des la gravure profonde Acétone + Alcool avec agitation ultrasonique H₂SO₄+H₂O₂ (1:5) pendant 10min, Rinçage EDI pendant 10min, séchage par centrifugation.</p>
7	<p>Croissance d'oxyde LPCVD Créer la couche d'isolation nécessaire aux guides d'ondes coplanaires Four LPCVD ; <i>Substrat SOI</i> Épaisseur 2µm</p>
8	<p>Dépôt de silicium poly-cristallin dopé institut Créer une couche conductrice pour assurer la métallisation des interconnexions Four LPCVD ; <i>Substrat SOI</i> Épaisseur 2µm</p>
9	<p>Gravure du silicium poly-cristallin en face avant Éliminer la couche de silicium déposé pour éviter les problèmes hyperfréquence Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI</i> Gaz : SF₆ (50sccm) ; CHF₃ (20sccm) ; O₂ (7sccm) ; Pression : 140 mTorr ; RIE : 110W ; ICP : 450W.</p>
10	<p>Métallisation Face Avant Créer la couche d'accroche pour la croissance électrolytique des lignes CPW Bâtit de pulvérisation cathodique PLASYS ; <i>Substrat SOI face avant</i> Cible 1 : Chrome ; Paramètres 150W; 30sccm ; Temps : 30s ; Épaisseur : 25nm Cible 2 : Or ; Paramètres : 150W ; 10sccm ; Temps : 4min ; Épaisseur : 250nm</p>
11	<p>Métallisation Face Arrière Créer l'électrode en face arrière et la couche de scellement face arrière Bâtit de pulvérisation cathodique PLASYS ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Cible 1 : Chrome ; Paramètres 150W; 30sccm ; Temps : 30s ; Épaisseur : 25nm Cible 2 : Or ; Paramètres : 150W ; 10sccm ; Temps : 4min ; Épaisseur : 250nm</p>
12	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer les motifs du masque de croissance des CPW Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; Porte substrat Spécial ; <i>Substrat SOI face avant</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Épaisseur : 11µm Détourage : Vitesse : 1500 ; Accélération : 1000 ; Diamètre 93 ; Temps : 10s Recuit : 110°C pendant 4min <u>Remarque</u> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>
13	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Protéger la face arrière de l'électrolyse d'or Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; Porte substrat Spécial ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Épaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min <u>Remarque</u> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>

14	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du Ligne CPW Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat SOI face avant</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Proximité ; Avec espaceur</p>
15	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat SOI</i> Solution MIF 351B ¼, EDI ¾ ; Temps de révélation : >2min,</p>
16	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs nécessaires à l'électrolyse Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face avant</i> Gaz : O₂ (20scm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
17	<p>Fours Azotés Permet de recuire légèrement la résine pour assurer de la bonne stabilité des profils durant l'électrolyse. Fours à convection ; Cristalloire en Pyrex ; <i>Substrat SOI</i> Température : 80°C ; Temps : 1heure</p>
18	<p>Electrolyse d'or Permet de faire croître les 3µm d'épaisseur nécessaire aux CPW Sorbonne d'électrolyse ; Bain d'électrolyse ; Alimentation Continue ; Ampèremètre ; <i>Substrat SOI</i> ; Porte Substrat 3 pouces. Courrant : 60mA ; Temps : 30min ; Agitation 150 ; Température : 45°C</p>
19	<p>Nettoyage Eliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat SOI</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
20	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer le masque de « Libération face arrière » Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; Porte substrat Spécial ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Epaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min <u>Remarque</u> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>
21	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du masque de gravure face arrière Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Proximité ; Avec espaceur</p>
22	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat SOI</i> Solution MIF 351B ¼, EDI ¾ ; Temps de révélation : >2min,</p>

23	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
24	<p>Gravure de la couche d'accroche d'or Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat SOI</i>. Solution : KI ; Composition : 15g I₂+ 150g KI+500ml H₂O; Temps : 1min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <u>Remarque</u> : Observer régulièrement si la surface du substrat conserve un noir profond (matte). La couche est gravée lorsque la surface du substrat devient plus brillante.</p>
25	<p>Gravure de la couche d'accroche de chrome Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat SOI</i>. Solution : Honeywell Cr-Etch 3144; Composition : Acide Perchlorique + Ammonium-cerium (IV) Nitrate ; Temps : 1min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <u>Remarque</u> : Attendre 10s après le changement de couleur de la surface</p>
26	<p>Gravure du silicium poly-cristallin Permet d'ouvrir le masque de gravure en face arrière Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Gaz : SF₆ (50sccm) ; CHF₃ (20sccm) ; O₂ (7sccm) ; Pression : 140 mTorr ; RIE : 110W ; ICP : 450W.</p>
27	<p>Gravure de l'oxyde de protection Permet d'ouvrir le masque de gravure en face arrière Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Gaz : CF₄ (17sccm) CHF₃ (12sccm); Pression 35mTorr ; RIE 250W ; ICP 250W ; Temps : 1200s</p>
28	<p>Nettoyage Substrat Éliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat SOI</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
29	<p>Dépôt d'un métal de protection Permet de protéger les CPW des gaz de gravure lors de la libération Bâtiment de pulvérisation cathodique PLASSIS Cible 1 : Chrome ; Paramètres : 150W ; 30sccm ; Temps : 1min ; Epaisseur : 50nm</p>
30	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer le masque de « Libération face avant » Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; Porte substrat Spécial ; <i>Substrat SOI face avant</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Epaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min <u>Remarque</u> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>

31	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du masque de gravure face avant Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat SOI face avant</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Proximité ; Avec espaceur</p>
32	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat SOI</i> Solution MIF 351B ¼, EDI ¾ ; Temps de révélation : >2min,</p>
33	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face avant</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
34	<p>Gravure du masque métallique Permet d'ouvrir les motifs de libération en face avant Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat SOI</i> Solution : Cr-Etch ; Composition : Temps : 3min. Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote</p>
35	<p>Gravure de l'oxyde de protection Permet d'ouvrir le masque de gravure en face avant Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face avant</i> Gaz : CF₄ (20sccm) ; Pression 40mTorr ; RIE 50W ; ICP 350W ; Temps : 1200s</p>
36	<p>Nettoyage Substrat Eliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat SOI</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
37	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer le masque de « Libération face arrière » Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; Porte substrat Spécial ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Epaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min <u>Remarque</u> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>
38	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du masque de gravure face arrière Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Proximité ; Avec espaceur</p>
39	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat SOI</i> Solution MIF 351B ¼, EDI ¾ ; Temps de révélation : >2min,</p>

40	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
41	<p>Gravure profonde du silicium Etape de libération face arrière Réacteur plasma STS; <i>Substrat SOI face arrière</i> Procédé BOSCH</p>
42	<p>Gravure de l'oxyde enterré Etape de libération face arrière Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face arrière</i> Gaz : CF₄ (17sccm) CHF₃ (12sccm); Pression 35mTorr ; RIE 250W ; ICP 250W ; Temps : 1200s</p>
43	<p>Nettoyage Substrat Permet de nettoyer toutes traces de cire lié au procédé de gravure et la résine</p>
44	<p>Gravure profonde du silicium Etape de libération face avant Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat SOI face avant</i> Gaz : SF₆ (50sccm) ; CHF₃ (20sccm) ; O₂ (7sccm) ; Pression : 140 mTorr ; RIE : 110W ; ICP : 450W.</p>
<p><i>Substrat de Pyrex</i></p>	
45	<p>Métallisation Créer la couche d'accroche pour la croissance électrolytique des contacts Bâtit de pulvérisation cathodique PLASYS ; <i>Substrat Pyrex</i> Cible 1 : Chrome ; Paramètres 150W; 30sccm ; Temps : 30s ; Epaisseur : 25nm Cible 2 : Or ; Paramètres : 150W ; 10sccm ; Temps : 4min ; Epaisseur : 250nm</p>
46	<p>Dépôt PMGI SF19 pour Electrolyse Permet de créer un moule pour l'électrolyse des contacts Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; <i>Substrat Pyrex</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Epaisseur 3,5µm Détourage : Vitesse : 1500 ; Accélération : 1000 ; Diamètre 93 ; Temps : 10s Recuit 250°C pendant 2min</p>
47	<p>Dépôt de résine négative AZ nLOF 2020 pure Transférer le masque de « Electrode Pyrex » Centrifugeuse RC8 capot fermé ; <i>Substrat Pyrex</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 10s ; Epaisseur : 1,2µm Recuit : 110°C pendant 1min <i>Remarque</i> : Utilisation d'un entonnoir de Pyrex et d'un flux d'azote de 1bar pendant l'enduction.</p>
48	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du masque de « Electrode Pyrex » Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Pyrex</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Vacuum Contact</p>

