

THESE

Préparée

A l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologies (I.E.M.N.)

En vue de l'obtention du grade de

Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE (U.S.T.L.)

Spécialité : Micro-ondes et microtechnologies

par

Renaud ROBIN

CONCEPTION ET REALISATION DE COMPOSANTS MEMS POUR LES COMMUNICATIONS BASES SUR UN CONCEPT DE MEMBRANE SIMPLEMENT SUPPORTEE

Soutenue le 09 Décembre 2008 à l'I.E.M.N., devant le jury :

Président	Pr. A. CAPPY
Rapporteurs	Pr. J.P. RASKIN Pr. C. PELLET
Examineurs	Pr. P. BLONDY Dr. O. MILLET
Directeur de thèse	Dr. L. BUCHAILLOT

Thèse préparée au sein de l'équipe Microsystèmes Silicium à l'I.E.M.N. et en collaboration avec la société DelfMEMS.

Remerciements

Trois ans se sont écoulés depuis le commencement de ces travaux. J'étais alors à cent lieues de m'imaginer dans quelles aventures je m'étais engagé. J'avoue être passé par des moments d'optimisme béat comme de profondes déceptions. Ces émotions, certes contradictoires, ont pourtant chacune à leur manière participé à la motivation qu'il m'a fallu avoir pour finaliser ce travail. La motivation cependant, ne fait pas tout, et je dois reconnaître que les soutiens constants que j'ai reçus ont énormément compté pour moi. J'espère, de par ces humbles remerciements, rendre la pareille à ceux qui ont participé de près ou de loin à cette thèse.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Olivier MILLET, Président Directeur Général de DelfMEMS, pour avoir cru en moi dès le début et m'avoir proposé cette aventure. Au milieu des méandres de la création d'entreprise, il a veillé au bon avancement de ces travaux et a toujours été à l'écoute tout en préservant mon autonomie.

J'adresse également mes remerciements les plus vifs à Monsieur Lionel BUCHAILLOT, Directeur de Recherche à l'I.E.M.N., pour avoir encadré cette thèse. Sa disponibilité a souvent été synonyme de conseils pertinents et judicieux. Ses compétences scientifiques et sa bonne humeur ont participé à la dynamique de cette thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur Alain CAPPY, directeur de l'I.E.M.N., pour avoir accepté de juger la qualité de ce travail ainsi que de présider la commission d'examen. Je remercie aussi Monsieur Jean-Pierre RASKIN, Professeur à l'Université Catholique de Louvain (UCL) ; et Monsieur Claude PELLET, Professeur au Laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système de Bordeaux (IMS), pour m'avoir fait l'honneur de rapporter mes travaux. Je remercie sincèrement Monsieur Pierre BLONDY, Professeur au XLIM (Limoges), pour avoir pris le temps d'examiner ce travail et participer au jury.

Je tiens à remercier chaleureusement l'ensemble de l'équipe Microsystèmes Silicium (maintenant NAM6) pour la bonne humeur et la solidarité qui y règnent. C'est moins éprouvant de réaliser sa "techno" entouré de bons camarades...

Ce travail n'aurait pu être concrétisé sans l'aide efficace du personnel des plateformes technologique et caractérisation de l'I.E.M.N.. Pour la qualité de leur travail et leur aide précieuse, je leur adresse mes plus vifs remerciements. Une mention spéciale à Hermance et Christiane pour tous les dépôts PECVD toujours effectués avec le sourire.

J'adresse mes remerciements aux dynamiques membres de DelfMEMS (passés comme présents), plus que des collègues, j'y ai trouvé des amis. Je remercie particulièrement Loïc pour son aide en RF et son talent naturel au taboo ; Salim pour sa disponibilité au travail comme dans la vie de tous les jours ; Alex ("il est large hein?") pour sa bonne humeur et tous

les éclats de rire qu'on a partagés ; Nico pour son aide mécanique et la sueur perdue sur les courts ; Nizar pour son travail sur le déphaseur à base de double membrane ; enfin, Karim, qui a toujours pris du temps pour répondre à mes questions techniques et Catherine (Kate?) qui m'a allégé au maximum de la paperasse que j'affectionne tant.