49	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Pyrex</i> Solution MIF 726; Temps de révélation : 45s</p>
50	<p>Photolithographie UV250 Transférer les motifs du masque de « Electrode Pyrex » dans la PMGI Lampe UV250nm ; <i>Substrat Pyrex</i> Puissance lampe : 5,4mW/cm² ; Temps 10min ; Exposition pleine plaque</p>
51	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Pyrex</i> Solution NANO 101; Temps de révélation : 10min</p>
52	<p>Photolithographie UV250 Transférer les motifs du masque de « Electrode Pyrex » dans la PMGI Lampe UV250nm ; <i>Substrat Pyrex</i> Puissance lampe : 5,4mW/cm² ; Temps 10min ; Exposition pleine plaque</p>
53	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Pyrex</i> Solution NANO 101; Temps de révélation : 10min</p>
54	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Pyrex</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
55	<p>Electrolyse d'or Permet de faire croître les 3µm d'épaisseur nécessaire aux contacts Sorbonne d'électrolyse ; Bain d'électrolyse ; Alimentation Continue ; Ampèremètre ; <i>Substrat Pyrex</i> ; Porte Substrat 3 pouces. Courrant : 60mA ; Temps : 30min ; Agitation 150 ; Température : 45°C</p>
56	<p>Nettoyage Eliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat Pyrex</i> NANO Remover PG + Agitation ultrasonique pendant 10 min Rinçage EDI abondant Séchage par centrifugation.</p>
57	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Pyrex</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
58	<p>Gravure de la couche d'accroche d'or Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat Pyrex</i> Solution : KI ; Composition : 15g I₂+ 150g KI+500ml H₂O; Temps : 1min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <u>Remarque</u> : Observer régulièrement si la surface du substrat conserve un noir profond (matte). La couche est gravée lorsque la surface du substrat devient</p>

	plus brillante.
59	<p>Gravure de la couche d'accroche de chrome Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat Pyrex</i> Solution : Honeywell Cr-Etch 3144; Composition : Acide Perchlorique + Ammonium-cerium (IV) Nitrate ; Temps : 1min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <i>Remarque</i> : Attendre 10s après le changement de couleur de la surface</p>
60	<p>Dépôt d'oxyde de silicium PECVD Permet de créer une butée pour garantir le non écrasement des métallisations lors de l'assemblage Bâtit de dépôt PECVD ; <i>Substrat Pyrex</i> Epaisseur : 2,9µm</p>
61	<p>Dépôt de résine positive S1828 Transférer le masque de « Butée » Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; <i>Substrat Pyrex</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 10s ; Epaisseur : 3,5µm Recuit : 110°C pendant 1min</p>
62	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs des butées Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Pyrex</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 7s ; Mode : Hard Contact</p>
63	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Pyrex</i> Solution MIF 726 ; Temps de révélation : 45s</p>
64	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Pyrex</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 10s</p>
65	<p>Gravure de l'oxyde Permet de structurer les butées en oxyde de silicium Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Pyrex</i> Gaz : CF₄ (17sccm), CHF₃ (12sccm); Pression 35mTorr ; RIE 250W ; ICP 250W ; Temps : 5000s</p>
66	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Protéger les métallisations de la découpe Centrifugeuse RC8 capot ouvert ; <i>Substrat Pyrex</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 40s ; Epaisseur : 11µm Recuit : 110°C pendant 4min</p>
67	<p>Pré découpage Permet de créer les amorces pour la séparation des dispositifs après assemblage Scie à Diamant, <i>Substrat Pyrex</i> Cillons de 300µm de profondeur</p>

68	<p>Nettoyage Substrat Éliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat Pyrex</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
<p><i>Substrat de Commande</i></p>	
69	<p>Oxydation Sèche Permet de créer une couche d'arrêt Fours LPCVD ; <i>Substrat de silicium</i> Épaisseur : 0,1µm</p>
70	<p>Dépôt de Silicium poly-cristallin Création de l'entrefer Fours LPCVD ; <i>Substrat de silicium</i> Épaisseur : 2µm</p>
71	<p>Dépôt de résine positive S1818 Transférer le masque Centrifugeuse RC8 capot fermé ; <i>Substrat Silicium</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 10s ; Épaisseur : 1,5µm Recuit : 110°C pendant 1min</p>
72	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs des butées Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Silicium</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 4s ; Mode : Hard Contact</p>
73	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Silicium</i> Solution MIF 726 ; Temps de révélation : 45s</p>
74	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Silicium</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 10s</p>
75	<p>Gravure Cl₂ Permet de former les zones d'actionnement du substrat Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Silicium</i> Gaz : Cl₂ (4sccm) ; He (8sccm) ; Pression : 150mTorr ; RIE : 180W ; ICP : 0W ; Temps : 950s Remarque : Risques important de micromassage, Traitement MIF319 durant 10min avec agitation ultrasonique permet d'atténuer le phénomène.</p>
76	<p>Nettoyage Substrat Éliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat Silicium</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>

77	<p>Métallisation Créer la couche d'accroche pour la croissance électrolytique des anneaux de scellement Bâtit de pulvérisation cathodique PLASYSS ; <i>Substrat Silicium</i> Cible 1 : Chrome ; Paramètres 150W; 30sccm ; Temps : 30s ; Epaisseur : 25nm Cible 2 : Or ; Paramètres : 150W ; 10sccm ; Temps : 4min ; Epaisseur : 250nm</p>
78	<p>Dépôt de Nitrure de Silicium Permet d'isoler l'électrode de commande de l'électrode mobile du substrat SOI. Bâtit de dépôt PECVD ; <i>Substrat Silicium</i> Epaisseur : 250nm.</p>
79	<p>Dépôt de résine positive S1818 Transférer le masque de structuration du nitrure de silicium Centrifugeuse RC8 capot fermé ; <i>Substrat Silicium</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 10s ; Epaisseur : 1,5µm Recuit : 110°C pendant 1min</p>
80	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs du nitrure Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Silicium</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 4s ; Mode : Hard Contact</p>
81	<p>Révélation Rvéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Silicium</i> Solution MIF 726 ; Temps de révélation : 45s</p>
82	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Silicium</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 10s</p>
83	<p>Gravure du Nitrure de silicium Permet de structurer le nitrure de silicium Réacteur RIE du bâtit 5 en salle III-V ; <i>Substrat de Silicium</i> Gaz : CHF₃ (20sccm) ; CF₄ (20sccm) ; Pression : 50mTorr ; RIE : 125W ; T : 4min</p>
84	<p>Nettoyage Substrat Éliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat Silicium</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
85	<p>Dépôt de résine positive AZ4562 Transférer les motifs du masque de croissance des anneaux de scellement Centrifugeuse RC8 capot ouvert <i>Substrat Silicium</i> Vitesse : 3000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 20s ; Epaisseur : 11µm Détourage : Vitesse : 1500 ; Accélération : 1000 ; Diamètre 93 ; Temps : 10s Recuit : 110°C pendant 4min</p>
86	<p>Photolithographie UV400 Transférer les motifs masque « électrode de commande » Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Silicium</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 31s ; Mode : Proximité ; Avec espaceur</p>

87	<p>Révélation Révéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Silicium</i> Solution MIF 351B $\frac{1}{4}$, EDI $\frac{3}{4}$; Temps de révélation : >2min,</p>
88	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs nécessaires à l'électrolyse Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Silicium</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 30s</p>
89	<p>Electrolyse d'or Permet de faire croître les 2µm d'épaisseur nécessaire aux CPW Sorbonne d'électrolyse ; Bain d'électrolyse ; Alimentation Continue ; Ampèremètre ; <i>Substrat Silicium</i>; Porte Substrat 3 pouces. Courrant : 60mA ; Temps : 20min ; Agitation 150 ; Température : 45°C</p>
90	<p>Nettoyage Eliminer toute trace de résine sur les substrats Sorbonne de Chimie ; <i>Substrat Silicium</i> Acétone, Alcool + Agitation ultrasonique pendant 10 min respectivement Séchage par centrifugation.</p>
91	<p>Gravure de la couche d'accroche d'or Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat Silicium</i>. Solution : KI ; Composition : 15g I₂+ 150g KI+500ml H₂O; Temps : 1 min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <u>Remarque</u> : Observer régulièrement si la surface du substrat conserve un noir profond (matte). La couche est gravée lorsque la surface du substrat devient plus brillante.</p>
92	<p>Gravure de la couche d'accroche de chrome Permet de libérer les CPW en face avant et d'ouvrir le masque de gravure en face arrière. Sorbonne de Chimie; <i>Substrat Silicium</i>. Solution : Cr-Etch ; Composition ; Temps : 1min Rinçage abondant EDI. Séchage soufflette d'azote <u>Remarque</u> : Attendre 10s après le changement de couleur de la surface</p>
93	<p>Dépôt de résine positive S1818 Transférer le masque de « libération face arrière » pour créer des repères de découpe Centrifugeuse RC8 capot fermé ; <i>Substrat Silicium face arrière</i> Vitesse : 2000 ; Accélération : 1000 ; Temps : 10s ; Epaisseur : 1,5µm Recuit : 110°C pendant 1min</p>
94	<p>Photolithographie UV400 Transférer les repères de découpe Aligneur de Masque SussMicrotec MA6 ; <i>Substrat Silicium face arrière</i> Puissance lampe : 11,5W/cm² ; Temps : 4s ; Mode : Hard Contact</p>

95	<p>Révélotion Rvéler les motifs exposés Sorbonne de lithographie optique ; <i>Substrat Silicium face arriére</i> Solution MIF 726 ; Temps de révélation : 45s</p>
96	<p>Gravure des restes de résine Permet de s'assurer de la parfaite ouverture des motifs avant gravure Réacteur plasma TRION ; <i>Substrat Silicium face arriére</i> Gaz : O₂ (20sccm) ; Pression 200m Torr ; RIE : 150W ; ICP : 0W ; Temps : 10s</p>
97	<p>Gravure de l'oxyde de silicium Permet de structurer l'oxyde de silicium en un repère de découpage Réacteur RIE du bâtît 5 en salle III-V ; <i>Substrat de Silicium face arriére</i> Gaz : CHF₃ (20sccm) ; CF₄ (20sccm) ; Pression : 50mTorr ; RIE : 125W ; T : 30s</p>
Assemblage des Substrats	
98	<p>Plasma de Nettoyage Assurer la non contamination des métallisations avant l'assemblage Bâtît de pulvérisation cathodique ; <i>Substrats de Pyrex, SOI et de Commande</i> Cible 4 : Etch ; Paramètres : 45sccm ; 300W ; Temps : 1min</p>
99	<p>Alignement de Substrats Aligner les substrat de commande et SOI avant l'assemblage Suss MicroTeck BA6 ; Unitool 2-4 pouces; <i>Substrats SOI et de Commande</i> Mode : Contact with spacer ; Clamps without spacer</p>
100	<p>Assemblage de Substrat Permet de faire le premier collage nécessaire Suss Microtec SB6 ; Unitool 2-4 pouces; <i>Substrats SOI et de Commande</i> Température : 300°C ; Temps 40min ; Pression : 5bar ; Température de sortie 200°C</p>
101	<p>Alignement de Substrats Aligner les substrats de Pyrex et le précédent assemblage Suss MicroTeck BA6 ; Unitool 2-4 pouces; <i>Substrats Pyrex et précédent</i> Mode : Contact with spacer ; Clamps without spacer</p>
102	<p>Assemblage de Substrat Permet de faire le premier collage nécessaire Suss Microtec SB6 ; Unitool 2-4 pouces; <i>Substrats Pyrex et précédent</i> Température : 300°C ; Temps 40min ; Pression : 5bar ; Température de sortie 120°C <u>Remarque</u> : Il est nécessaire de descendre plus bas en température de fin de procédé en raison des différents coefficients de dilatation thermique du silicium et du verre.</p>
103	<p>Découpage Cette étape permet de séparer les composants fabriqués afin de les caractériser Scie Diamantée ; <i>Assemblage final</i> Découpage partiel de 550µm de profondeur <u>Remarque</u> : Ce découpage partiel permet d'éviter que de l'eau et des impuretés ne s'infiltrerent dans les composants, non hermétiquement scellés en face avant dû aux fentes des guides coplanaires.</p>
104	<p>Séparation des échantillons</p>

Annexe B :

Description du paramétrage de HFSS

I. Introduction

Le logiciel fourni par Ansoft, HFSS, est un produit basé sur la discrétisation spatiale en éléments finis de structures 3D complexes afin d'étudier leur comportement lors d'excitations par des signaux hyperfréquences. Comme pour tout simulateur, le maillage est un point crucial pour la convergence des simulations. Dans le cas de HFSS, un mailleur automatique performant est intégré mais il est toutefois possible de définir la qualité du maillage. En effet, le simulateur n'est qu'un outil qui donnera toujours un résultat, sous réserve de convergence. Il est donc nécessaire de s'assurer de la validité de ce résultat. Par ailleurs, les conditions aux limites ainsi que les constantes relatives aux matériaux sont des points clés pour la compréhension et la reproductibilité des résultats. Dans ce produit, l'opérateur n'a guère de possibilités d'action sinon de définir la bonne excitation adaptée au problème étudié ou la prise en compte de pertes dont les coefficients sont soit définis par la littérature, soit par rétro-simulations à base de mesures expérimentales.

II. Le maillage

Le logiciel HFSS inclut donc un outil de discrétisation spatiale en éléments finis. Pour mailler un composant à simuler, on choisit d'abord la fréquence la plus haute du domaine fréquentiel à balayer. En effet, la taille minimale des mailles est liée à la fréquence maximale du domaine de l'étude par des critères de convergence numérique, les règles de Shannon. Il est donc nécessaire de spécifier au préalable cette fréquence.

Le simulateur commence alors à mailler tout en résolvant les équations de Maxwell pour chaque élément. Des critères de continuité basés sur les paramètres S de la structure permettent au logiciel de savoir si le maillage est suffisant ou non. Par défaut, la dispersion de paramètre S entre deux itérations est fixée à 0,02. On

remarquera que cette valeur permet d'économiser le temps de maillage et de calcul ultérieur et permet d'obtenir des résultats plus ou moins satisfaisant dans un premier temps. Il faut toutefois noter que pour des structures à forts rapports d'aspects, c'est-à-dire qu'il existe de forts contrastes entre les dimensions géométriques de la structure, il est nécessaire d'augmenter la contrainte de convergence afin de s'affranchir de phénomènes de résonances parasites par exemple. Un autre point important pour s'assurer de la qualité des résultats est l'option qui impose au simulateur de converger au niveau du maillage successivement un certain nombre de fois pour éviter là encore l'apparition de phénomènes non physiques lors de la prédiction du comportement des systèmes simulés.

III. Les conditions aux limites

C'est un des points délicats dans toute simulation par éléments finis. En Effet, comme le simulateur résout chaque élément en utilisant le voisin comme référence, les valeurs mises aux limites du domaine de simulation sont primordiales. Suivant l'environnement donc, il sera nécessaire d'en choisir un. Pour comprendre comment choisir voici les différentes possibilités qu'offre HFSS et leurs utilisations.

Perfect H : Cela permet de définir que la partie tangentielle du champ magnétique par rapport à la surface est la même de chaque côté de la surface. Cela définit ainsi la présence d'un matériau conducteur magnétique parfait et ce champ perpendiculaire à la surface.

Perfect E : Signifie la présence d'un matériau conducteur électrique parfait, en somme une boîte métallique. C'est la condition limite par défaut du simulateur pour tous les conducteurs parfaits notamment. Dans ce cas le champ électrique tangentiel est nul de part et d'autre de la surface.

Impedance : Cela représente dans HFSS des surfaces dont on connaît parfaitement l'impédance. Le comportement des champs et des courants à cette interface sont alors calculés en utilisant des formules analytiques, le simulateur traitant de toute manière tous les champs dans les résistances de cette manière. Cette méthode pourrait être utilisée dans le cas où deux couches de diélectriques seraient séparées par une couche métallique résistive. Cette couche pourrait alors être simulée par la présence d'une surface affectée par ce type de condition limite.

Radiation : Ce type de conditions limites est utilisé pour simuler des systèmes ouverts où il est possible que des champs soient émis par radiation à l'infini tels que des antennes par exemple. Le simulateur traite alors le système en étendant les limites à l'infini en quelque sorte.

Conductivité finie : Ce type de condition est utilisé pour modéliser la présence de conducteurs à pertes. Ainsi, lors du choix des matériaux, les surfaces des volumes affectés par de tels matériaux seront affectés par de telles conditions dans le cas où l'épaisseur de celui-ci est supérieure à l'épaisseur de peau à la fréquence de travail. On notera que HFSS ne simule jamais ce qui se passe à l'intérieur de ces matériaux, sauf si on le force. Pour le cas où l'épaisseur de peau et celle du matériau seraient du même ordre de grandeur, des conditions d'impédance stratifiées (Layered Impedance) sont alors mieux adaptées.

Impédance Stratifiée : Ce type de condition revient à modéliser de multiples couches minces de matériaux en une seule surface. L'effet est alors le même que lors de l'utilisation d'une condition d'impédance à la différence qu'il est possible d'implémenter des impédances indépendantes des fréquences ou variant suivant une somme discrète voire une interpolation de fréquences.

Symétries : Cette condition limite permet de modéliser une partie seulement de la structure et de retrouver le reste par symétrie. Cela permet de réduire le nombre d'éléments et donc de gagner en temps de calcul. Il existe deux types de symétries, en Perfect E ou en Perfect H. Leur utilisation dépend de l'orientation des champs dans la surface d'application. Si les champs respectivement électriques et magnétiques sont normaux à la surface de symétrie, alors c'est respectivement la symétrie Perfect E et Perfect H qui conviennent.

Dans le cas d'un guide d'onde rectangulaire (Figure B-01) en mode de transmission TE_{10} , la ligne rouge définit un plan normal au champ H et normal la ligne bleu définit le plan normal au champ E. On montre alors comment découper le problème en utilisant les deux symétries distinctement.

Dans le cas d'une ligne coplanaire, le seul plan de symétrie possible est le plan médian au ruban central et dans ce cas, c'est une symétrie Perfect H qui seule convient.

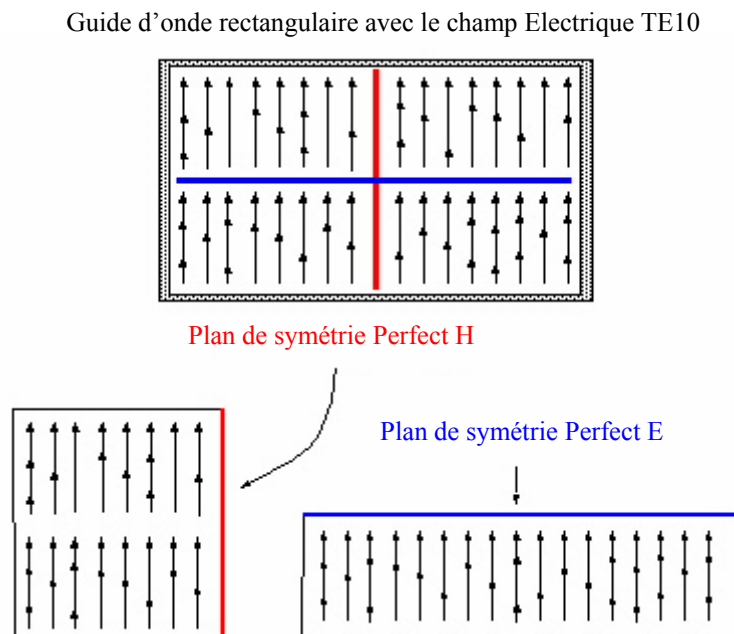


Figure B-01 : Modélisation d'un guide d'onde rectangulaire en mode TE_{10} par symétries Perfect E et Perfect H.

Maître - Esclave : Ce type de condition est utilisé dans HFSS pour traduire une périodicité dans la structure. Ainsi, à chaque point de la surface considérée comme esclave, la direction et la norme des champs sont les mêmes que dans la surface assignée comme maître. Il n'y a donc pas de condition de normalité de champ comme dans le cas d'une symétrie. Ce type de modèle permet de créer des réseaux infinis d'éléments.

Modèle RLC : Ce type de modèle représente une association d'une résistance R , d'une inductance L et d'une capacitance C en parallèles. Ce type de condition permet de définir une impédance variant en fonction de la fréquence. Il faut alors spécifier les valeurs de R , L et C , le simulateur calculant l'impédance par unité de surface en fonction de la fréquence automatiquement. Ce type de limite peut s'appliquer pour modéliser une connection avec un circuit externe dont on connaîtrait l'impédance d'entrée sous forme d'un RLC.

PML : (Perfectly Matched Layers) Ce type de condition limite traduit la présence d'un matériau fictif complexe absorbant complètement les champs électromagnétiques. Deux types de PML sont disponibles, le free space et reflection-free. Le premier est associé à un élément rayonnant qui renvoie toute l'énergie incidente vers l'infini dans toutes les directions. Ce type d'élément est plus approprié que la radiation car il permet de diminuer la taille du domaine étudié en se plaçant au contact des éléments rayonnants.

Le reflection-free PML permet de rayonner toute la puissance incidente dans la direction d'où l'onde est guidée. Ce PML est idéal pour simuler des réseaux d'antennes de phase puisqu'ils rayonnent dans une certaine direction.