Ce travail, notamment les phases de conception et de rédaction, n'aurait pas été le même sans le fond musical apporté par Opeth, Death, Immortal, Borknagar, Dissection, Persefone, Satyricon, In Flames, God dethroned, Ihsahn, Cradle, Primordial... Je n'ai toujours pas trouvé de meilleur remède à la routine dans le travail qu'une double grosse caisse et ce qui va avec. Je pense spécialement à Amon Amarth qui a été la pièce maîtresse de la B.O. de ce manuscrit : Odin et Thor n'ont jamais été plus actifs dans les MEMS!

Je profite de ces remerciements pour témoigner ma reconnaissance à tous mes amis pour le soutien indéfectible qu'ils m'offrent depuis des années. C'est donc d'un vibrant "Yop yop" que je salue Christophe qui a risqué sa vie avec moi depuis notre plus tendre enfance. D'un épique "HU!" que j'apostrophe mes frères de galère Zgeg & Lulu, Maxou & Sév, Erwan & LN, Michelin, Gaël, Mika, Grind, Morgan et tous les autres. Je me contenterai d'un simple "Salut Michel" lourd de sens pour saluer François ("assureur est un vrai métier"), Sofy, Debo, Clem; et d'un salut des plus distingués (si j'en suis capable) adressé à GG, Maud, Claire & Mat, Marco. Je tiens particulièrement à remercier Marie-Claude pour la révision complète du manuscrit qui n'a pas été des plus plaisantes.

Je remercie enfin du fond du coeur ma famille (qui ne cesse de s'agrandir ces derniers temps, pas vrai Loïc?) et mes proches : vous m'avez toujours tant donné. J'exprime ma profonde gratitude à mes parents qui m'ont permis d'arriver là et sont responsables pour une bonne part de ce que je suis : je vous dois tellement. J'ai une pensée pour ceux qui auraient été fiers d'assister à la fin de ces travaux mais qui, hélas, nous ont quitté trop tôt. Je tiens à dédier ce travail à la mémoire de mon grand-père Ernest.

Last but not least comme on dit, je voudrais embrasser ma compagne Amélie, qui partage mon quotidien depuis bientôt 7 ans. La vie est tellement agréable lorsque l'on est si bien accompagné. Je puise dans le bonheur que nous avons trouvé ensemble ma plus grande force.