Dans le cas de nos simulations, nous avons appliqué des conditions Perfect E sur les contours du domaine de calcul. En effet, tout le dispositif étant encapsulé, cela traduit alors la présence éventuelle d'un report métallique sur un composant ou sur un circuit intégré.

IV. L'excitation du guide d'onde coplanaire

Pour définir les points d'entrée et de sortie des ondes hyperfréquences, il est nécessaire de définir au préalable des surfaces rectangulaires sur lesquelles on pourra définir les ports d'excitations de la structure. Le dimensionnement de ce type d'élément ne se fait pas au hasard et dépend des dimensions du guide d'onde. On souhaite exciter le mode de propagation TE_{10} impair du guide d'onde coplanaire sans exciter le premier mode TE_{01} du guide d'onde rectangulaire que formerait le port dans la simulation. Ce dernier pouvant être défini comme un passe haut, il sera donc nécessaire de s'arranger pour que la fréquence de coupure du port soit supérieure à la fréquence maximale de l'étude. On notera que la fréquence de coupure d'un guide rectangulaire de section a et b s'écrit :

$$\lambda c = 2a \Leftrightarrow \frac{c}{F_c \sqrt{\epsilon_r}} = 2a \Leftrightarrow F_c = 2a \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c}, \quad \text{Eq. B-01}$$

Avec c la vitesse de la lumière dans le vide, a la dimension latérale du port, ϵ_r la permittivité diélectrique du matériau. On notera la même expression pour la dimension verticale b du port.

Une fois ces surfaces définies, suivant le type de guide d'onde, il est nécessaire de choisir le type d'excitation. Il est possible de définir que certaines parties des structures soient polarisées par des tensions, parcourues par des courants, exposées à des ondes incidentes ou à des polarisations magnétiques. Nous avons spécifiquement besoin d'une source de propagation guidée. Deux possibilités sont alors à prendre en compte suivant que la source de l'onde est à l'intérieur (Lumped Port) ou à l'extérieur (Wave Port). C'est ce dernier qui sied à la propagation des signaux dans le cas de la structure du commutateur, celui-ci devant être interconnecté à l'aide de guides d'ondes coplanaires.

Dans le cas d'un coplanaire, il est nécessaire de spécifier une ligne de terminaison ainsi qu'un nombre de modes. Cette ligne est en fait un vecteur qui part à mi-épaisseur du ruban central vers une masse. Le second port, port de sortie, devra être défini d'un vecteur de même direction et entre les mêmes métallisations de la ligne CPW. Le fait de définir le vecteur à mi-épaisseur permet d'éviter des effets de désadaptation du port avec la structure dus aux effets numériques d'une définition d'un port sur une arrête par exemple.

V. Les constantes des matériaux

Le simulateur HFSS possède une banque de donnée contenant une bonne partie des matériaux généralement utilisés pour la réalisation de MMIC. Ce sont des modèles parfaits dont les pertes ne sont pas prises en compte, et pour cause puisqu'il est très difficile d'en évaluer précisément les paramètres, ces derniers variant avec les technologies engagées dans la fabrication des composants. Ainsi, chaque institut, chaque centrale de technologie dépose des matériaux dont les pertes voire les caractéristiques diélectriques, conductrices, magnétiques sont différentes.

La prise en compte des pertes au niveau des matériaux se fait au niveau de paramètres soit de conductivité dans les diélectriques, soit sous forme d'une perte tangentielle diélectrique. En effet, dans le cas idéal, un matériau a une permittivité purement réelle alors qu'un matériau à pertes se traduit par une composante complexe supplémentaire. Là encore, cette représentation n'est valide que pour des diélectriques parfaitement uniformes. Comme il est pratiquement impossible de satisfaire ce critère d'uniformité, Welch et Pratt [1] en 1966 ont introduit le concept de pertes tangentielles pour rendre compte des pertes réelles des guides d'ondes.

On retrouve dans la littérature des gammes de pertes des matériaux diélectriques, de leur résistivité qui peuvent donner une première approche de ces valeurs. Il est cependant nécessaire de disposer de valeurs expérimentales pour calibrer plus finement le logiciel et arriver à des seuils d'erreurs exceptionnels. Ainsi, G. Rebeiz [2] propose un tableau récapitulatif des connaissances dans ce domaine (Tableau B-01).

Matériau	ϵ_r	$\text{Tan}(\delta) \times 10^{-3}$	Résistivité (Ωcm)	Claquage (MV)
Silicium	11,9		$10^{-3}-10^8$	0,3
GaAs	13,1	6	$<10^{12}$	0,4
SiC	9,7		10^{14}	2
Diamant	5,5	0,2	10^{18}	10
Quartz	3,78 à 4,6	0,1 [5]	$2 \cdot 10^{15}$	
Alumine	9 à 10	0,15 à 0,3	$10^{13}-10^{15}$	8,8 à 13,6
SiO ₂ PECVD	4,1 à 4,2	0,6 à 1,7	$>10^{16}$	6-7
Si ₃ N ₄ PECVD	6 à 9	0,6 à 1,7	10^8-10^{15}	5
SiO ₂ LPCVD	3,9	0,6 à 1,7	10^{13}	3,5
Si ₃ N ₄ LPCVD	6 à 9	0,6 à 1,7	10^{16}	10
Si ₃ N ₄ HDICP	6 à 9	0,003 à 0,005 [3]		9[3]

Table B-01 : Récapitulatif des paramètres des matériaux et de leur pertes connues [2]

VI. Références

- [1] J.D. Welch, H.J. Pratt, “Losses in Microstrip transmission Systems for Integrated Microwave Circuits”, NEREM Rec. Vol8, 1966, pp100-101.
- [2] Gabriel Rebeiz, “RF MEMS: Theory, Design and Technology”,
- [3] C.H. chang, J.Y. Qian, B.A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H.K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis, G.P. Li, “RF MEMS Capacitive Switches Fabricated with HDICP CVD SiNx”, Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International , Volume: 1, 2-7 June 2002, Pages:231 – 234

Annexe C :

Bibliographie sur l'assemblage de substrats

I. Introduction

L'assemblage de deux substrats, ou plus, est un procédé industriel largement utilisé en microélectronique et dans les microsystèmes. Celui-ci est essentiel pour la réalisation de circuits complexes alliant de l'électronique sur silicium, des MMIC sur substrats GaAs ou InP et des actionneurs, capteurs et autres transducteurs micromécaniques dans des technologies silicium. Le collage de substrat permet également l'émergence de composants protégés de leur environnement et donc potentiellement plus fiables pour des conditions d'utilisations extrêmes tels que les milieux liquides.

Il est ainsi possible de classer en deux grandes familles les techniques de collage : l'assemblage direct de substrat à substrat et le l'utilisation d'une couche intermédiaire. Ces dernières peuvent là encore être de diverses natures. On peut ainsi en trouver des diélectriques, métalliques ou de polymères. Quoi qu'il en soit, quel que soit la méthode employée, la rugosité et la planeité de surface vont conditionner la qualité et la viabilité de l'assemblage et constituent ainsi un critère caractérisant cet assemblage.

II. Etat de Surface

La condition préalable avant tout procédé d'assemblage de wafers est d'obtenir un état de surface satisfaisant pour viabiliser la jonction créée. De nombreux paramètres vont venir dégrader la qualité de la structure assemblée. Ainsi, la rugosité de surface interviendra directement sur la qualité et l'énergie de l'assemblage mais la distribution de la planéité du substrat et la présence d'éléments contaminant joue également un rôle sur cette dernière.

II.1 Problèmes de rugosité

L'assemblage direct de substrats est basé sur des interactions intermoléculaires de Van Der Waals. Du point de vue macroscopique, toutes les forces intermoléculaires sont à faible champ d'action, c'est pourquoi il est nécessaire d'avoir un minimum de rugosités de surface pour réaliser le bonding de deux substrats. Le niveau adéquat de ces rugosités dépend de la nature des espèces qui réaliseront la jonction. Ainsi, ces dernières détermineront la distance à laquelle les forces de liaison seront efficaces. La force F de surface décroît rapidement avec la distance t entre les surfaces en regard :

$$F \approx t^{-3}$$

D'après Q. -Y Tong [1], pour réaliser des assemblages efficaces, il est nécessaire d'avoir des valeurs de rugosité de l'ordre de grandeur de la maille cristalline des matériaux utilisés pour la jonction. On doit typiquement atteindre une rugosité de surface de l'ordre de 3 à 5.5Å correspondant à une valeur RMS de micro-rugosité de 0.5Å.

Dans le cas où la surface possède des espèces chimiques dont les atomes sont polaires tels que H-F, H-O ou N-H, on crée alors lors du bonding une force d'attraction puissante résultant de l'attraction entre deux dipôles constituant une liaison dite hydrogène. L'énergie de chaque liaison hydrogène est environ 10% supérieure à la liaison covalente précédemment présentée. Dans le cas d'une telle liaison, l'atome d'hydrogène réagit avec un atome électronégatif tel que l'oxygène, l'azote ou le fluor de la surface en regard. De plus, si un excès de molécules polaires est présent sur les surfaces en regard, d'autres liaisons pourront s'établir notamment entre les molécules polaires elles mêmes. Pour de nombreuses molécules polaires telles que HOH, HF ou NF, un groupe de 2 ou 3 molécules est plus favorable qu'une molécule isolée. La jonction entre celles-ci peut créer un pont entre les surfaces en regard. Dans ce cas, une force inter-moléculaire longue distance peut se mettre en place, réduisant ainsi les besoins en rugosité de surface pour les jonctions à température ambiante. Ainsi, des surfaces terminées par des groupes NH, OH ou FH nécessitent une microrugosité de 5 Å.

Lorsque les wafers sont assemblés, l'énergie pour les séparer peut s'exprimer comme le produit du nombre n de liaisons par unité de surface, aussi appelé densité de l'assemblage, avec l'énergie de chaque assemblage Eb . En général, on utilise l'énergie spécifique de surface γ pour mesurer l'énergie de l'assemblage :

$$\gamma = \frac{1}{2} nEb$$

Dans le cas où les substrats à assembler sont de même nature, l'énergie totale du bonding sera deux fois celle de l'énergie spécifique de surface de l'un des wafers. De manière générale, on prendra la moyenne des énergies spécifiques de surface comme énergie de liaison si les substrats sont séparés par une couche intermédiaire d'épaisseur t_b . On peut alors exprimer l'énergie spécifique de liaison de deux wafers de matériaux identiques grâce à l'équilibre des forces élastiques et des forces de liaison avant l'apparition de ruptures dans la structure cristalline des substrats :

$$\gamma = \frac{3}{32L^4} Et_w^3 t_b^2 \quad [1]$$

avec E le module d'Young des substrats, t_w l'épaisseur des substrats, t_b l'épaisseur de la couche intermédiaire et L le rayon du wafer.

Par ailleurs, puisque seul les molécules suffisamment proches peuvent créer des liens entre les surfaces en regard, le nombre de liaisons par unité de surface n sera déterminé par la rugosité de surface. Si les surfaces à assembler sont peu rugueuses, elles génèreront de fortes énergies de liaison.

II.2. Problèmes de planéité des substrats

Les surfaces des substrats n'étant pas parfaitement planes, les imperfections macroscopiques de la planéité ou l'existence de motifs récurrents (vagues) entraînent l'apparition de cavités entre les surfaces en regard. Il est possible, dans le cas de grandes énergies de liaison, de « colmater » ces espaces en utilisant l'élasticité des substrats. Pour des gaps de hauteur $2h$ et de rayon $2R$, dans le cas où les conditions suivantes sont respectées :

- Les deux substrats ont la même épaisseur t_w
- $R > 2t_w$

Alors il est possible d'exprimer l'énergie de liaison γ nécessaire pour éliminer les espaces libres entre les surfaces à mettre en contact :

$$\gamma > \frac{2}{3} \frac{E}{R^4} \frac{1}{1-\nu^2} t_w^3 h^2$$

L'atténuation de l'espace entre les entraîne un gain en énergie de liaison supérieure à celle nécessaire pour compenser les défauts. Ainsi, pour des épaisseurs de substrat faibles et des énergies d'assemblage élevées, la qualité de la jonction réalisée est améliorée. En effet, la contribution de la seule épaisseur intervient à l'ordre 3.

II.3 Propreté des surfaces

Comme le premier paragraphe de cette partie l'a mis en relief, les surfaces en regard des différents substrats à assembler doivent être suffisamment propres et lisses pour qu'un maximum de liaisons chimiques puisse s'établir. L'introduction de particules contaminatrices peut grandement réduire la réactivité de la surface ou créer des îles de matière empêchant localement le contact des surfaces en regard et provoquant ainsi la baisse rapide de l'énergie de liaison de la jonction. Ainsi une particule de hauteur $2h$ peut former une zone de non contact ou une bulle ayant un diamètre R de :

$$R = \left(0.67 \frac{E}{1-\nu^2} \frac{t_w^3}{\gamma} \right)^{(1/4)} \sqrt{h}$$

Par conséquent, une particule de seulement $1\mu\text{m}$ de diamètre crée une bulle de diamètre au moins 5000 fois supérieure, c'est à dire $0,5\text{cm}$, pour des substrats de silicium 4 pouces ayant $525\mu\text{m}$ d'épaisseur.

Par ailleurs, les impuretés piégées dans les couches proches de l'interface engendrent également des zones de non contact en migrant à la surface lors du procédé d'assemblage. Des hydro carbones peuvent ainsi former des précurseurs à la formation de bulles aux interfaces de jonction. On notera que dans des jonctions Si - Si, les bulles contiennent souvent de l'hydrogène, celui-ci pouvant se trouver dans le substrat à l'état d'impuretés.

III. Assemblage Direct

Il y a trois méthodes d'assemblage direct : par contact, anodique et par fusion. Ces deux dernières sont basées sur des liaisons chimiques fortes, garantissant des assemblages de bonne qualité.

III.1 Méthode dite par fusion

Ce mode d'assemblage est basé sur l'utilisation de fortes températures, proches du point de fusion des matériaux. Ainsi, pour l'assemblage de deux couches de verre [2], on place les deux substrats en contact et on chauffe à 600°C. La force de ce type d'assemblage peut être mesurée à l'aide d'une machine de traction. Dans le cas de l'article cité, A. Sayah *et al.* [2] utilisent un Autotrac DY-30 d'Adamel Lhomargy pour tirer sur les deux parties de l'assemblage. Le point de rupture dans ce type de procédé est entre 20 et 30 MPa, c'est à dire très proche de la résistance du matériau massif (44MPa, mesuré avec la même méthode). Dans ce cas, des coupes montrent que cette méthode ne permet plus de différencier une interface entre les deux wafer assemblés, signe de la qualité de la procédure.

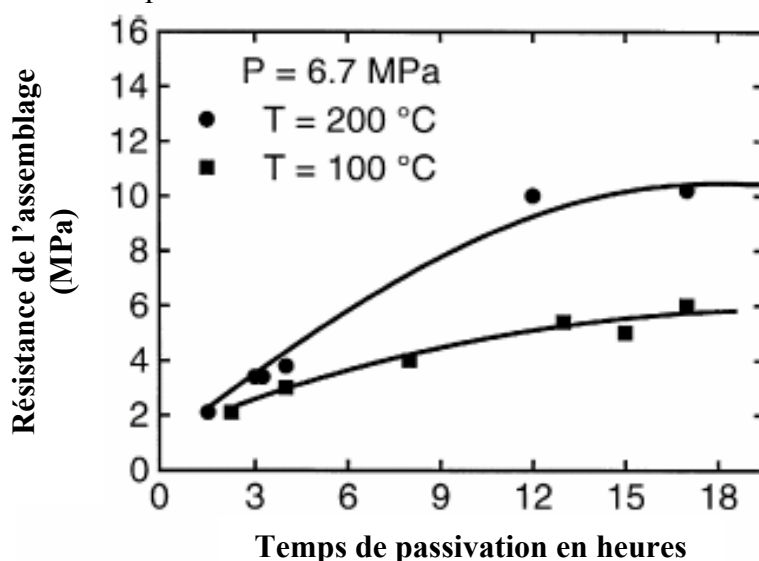


Figure C-01 : Variation de la force surfacique de contact en fonction du temps de recuit sous une pression constante de 6,7MPa [2]

Il est également possible de réaliser l'assemblage direct de deux substrats de silicium mais pour des températures plus élevées encore (de l'ordre de 1000°C d'après Q.-Y. Tong). Il faut alors éliminer la présence de tout oxyde à l'aide d'acide hydro fluorhydrique HF.

Pour des assemblages de différents types de matériaux, il est nécessaire de traiter les surfaces à mettre en contact à l'aide de HF (acide hydro fluorhydrique). Cette étape permet de créer des surfaces hydrophiles ce qui se traduit par une forte présence d'hydrogène mais également de fluor. La réalisation des liaisons covalentes nécessite alors environ 700°C. Il est important de noter que la formation de telles hétérostructures impose l'amincissement des substrats. En effet, plus les substrats sont épais, plus il y a de risques de fractures, de dislocations ou de désassemblage. Dans ce cas, les techniques les plus répandues consistent en des gravures chimiques en face arrière avec l'utilisation de couches de fin d'attaques, l'implantation anodique d'hydrogène entraînant la fragilisation mécanique de la zone implantée et le polissage mécanico-chimique CMP.

L'inconvénient de cette méthode est la température élevée qu'il faut atteindre. Il est possible de baisser cette température en mettant sous pression les deux substrats à assembler. Ainsi, A. Sayah *et al.* de l'EPFL à Lausanne, présentent un procédé assisté par la mise sous pression des substrats pour des applications en microfluidique. Le matériel utilisé est un CARVER 4120. C'est en réalité une presse permettant d'appliquer des pressions jusqu'à 50MPa sous 350°C. Le procédé d'assemblage se fait en trois étapes :

- Nettoyage des surfaces à mettre en contact pour éliminer les poussières et autres contaminations possibles qui gêneraient l'assemblage.
- Mise en contact des surfaces avec application de pressions variables. Le but est ici de favoriser l'apparition des forces de Van der Waals et de faire disparaître les poches par des déformations successives des substrats.
- Toujours sous pression, on vient chauffer l'assemblage pour l'étape d'annihilation. Cette étape permet la polymérisation des groupes Si-OH en Si-O-Si et la libération d'H₂O. Cela permet la création de liaisons fortes entre les surfaces en regard.

- La résistance de ce type d'assemblage est alors, pour une pression constante de 6,7MPa et pour des températures de 100°C et 200°C, proches de 6 et 10MPa respectivement. Il est toutefois nécessaire de laisser 12 heures l'assemblage sous pression en température. Les graphes de la page précédente montrent l'évolution de la résistance mécanique de l'assemblage en fonction du temps de prodédé et de la pression appliquée. Concernant la force appliquée, une valeur limite apparaît. Il n'est donc pas possible d'améliorer les propriétés mécaniques de l'assemblage en augmentant indéfiniment la pression exercée entre les substrats.

III.2 Assemblage anodique

Ce type de collage permet d'assembler un substrat de verre avec du silicium. Il est largement utilisé dans le packaging de capteurs pour son scellement hermétique, permettant d'isoler les circuits et structures micro-usinées du milieu environnant. Le mécanisme est basé sur le chauffage des substrats de silicium et de verre entre 300 et 400°C en appliquant un champ électrique externe allant de 200 à 1500V. Cette tension est maintenue pendant l'assemblage thermique pour faire migrer les ions positifs présents à l'interface verre/silicium vers la cathode située sur le verre. Ceci permet de créer une zone de déplétion en Na^+ au voisinage de l'interface des deux wafers. La chute de potentiel ainsi générée crée un champ électrostatique qui attire les deux surfaces en contact. La tension doit être appliquée assez longtemps pour permettre l'apparition d'un courant permanent nécessaire à l'assemblage [3]. La zone réalisant la jonction est facilement identifiable à travers le pyrex puisqu'elle prend une coloration grisâtre qui s'étend jusqu'au bords du wafer. Suivant la topologie de l'anode, la qualité de la jonction sera différente. Si on utilise une pointe comme anode, la jonction se fera lentement et les structures risquent de ne pas résister à l'application prolongée des fortes températures utilisées. Dans le cas d'une électrode recouvrant le substrat, le temps de liaison sera fortement diminué sans pour autant améliorer la qualité de la jonction. Le problème, dans ce cas, soulevé par J. T. Huang *et al.* [3] de l'université de Tapei, réside dans l'apparition de gaz au niveau de l'interface. Ce gaz ne pouvant être éliminé, il

pénalise l'efficacité de l'assemblage. C'est pourquoi J. T. Huang propose une topologie d'électrode en spirale pour allier les avantages de l'électrode planaire et ponctuelle. Dans ce cas, la multiplication des contacts ponctuels permet de réduire le temps de procédé tout en préservant la qualité de l'assemblage.