Table des matières

Introduction générale.....	9
CHAPITRE 1 : VERS UN NOUVEAU COMMUTATEUR MEMS RF PLUS FIABLE.....	12
Introduction	13
I. Actionnement des commutateurs MEMS RF.....	14
I.1. Forces mises en jeu durant l'actionnement.....	14
I.2. Types d'actionnement.....	16
I.2.1. L'actionnement piézo-électrique.....	16
I.2.2. L'actionnement électromagnétique.....	18
I.2.3. L'actionnement par magnétostriction.....	21
I.2.4. L'actionnement électrothermique.....	23
I.2.4.1. L'actionnement électrothermique dans le plan.....	24
I.2.4.2. L'actionnement électrothermique hors plan.....	25
I.2.5. L'actionnement électrostatique.....	26
I.2.5.1. L'actionnement électrostatique dans le plan.....	27
I.2.5.2. L'actionnement électrostatique hors plan.....	30
I.2.6. L'actionnement hybride électrothermique à maintien électrostatique.....	32
II. Configuration et modélisation électrique.....	33
II.1. Configurations électriques des MEMS RF.....	33
II.1.1. Configuration série.....	33
II.1.2. Configuration parallèle.....	35
II.1.3. Configuration mixte série parallèle.....	36
II.2. Types de contact des commutateurs MEMS.....	38
II.2.1. Contact résistif.....	39
II.2.2. Contact capacitif.....	40
II.3. Modélisation circuit RLC d'un commutateur MEMS RF.....	44
II.3.1. Modélisation RLC d'un commutateur parallèle capacitif de type pont.....	44
II.3.2. Expression des paramètres RF en fonction du modèle RLC.....	46
II.3.2.1. Pertes d'insertion.....	47
II.3.2.2. Isolation.....	48
II.3.2.3. Pertes par réflexion.....	49
II.3.3. Influence des paramètres RLC.....	50
III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.....	52
III.1. Détermination des tensions en jeu.....	52
III.2. Facteurs influents sur la tension.....	54
III.3. Détérioration du diélectrique.....	56
III.3.1. Types de conduction dans les diélectriques.....	56
III.3.2. Impact de la conduction sur la fiabilité d'un commutateur.....	59
III.4. Auto-actionnement et auto-maintien.....	61
IV. Structure originale de DelfMEMS SAS.....	64
IV.1. Principe de fonctionnement.....	64
IV.2. Une fiabilité accrue.....	65
IV.2.1. Actionnement électrostatique à faible tension.....	65
IV.2.2. Des excursions importantes.....	66
IV.2.3. Des temps de commutations faibles.....	69
IV.2.4. Un concept robuste.....	71
IV.2.5. Comparaison entre la structure en H et une membrane bi-encastree.....	73

Conclusion.....	75
Bibliographie Chapitre 1.....	76
CHAPITRE 2 : CONCEPTION MECANIQUE ET RADIOFREQUENCE DU COMMUTATEUR	
.....	83
Introduction.....	84
I. Concept général du commutateur.....	85
II. Conception mécanique de la structure.....	88
II.1. Cadre des simulations couplées.....	88
II.1.1. Actionnement avec la macroscopie ESSOLV.....	88
II.1.2. Actionnement à l'aide de boucle imbriquées.....	90
II.1.3. Actionnement à l'aide de TRANS126.....	91
II.1.4. Actionnement à l'aide de SOLID226.....	92
II.1.5. Comparatif des modélisations.....	92
II.2. Conception mécanique de la structure	94
II.2.1. Influence du gap et de la rigidité sur les déflexions.....	94
II.2.2. Conception des bras de décorrelation	96
II.2.3. Influence des ailettes	99
II.2.3.1. Influence sur les niveaux de contraintes.....	100
II.2.3.2. Influence sur le phénomène de zipping	101
II.2.3.3. Influence sur les fréquences de résonances	101
II.2.3.4. Influence sur la tension d'actionnement et la flèche maximale.....	103
II.3. Une structure mécaniquement plus fiable	104
II.3.1. Force de contact	104
II.3.2. Tenue en température	106
III. Modélisation radio-fréquence du SPDT.....	108
III.1. Choix du type de ligne utilisée pour le signal RF.....	108
III.1.1 La ligne coplanaire.....	108
III.1.2 La ligne microruban.....	109
III.1.3. Choix du type de ligne.....	110
III.2. Performances RF du SPDT.....	111
III.2.1 Temps de calcul et optimisation des simulations.....	111
III.2.2 Etude de la transition.....	112
III.2.2.1 Différentes possibilités de transitions.....	112
III.2.2.2 Transition coplanaire 50Ω vers microruban 90Ω.....	114
III.2.2.3 Transitions coplanaire vers microruban 50Ω et 90Ω.....	114
III.2.2.4 Transition coplanaire 67Ω vers microruban 90Ω.....	116
III.2.2.5 Transition avec stubs ouverts.....	118
III.2.2.6 Détail de la solution choisie.....	119
III.2.3 Etude du stub radial.....	121
III.2.3.1 Principe.....	121
III.2.3.2 Conception du stub papillon.....	121
III.2.3.3 Performances présentées par le stub radial.....	122
III.2.4 Etude RF du SPDT.....	123
III.2.4.1 Spécificités de la conception.....	123
III.2.4.2 Résultats obtenus avec le modèle optimisé.....	124
III.2.5 Validation du système complet.....	125
III.3. Etudes complémentaires.....	126
III.3.1 Influence des règles de conception technologique sur la RF.....	126