IV. Assemblage à couche intermédiaire métallique

Il y a trois techniques basées sur des couches de métal pour réaliser l'assemblage de substrats : le bonding eutectique, la siliciuration et le collage par soudure. En pratique, ces procédés ne sont pas entièrement différents puisque la plupart des soudures mettent en jeu des phases eutectiques.

IV.1 Assemblage eutectique- Siliciuration

Le principe repose sur la réalisation d'un alliage à partir de deux couches métalliques pures à l'origine. Il est donc nécessaire, en appliquant une pression de contact sur les substrats, d'atteindre la température à laquelle le métal diffuse dans le substrat, c'est à ce moment qu'on se trouve dans la phase eutectique du matériau. De nombreux alliages sont donc utilisables, tel que l'Al-Ge dont l'entrée en phase eutectique est à 424°C. Néanmoins c'est le couple Au-Si qui reste le plus utilisé pour sa relativement basse température de phase eutectique à 363°C. Cependant la fiabilité de cette technique est limitée par la présence récurrente d'oxyde de silicium à la surface des wafers. L'oxyde offrant un très faible coefficient de mouillage à l'or, l'accroche reste donc très faible. Trois techniques existent cependant pour contourner le problème dans le cas d'un assemblage en face arrière. [4].

- Frotter le substrat de silicium pendant l'assemblage pour casser la couche d'oxyde natif. Cette méthode n'est toutefois pas envisageable dans le cas de substrats micro-usinés ayant de fragiles microstructures en son sein.
- Enlever l'oxyde avant l'assemblage. Malheureusement l'oxyde natif suffit pour empêcher l'adhésion de l'or. C'est pour cela qu'il est nécessaire, après un nettoyage au HF, de procéder au bombardement

d'argon la surface à traiter et d'y déposer par pulvérisation cathodique la couche d'or.

- Déposer une mince couche d'accroche entre l'oxyde et l'or. On peut alors utiliser le chrome ou le titane pour former des structures Si-SiO₂-Cr-Au-Si ou Si-SiO₂-Ti-Au-Si.

La deuxième approche repose sur la formation de siliciure. Il est alors nécessaire de dépasser la température eutectique pour amorcer la diffusion de l'or dans le silicium et la formation de groupes SiAu₃. Cette méthode devra être évitée pour ses dégradations possibles des performances au niveau de circuits électroniques ou hyperfréquences.

Il est également nécessaire de réaliser des assemblages en face avant pour associer des circuits microélectroniques avec des structures micro-usinées. Cependant, dans ce cas, les oxydes du wafer ont une fonction de passivation et sont, de fait, fonctionnels. Il n'est donc pas envisageable de les enlever pour les besoins du collage. On introduit ainsi une couche métallique intermédiaire permettant la meilleure accroche de l'or. De nombreux métaux sont connus pour leur bonne adhérence sur les oxydes. Les meilleurs restent l'aluminium, le chrome et le titane. Malheureusement, l'alliage Al-Au est connu pour former des contacts de mauvaise qualité avec de faibles conductivités. Ceci est dû à la formation de siliciures isolantes à l'interface, causant des défauts dans le contact lors de l'assemblage Au-Al. L'aluminium est donc à proscrire au profit du chrome ou du titane. Par ailleurs, ces derniers sont de très bonnes barrières de diffusion, ils seront donc d'autant plus utilisés. Dans l'exemple donné dans [4], on utilisera un substrat de silicium couvert de 10-2000Å d'oxyde, d'une couche de titane ou de chrome de 300 à 2000 Å et finalement d'une couche d'or de 1000 à 2000Å. L'assemblage de ce type de wafer à des températures supérieures à la température eutectique donne lieu à la formation à des siliciures TiSi₂ ou CrSi₂, la couche d'oxyde étant perméable à la diffusion de ces éléments. Il est donc nécessaire de monter à des températures de l'ordre de 520°C pour réaliser l'assemblage eutectique, selon Wollbuttel *et al.* [4].

IV.2. Assemblage par soudure : cas du Flip Chip

Ce procédé, basé sur le dépôt d'un alliage à base d'étain, est utilisé très largement pour le packaging de dispositifs micro-usinés. Ainsi, David C. Miller *et al.* [5] de l'université du Colorado présentent un microrelais RF à actionnement thermique en capsulé par la méthode Filp Chip (Figure C-02). Le principe se base sur le dépôt manuel de billes de Sn/Pb (63/37) sur la surface puis on procède au fluage du dépôt. D'autres techniques basées sur l'évaporation ou sur la croissance électrolytique d'alliages soudables sont envisageables en mettant à contribution des techniques de photolithographie. Une fois la couche déposée, on procède à l'assemblage en chauffant entre 160 et 200°C puis on procède à un fluage pour améliorer les performances électriques des contacts Flip-Chip formés. Cette étape de fluage est réalisée en utilisant un flux d'acide formique sous forme gazeuse. D. Sparks *et al.* [6] précise l'utilité de ce type de procédé pour l'encapsulation de MEMS non planarisés. Dans ce cas, c'est le nickel qui est choisi comme matériau tampon. Il est déposé à l'aide d'un bain électrolytique à base de sulfamate de nickel. A noter l'importance de la quantité de matériau soudable utilisé. En effet, D. Sparks souligne qu'une couche trop faible entraîne un assemblage non hermétique mais qu'un excès de ce matériau conduit à la formation de billes qui peuvent déborder lors de l'assemblage et ainsi venir court-circuiter des lignes métalliques fonctionnelles.

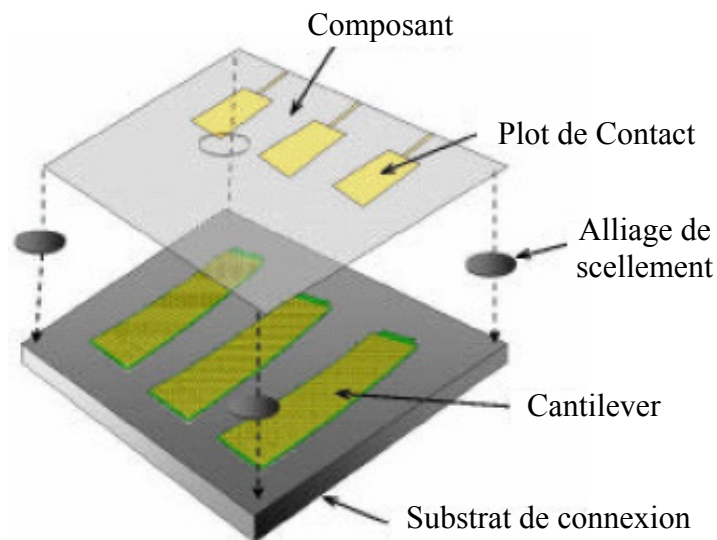


Figure C-02 : Illustration du principe d'assemblage dit « Flip-Chip »

Il est également possible d'utiliser d'autres alliages dans ce type de technologie. Ainsi, Chengkuo Lee *et al.* [7] de l'université nationale de Chiao Tung à Taiwan propose l'utilisation de In/Sn (50/50). Cet alliage a la particularité de fondre à 120°C. Par ailleurs, il est nécessaire de protéger la couche In/Sn par une couche Au/Sn (80/20) de 100nm pour éviter l'oxydation de l'indium dans l'air. Le procédé est effectué sous un vide à 5×10^{-5} Torr avec une température de 160°C et une pression sur les substrats de 3kg/cm² pendant 1h30. C. Lee précise que ce procédé permet d'obtenir des résistances d'interfaces au mieux de 207 kg/cm². En abaissant la température du procédé à la température eutectique de l'alliage, 120°C, la force de surface descend à 125kg/cm², et à 100°C, cette dernière n'est plus que de 50kg/cm². De plus, suivant la température, l'herméticité de l'assemblage varie. Ainsi, pour des jonctions à plus de 150°C, l'auteur rapporte des fuites en hélium de moins de 6×10^{-9} Torr.l/s. Pour des températures inférieures à 130°C, les fuites sont supérieures à 1×10^{-7} Torr.l/s. Pour déterminer la pression interne de la cavité sous vide, une méthode basée sur l'observation de la déformation du capot permet d'estimer la qualité du vide obtenu par ce procédé.

Il est dans ce cas nécessaire d'amincir le capot jusqu'à une épaisseur de 15µm. Le tableau C-01 permet d'estimer, suivant la déformation du diaphragme, la pression du vide dans la cavité. Ainsi, le vide obtenu est de 0,001 Torr pour une déformation mesurée de 4,1µm. De plus, un test de durée de vie en appliquant 1500 cycles thermiques entre -10°C et 80°C avec des paliers de 2 minutes par température, ont montré la fiabilité de ce type d'assemblage puisque les propriétés mécaniques après ces tests sont restés à 200kg/cm² et 6×10^{-9} Torr.l/s pour respectivement la force de surface et les fuites d'hélium. Finalement, on notera qu'une épaisseur de 6µm est strictement nécessaire pour réaliser le collage avec cet alliage. En effet, l'alliage présente une rugosité de surface de 2 à 4 µm. Il est donc nécessaire de présenter une épaisseur minimale de soudure pour palier cette rugosité. Les résultats présentés ont été obtenus pour une épaisseur de 12µm d'In/Sn.