III.3.2 Influence des marges de couche d'accroche.....	127
III.3.3 Influence du nitrure de silicium PECVD capacitif.....	127
III.3.4 Evaluation des pertes dues au commutateur.....	128
Conclusion.....	130
Bibliographie Chapitre 2.....	131
CHAPITRE 3 : REALISATION TECHNOLOGIQUE ET CARACTERISATION DU COMMUTATEUR.....	133
Introduction.....	134
I. Réalisation technologique des dispositifs.....	135
I.1. Synthèse du procédé technologique.....	135
I.2. Choix et optimisations des matériaux.....	137
I.3. Optimisations des opérations technologiques.....	141
I.3.1. Optimisation de l'électrolyse.....	141
I.3.2. Optimisation des gravures humides	145
I.3.3. Optimisation des gravures sèches	151
I.3.4. Recouvrement et encapsulation	153
I.3.5. Optimisation de la libération	156
II. Caractérisations mécaniques de la structure.....	158
II.1. Caractérisations sous pointes.....	158
II.1.1. Mesure de la tension d'actionnement.....	158
II.1.2. Dispositif anti-stiction.....	163
II.1.3. Mesures du nombre de cycles et du temps de commutation.....	165
II.2. Caractérisations par microscopie et FIB.....	167
II.2.1. Allures des membranes.....	167
II.2.2. Analyses des résultats.....	170
III. Caractérisations radio-fréquences de la structure.....	173
III.1. Description du banc de mesure.....	173
III.2. Mesure des paramètres S.....	174
III.2.1. Paramètres S de la transition.....	174
III.2.2. Paramètres S du microruban.....	176
III.2.3. Paramètres S du commutateur.....	178
IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques.....	184
IV.1. Rétro-simulations RF.....	184
IV.1.1. Influence des membranes coupées.....	184
IV.1.2. Solutions alternatives pour le contact capacitif.....	186
IV.2. Mise en oeuvre technologique des solutions alternatives.....	189
Conclusion.....	191
Bibliographie Chapitre 3.....	193
CHAPITRE 4 : ENCAPSULATION DES COMMUTATEURS MEMS RF.....	197
Introduction.....	198
I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF.....	199
I.1. De la nécessité d'utiliser un packaging.....	199
I.2. Niveaux de packaging	200
I.3. Différents types de packaging.....	201
I.3.1. L'encapsulation simple.....	202
I.3.2. In situ packaging / cavity packaging / shells packaging.....	203
I.3.3. Wafer level packaging	204
I.3.3.1. Surface bonding.....	204

I.3.3.2. Metal layer bonding	205
I.3.3.3. Insulated layer bonding	207
I.3.3.4. Tableau récapitulatif	208
II. Wafer level packaging à chauffage localisé.....	210
II.1. Principe et avantages d'un chauffage localisé.....	210
II.2. Validation de la solution envisagée.....	212
II.2.1. Modélisation thermodynamique analytique.....	212
II.2.2. Modélisation par éléments finis.....	215
II.2.3. Considérations sur l'électromigration.....	216
II.2.4. Etude RF de l'encapsulation.....	217
II.3. Réalisation technologique du bonding localisé.....	222
II.3.1. Comparatif des techniques de scellement à base d'or.....	223
II.3.2. Réalisation technologique du WLP.....	226
Conclusion.....	229
Bibliographie Chapitre 4.....	230
CHAPITRE 5 : PERSPECTIVES	234
Introduction.....	235
I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur.....	236
I.1. Différents types de circuit déphaseur.....	237
I.2. Choix du type de déphaseur.....	241
I.3. Simulations de cellules élémentaires	242
I.2.2.1. Déphaseur 2 bits.....	244
I.2.2.2. Déphaseur 4 bits.....	246
I.2.2.3. Déphaseur 3 cellules en bande W.....	248
II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé.....	251
II.1. Conception des capacités variables.....	252
II.1.1. Contexte et principe.....	252
II.1.2. Conceptions mécaniques.....	253
II.1.3. Fabrication.....	258
II.1.4. Application des capacités variables à un wattmètre.....	262
II.1.4.1. Principe.....	262
II.1.4.2. Réalisation technologique.....	263
II.2. Conception de SPST ohmique série.....	265
II.2.1. Présentation et avantages de la structure.....	265
II.2.2. Etude mécanique du commutateur.....	268
II.2.3. Etude RF du commutateur.....	270
II.2.4. Réalisation technologique du dispositif.....	272
Conclusion.....	274
Bibliographie Chapitre 5.....	275
Conclusion générale.....	279
ANNEXES.....	282
ANNEXE A1. Modélisations analytiques.....	283
A1.1. Modélisation analytique simplifiée de la déflexion de la membrane.....	283
A1.2. Modélisation analytique de la déflexion de la membrane avec prise en compte des variations de la force électrostatique.....	286
ANNEXE A2. Détermination de la fréquence de résonance d'une poutre simplement supportée	290
ANNEXE A3. Détail du procédé de fabrication employé.....	292

ANNEXE A4. Détail des masques employés pour la réalisation technologique.....	299
A4.1. Niveau 1 : formation de la couche d'accroche.....	299
A4.2. Niveau 2 : diélectrique pour l'isolation des électrodes.....	301
A4.3. Niveau 3 : gravure du moule d'oxyde.....	302
A4.4. Niveau 4 : encapsulation du nitrure.....	303
A4.5. Niveau 5 : nitrure capacitif.....	304
A4.6. Niveau 6 : formation de la membrane.....	305
A4.7. Niveau 7 : ouverture du chrome.....	306
A4.8. Niveau 8 : ergots de maintien.....	307
ANNEXE A5. Procédé de fabrication packaging.....	308
ANNEXE A6. Détail du procédé de fabrication des SPST.....	314
ANNEXE A7. Bibliographie personnelle.....	318

Introduction générale

Les commutateurs RF MEMS (Radio-Frequency MicroElectroMechanical Systems) sont en cours de développement depuis une vingtaine d'années. En effet, les premiers composants de ce type ont été présentés à la fin des années 1980. Malgré leur fiabilité très faible à l'époque et le manque de théorie associée, cette technologie a bénéficié d'un engouement important. Vers le milieu des années 1990, l'étude des commutateurs MEMS a connu une expansion impressionnante notamment du fait des performances RF démontrées par les premiers dispositifs.

Au début des années 2000, plus de trente sociétés, dont des géants de la microélectronique (Texas Instruments, Samsung, NEC, Motorola, STM...), ont tenté de développer le commutateur qui répondrait aux nouvelles demandes du marché. Il fallait aussi compter avec les autres acteurs : les plus grands instituts universitaires (Université du Michigan, Berkeley...) qui, eux aussi, proposaient leurs lots de démonstrateurs. Les apports de la communauté scientifique dans ce domaine ont donc été nombreux et petit à petit la technologie a acquis plus de maturité.

Cependant, à l'heure actuelle, aucun commutateur n'a pu s'imposer réellement sur le marché, principalement à cause d'un manque de fiabilité et d'un coût de composant trop élevé après encapsulation. Le développement de cette technologie est donc toujours d'actualité et de nouveaux acteurs, comme la société DelfMEMS, ont depuis investi ce marché. Spin-off de l'Institut d'Electronique de Microélectronique et des Nanotechnologies (I.E.M.N.), cette jeune société s'est fixée comme objectif de développer des commutateurs MEMS RF pour les télécommunications. Dans ce contexte concurrentiel, elle a imaginé utiliser une membrane simplement supportée afin de réaliser la fonction de commutation.