Simulation du déplacement du point central d'un diaphragme concave en fonction de la pression interne [7]								
P _{interne} (Torr)	760	400	100	30	20	10	0.01	0.001
Déplacement (µm)	0	2.06	3.72	4.1	4.15	4.2	4.26	4.26

Tableau C-01 : Simulation du déplacement du point central d'un diaphragme concave en fonction de la pression interne

IV.3 Assemblage par laser

Dans le cas de dispositifs ayant de faibles budgets thermiques mais dont la mise en boîtier reste prépondérante dans le bon fonctionnement du dispositif, des solutions basses températures doivent être mises en œuvre. Ainsi, l'utilisation d'un laser à haute énergie pour chauffer localement une couche métallique pour réaliser l'assemblage permet d'éviter l'échauffement des zones actives plus sensibles en réalisant des assemblages dont la qualité est comparable au procédé anodique par exemple. Ainsi U.M. Mescheder *et al.* [8] de l'université de Stuttgart présente l'influence de la densité de puissance de la source laser CO₂ utilisée ainsi que la vitesse de balayage du spot sur la qualité de la jonction réalisée. Il apparaît donc qu'il est possible d'obtenir des traits de jonction entre 50 et 100 μm de largeur et que la force de jonction est de l'ordre de 40 MPa. La distribution de température induite par l'exposition du substrat entraîne une diffusion plus ou moins importante de la couche tampon dans le wafer. Ceci permet à l'auteur de déterminer que la forme de cette distribution est de type gaussienne.

D'autres études menées par V. Curicuta *et al.* [9] de l'université du Nebraska portent sur la réalisation de modèles pour la diffusion des couches intermédiaires dans les substrats lors de l'exposition à des lasers à forte densité énergétique.

IV.5 Méthode par thermo compression

De nombreux dispositifs ont un budget thermique limité. Ils nécessitent donc une encapsulation adaptée. Pour ce faire, il est nécessaire de développer des procédés d'assemblage de substrats à basse température pour ne pas altérer les systèmes actifs présents sur les échantillons. Ainsi, Akiomi Kohno *et al.* [10] des laboratoires de recherche mécanique de Hitachi Ltd. au Japon présentent une méthode basée sur la thermo compression d'une couche d'or préalablement traitée au plasma argon (Figure C-. En effet, l'idée est de nettoyer les surfaces à mettre en contact à l'aide d'un plasma inerte qui va graver physiquement les couches métalliques et autres pour éliminer oxydes et tout contaminants adsorbés. Ainsi, une étude réalisée par leur soin montre, dans le cas d'une couche d'or, que les impuretés sont généralement adsorbées sur une épaisseur de 6nm en dessous de la surface de contact. Un plasma ayant une tension d'accélération de 1.5keV sous un courant RF de 25mA permet de graver l'or à 3,3nm/min. Ce qui permet d'obtenir, au bout de 2 voire 3 minutes, une surface nettement moins contaminée. Cela permet un assemblage à la température ambiante de 423K des substrats avec des résistances mécaniques de jonction de 8MPa et 20MPa respectivement en traction et en cisaillement, ce qui suffit dans le cas d'applications MEMS selon l'auteur.

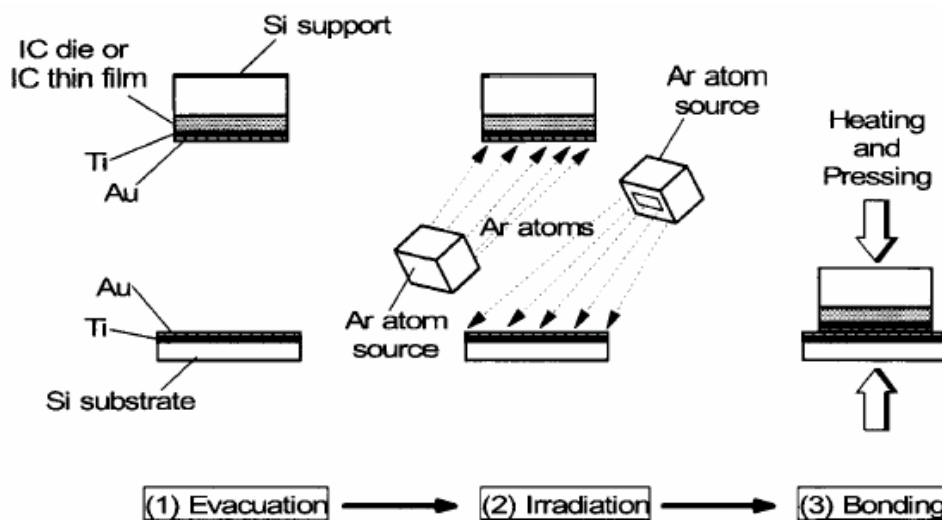


Figure C-03 : Etapes du procédé d'assemblage basse température de Kohno *et al.* [10]

V. Couche intermédiaire non métallique

V.1 Le collage anodique avec couche tampon

La réalisation d'assemblages de deux substrats de pyrex présente des intérêts en microfluidique notamment pour l'électrophorèse. Cependant, l'assemblage direct par procédé anodique n'est pas possible puisque la migration des ions Na^+ s'effectue dans les deux substrats. Il n'y a donc pas de différence de potentiel créée à l'interface des deux wafers et donc aucune force électrostatique maintenant fortement les deux substrats en contact. Il est alors nécessaire d'utiliser une couche mince comme barrière de diffusion de ces ions. Il est ainsi possible d'utiliser des couches de silicium polycristallin, d'oxyde de silicium, de nitrure de silicium ou même du siliciure de carbone SiC. Ainsi A. Berthold *et al.* [11] de l'université de technologie de Delft en Suède étudient l'utilisation d'une ou deux couches de ces matériaux pour la réalisation de microcanaux. La présence d'électrodes en aluminium leur impose des températures de l'ordre de 400°C et des tensions de procédé de 700V.

Les effets de la migration des ions Na^+ d'un tel procédé sont décrits par M. M. Visser *et al.* [12] de SINTEF Electronics and Cybernetics basée à Oslo. L'augmentation de leur concentration peut en effet conduire à une fragilisation du pyrex pouvant conduire à une plus faible résistance de surface que la jonction elle-même. Par ailleurs, l'auteur remarque des effets secondaires notamment lors de la présence de circuits CMOS sur l'un des substrats. Cela se traduit par une dérive des tensions de seuil des transistors MOSFET voir des diodes PN. Des tests de traction et une étude des fractures à l'interface ont permis de déterminer la force de surface à environ 13MPa. On notera que cette valeur ne reflète en réalité pas la force de la jonction réalisée mais la force d'adhésion de la couche déposée.

V.2 Les polymères

La recherche d'un moyen d'encapsulation à basse température pour la co-intégration de dispositifs micromécaniques avec de la microélectronique voir des circuits hyperfréquence, dont les budgets thermiques sont limités à conduit à l'utilisation de résines et autres polymères comme couche tampon entre les substrats à assembler. Ainsi, différents matériaux sont candidats pour réaliser ce type d'assemblage dits doux : les polyimides, époxy, thermoplastiques et résines photosensibles. Les avantages de ces couches intermédiaires résident dans leur température de polymérisation, généralement inférieure à 100°C, à leur élasticité permettant de réduire les contraintes des matériaux assemblés et à leur faible coût. Cependant, ce type d'assemblage ne sera pas hermétique et peu fiable puisque de nombreux polymères se dégradent à long terme et contaminent les liquides en contact avec eux. Pour des applications en microfluidique ou dans les bioMEMS, ce type de procédé ne peut être mis en œuvre. Par ailleurs, la force de surface obtenue par ce type d'assemblage reste faible comparativement aux autres techniques. Finalement, le vieillissement des polymères pose le problème de la fiabilité de l'assemblage réalisé.

Le procédé de fabrication se déroule ainsi toujours de la manière suivante :

- Nettoyage ($H_2O_2 + H_2SO_4$) et séchage du wafer
- Dépôt d'un promoteur d'adhérence sur les deux surfaces à assembler
- Dépôt du polymère sur l'une des surfaces
- Pré-recuit d'évaporation des solvants du polymère
- Assemblage sous vide avec application de pression de contact
- Recuit de polymérisation, en respectant les recommandations du fabricant, avec application de pression de contact.

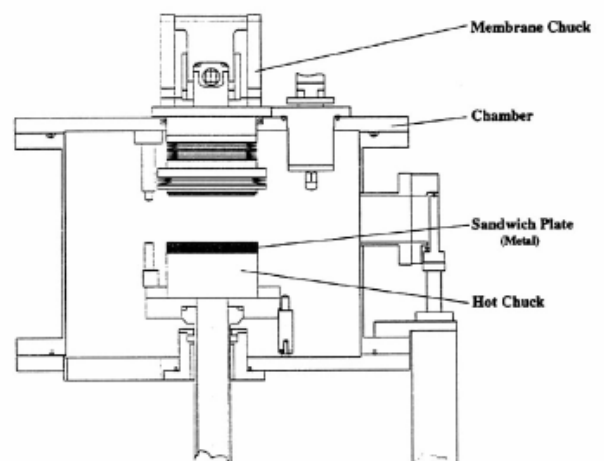


Figure C-04 : Schéma d'un bâti de collage de substrats KarlSuss [13]

Ce type de procédé utilise généralement un bâti Karl Suss SB6 [13] dont le diagramme schématique en Figure C-04 en présente l'aspect.

Frank Niklaus *et al.* [13] du Royal Institute of Technology de Suède procède à un comparatif de trois polymères face à leur capacité à former des assemblages sans zones non assemblées. Ainsi la résine S1818, le PI26610 et le BCB (benzocyclobutène). Le tableau ci-dessous résume les résultats de Frank Niklaus.

Matériau	Epaisseur de la couche (µm)	Température de pré-recuit (°C)	Temps de pré-recuit (min : sec)	Pression d'assemblage (bar)	Force de l'assemblage	Evaluation des zones non assemblées * (%)
BCB	4.0	65	5 : 30	1.7	forte	0**
BCB	1.2	65	5 : 30	1.7	forte	2
S1818	1.9	70	2 : 0	3.0	faible	0**
S1818	1.9	70	2 : 0	2.0	faible	3
PI2610	2.0	60	6 : 0	3.5	moyenne	10
PI2610	2.0	60	6 : 0	1.6	moyenne	20
PI2610	1.5***	60	6 : 0	1.6	moyenne	20
PI2610	2.0	115	1 : 0	1.6	moyenne	30
PI2555	2.6	60	5 : 30	1.6	moyenne	20
HTR3	5.5	-	0 : 0	1.6	moyenne	>90

* La couronne de 5mm autour du wafer n'a pas été comprise
 ** Assemblage sans vide
 *** Dépôts de polymères sur les deux faces

Tableau C-02 : Récapitulatif du procédé de collage par polymère [13]

V.3 Le « glass frit »

Cette méthode repose sur le dépôt par pulvérisation, centrifugation ou encore par sérigraphie d'une couche de verre. Celle-ci peut être structurée par photolithographie pour définir des zones de contact avant l'assemblage des substrats. Le point de fusion des verres disponibles sur le marché est dans la gamme des 400 à 650°C ce qui permet de réaliser des assemblage compatibles avec de faibles budgets thermiques sous des pressions d'environ 10^5 Pa. En ce qui concerne les coefficients d'expansion thermique de la couche d'assemblage, des valeurs comprises entre celles des substrats à assembler sont également disponibles suivant la composition du verre utilisé. Il est ainsi possible de solidariser des substrats de verre, de quartz ou de silicium sans aucun problème. La compatibilité avec des températures cryogéniques est même démontrée par Frank M. Antony *et al.* [14] de McCarter Technologies au Texas.

VI. Conclusion

Ainsi, suivant le budget thermique disponible, le niveau d'herméticité, différentes techniques d'assemblage de wafer sont disponibles. Pour des applications nécessitant de bonnes tenues mécaniques, l'assemblage direct voire l'utilisation d'un procédé anodique garantit des performances proches de la résistance d'un matériau massif. Pour des budgets thermiques moindres, des techniques dites de flip-chip basées sur la phase eutectique des alliages métalliques utilisés permet de limiter la température nécessaire au procédé d'assemblage tout en conservant un bon niveau de performances mécaniques. Enfin, pour les budgets thermiques serrés, l'utilisation de polymères et la thermo compression d'une couche tampon métallique permettent de rester en deçà de 200°C. Dans ces deux cas, la résistance de la jonction créée est plus faible et l'herméticité n'est pas assurée pleinement.

VII. Références

- [1] "Wafer bonding for integrated materials", Q. -Y. Tong, *Materials Science and Engineering B87*, 2001, pp323-328.
- [2] "Developmetn of novel low temperature bonding technologies for microchip chemical analysis applications", A. Sayah, D. Solignac, T. Cueni, M.A.M. Gijs, *Sensors & Actuators 84*, 2000, pp103-108.
- [3] "Improvement of bonding time and quality of anodic bonding using the spiral arrangement of multiple point electrodes", Jung-Tang Huang, Hsueh-An Yang, *Sensors & Actuators A102*, 2002, pp1-5.
- [4] "Low-Temperature intermediate Au-Si wafer bonding; eutectic or silicide bond", R.F. Wolffenbuttel, *Sensors and Actuators A 62*, 1997, pp680-686.
- [5] "Microrelay packaging Technology using Flip-Chip Assembly", David C. Miller, Wenge Zhang, Victor M. Bright, *IEEE Proceedings of the International Conference on MEMS '2000*, Miyazaki, Japan, January 23-27, 2000, pp265-270.
- [6] "Wafer to wafer bonding of nonplanarized MEMS surfaces using solder", D. Sparks, G. Queen, R. Weston, G. Woodward, M. Putty, L. Jordan, S. Zarabadi, K. Jayakar, *Journal of Micromechanics and Microengineering 11*, 2001, pp630-634.
- [7] "Wafer bonding by low-temperature soldering", Chengkuo Lee, Wei-Feng Huang, Jin-Shown Shie, *Sensors & Actuators 85*, 2000, pp330-334.
- [8] "Local laser bonding for low teperature budget", U.M. Mescheder, M. Alavi, K. Hiltman, Ch. Lietzau, Ch. Nachtigall, H. Sandmaier, *Sensors and Actuators A97-98*, 2002, pp422-427.
- [9] "Furnace and laser methods of bonding metals to ceramics : phenomenological investigation", V. Curicuta, D.E. Poulain, D.R. Alexander, R.J. De Angelis, S. Gasser, E. Kolawa, *Material Science and Engineering B68*, 2000, pp186-195.
- [10] "Bonding of IC bare chips for Microsystems using Ar atom bombardment", Akiomi Kohno, Yasuhiko Sasaki, Ryujiro Udo, Takeshi Harada, Mitsuo Usami, *Journal of Micromechanics and Microengineering 11*, 2001, pp481-486.
- [11] "Glass to glass anodic bonding with standard IC technology thin films as intermediate layer", A. Berthold, L. Nicola, P.M. Sarro, M.J. Vellekoop, *Sensors & Actuators 82*, 2000, pp224-228.

- [12] "Sodium Distribution in thin film anodic bonding", M. M. Visser, S. Weichel, P. Storas, R. de Reus, A.B. Hanneborg, *Sensors & Actuators A92*, 2001, 223-228.

- [13] "Void-Free Full Wafer Adhesive Bonding", Frank Niklaus, Peter Enoksson, Edvard Kälvesten, Göran Stemme, , *IEEE Proceedings of the International Conference on MEMS '2000*, Miyazaki, Japan, January 23-27, 2000, pp247-252.

- [14] "Frit Bonding, A Way to Larger and More Complex Silicon Components", Frank M. Anthony, Douglas R. McCarter, Matthew Tangedahl, Mallory Wright,
<http://www.mccarteret.com/images/Frit%20Bonding%20Abstract.pdf>

ANNEXE D : Algorithme RUNGE-KUTTA

Soit $u'(x)=f(x,u,v)$ et $v'(x)=g(x,u,v)$ un système d'équations non linéaire.

L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 se déroule par :

$$u_{i+1}=u_i+\frac{h}{6}(f_1+2f_2+2f_3+f_4), \quad v_{i+1}=v_i+\frac{h}{6}(g_1+2g_2+2g_3+g_4)$$

avec :

$$\begin{aligned} f_1 &= f(x_i, u_i, v_i), & g_1 &= g(x_i, u_i, v_i), \\ f_2 &= f\left(x_i + \frac{h}{2}, u_i + \frac{h}{2}f_1, v_i + \frac{h}{2}g_1\right), & g_2 &= g\left(x_i + \frac{h}{2}, u_i + \frac{h}{2}f_1, v_i + \frac{h}{2}g_1\right), \\ f_3 &= f\left(x_i + \frac{h}{2}, u_i + \frac{h}{2}f_2, v_i + \frac{h}{2}g_2\right), & g_3 &= g\left(x_i + \frac{h}{2}, u_i + \frac{h}{2}f_2, v_i + \frac{h}{2}g_2\right), \\ f_4 &= f\left(x_i + h, u_i + hf_3, v_i + hg_3\right), & g_4 &= g\left(x_i + h, u_i + hf_3, v_i + hg_3\right). \end{aligned}$$

De manière itérative, l'algorithme permet ainsi de tracer l'évolution de deux paramètres en fonction du troisième. Dans le cas où les variables sont la position, la vitesse et le temps, on peut ainsi modéliser à partir du système différentiel décrivant le comportement dynamique d'un composant, sa réponse temporelle.

Cet algorithme est implémenté en des fonctions *ode* dans MATLAB dont la précision dépend de l'ordre de la résolution ainsi que de différentes possibilités de paramétrage dont la description pourra être trouvée dans la documentation du logiciel. On retrouve ainsi dans le tableau suivant une liste exhaustive de ces fonctions. Le paramétrage nécessite la création d'un fichier spécifique (.m) contenant la description de l'équation différentielle sous forme de vecteur.

Paramètres	ode45	ode23	ode113	ode15s	ode23s	ode23t	ode23tb
RelTol, AbsTol, NormControl	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
OutputFcn, OutputSel, Refine, Stats	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
MaxStep, InitialStep	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Jacobian, JPattern, Vectorized	--	--	--	✓	✓	✓	✓
Mass MStateDependence MvPattern MassSingular	✓ ✓ -- --	✓ ✓ -- --	✓ ✓ -- --	✓ ✓ ✓ ✓	✓ -- -- --	✓ ✓ ✓ ✓	✓ ✓ ✓ --
InitialSlope	--	--	--	✓	--	✓	--
MaxOrder, BDF	--	--	--	✓	--	--	--

Tableau D-01 : Liste des programmes basés sur l'algorithme Runge-Kutta dans MATLAB

Annexe E : Liste des publications

Conférences

- [1] **Philippe Muller**, Nathalie Rolland, Jean-Philippe Polizzi, Dominique Collard, Lionel Buchaillot, “**Bulk Microswitch for power RF Applications**”, **MEMS 2005**, The 18th IEEE International Conference on MicroElectroMechanical Systems (MEMS), January 30- February 3, 2005, Miami, Florida, USA.

- [2] **Philippe Muller**, Nathalie Rolland, Jean Philippe Polizzi, Dominique Collard, Lionel Buchaillot « **Nouvelle architecture de commutateur MEMS RF de puissance** », Les 14^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes, JNM 2005, 11-13 mai 2005, Nantes.

- [3] O. Millet, **P. Muller**, O. Blanrue, B. Legrand, D. Collard, L. Buchaillot, “**Reliability of Non-Released Microstructures : Failure Analysis and Innovative Solution Process**”, The 13th IEEE International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Transducers '05, Seoul, Corea, 2005.

- [4] Michel Fryziel, Alexandre Boe, Carine Vanovershelde, Nathalie Rolland, **Philippe Muller**, Lionel Buchaillot, Paul-Allain Rolland, “**New H-Shape RF Microswitch design for Microwave and Millimeter Wave Applications**”, **MEMSWAVE 2004**, The fifth Workshop on MEMS for MillimeterWave communications, Uppsala, Sweden, June 30th – September 2nd, 2004