Cette thèse réalisée à l'IEMN au sein de l'équipe Microsystèmes Silicium, en

Introduction générale

collaboration avec l'entreprise DelfMEMS, a pour but d'envisager la conception de nouveaux composants MEMS basés sur ce principe de membrane simplement supportée pour la bande de fréquences K (de 18 à 26GHz). Le choix de cette bande de fréquence s'explique par le fait que la société développe essentiellement des composants pour la bande de fréquence DC-20GHz. Des commutateurs pour la bande K permettent de compléter le catalogue de l'entreprise et ainsi cibler d'autres marchés que la téléphonie mobile par exemple (radars anti-collision, dépointage d'antennes intelligentes...).

Ce manuscrit, composé de cinq chapitres, présente l'ensemble des résultats obtenus durant ces trois années de recherche. Le premier chapitre propose une présentation des commutateurs MEMS RF ainsi que des notions mécaniques et RF associées à cette technologie. Cela concerne aussi bien les différentes techniques d'actionnement, que la mise en équation des phénomènes mécaniques et des performances RF ; ou encore le détail des mécanismes de défaillance les plus courants. Le concept de membrane simplement supportée est explicitée afin de démontrer comment de telles structures peuvent constituer une alternative plus fiable aux commutateurs existants.

Le chapitre deux présente la conception mécanique et radio-fréquence d'un nouveau composant destiné à réaliser un circuit SPDT (Single Pole Double Throw). Tandis que le chapitre un décrivait un cahier des charges d'une structure plus fiable (grandes déflexions, faible tension d'actionnement...), ce deuxième chapitre a pour but de montrer comment cette structure peut répondre à ces spécifications suite à cette double phase de conception.

Le chapitre suivant décrit dans un premier temps la réalisation technologique du dispositif : mise au point du procédé technologique et optimisation des différentes étapes qui le composent. Les caractérisations des structures réalisées sont présentées

Introduction générale

dans un second temps, avant d'analyser les résultats obtenus. Suite à cette analyse critique, plusieurs pistes sont proposées afin d'améliorer le système complet.

Puisque l'encapsulation constituait un problème majeur de ces composants, il paraissait important d'étudier cet aspect. Le chapitre quatre résume le travail qui a été fait sur ce point particulier. Pour ce faire, un bref état de l'art des techniques existantes est proposé avant d'étudier plus en détail des solutions d'encapsulation faible température plus adaptées aux commutateurs. Une solution d'encapsulation par chauffage localisé par effet Joule est alors proposée.

Pour finir, le chapitre cinq envisage quelques perspectives associées au commutateur réalisé ou à son procédé de fabrication. Ainsi, on verra par exemple que le SPDT peut être employé facilement dans des circuits déphaseurs ou que le procédé de fabrication technologique permet de réaliser simultanément des SPDT, des capacités variables ou des inductances trois dimensions...

Enfin, en conclusion générale à ce manuscrit, une synthèse du travail effectué sera réalisée avant de présenter les travaux envisagés dans le futur.

Chapitre 1 :

Vers un nouveau commutateur MEMS RF
plus fiable

Introduction

Les commutateurs de type RF MEMS (Radio-Frequency MicroElectroMechanical Systems) présentent des performances à l'heure actuelle très avantageuses. On retiendra notamment les faibles pertes alliées à une consommation minimale sans oublier une très bonne linéarité et cela même à haute fréquence [1]. Ces caractéristiques font qu'ils sont désormais capables de concurrencer les commutateurs semi-conducteurs tels les diodes PIN, les transistors à effet de champ ou encore les composants silicium sur saphir. Dans des domaines d'applications comme la téléphonie mobile et les télécommunications en général, les commutateurs RF MEMS représentent une alternative avec laquelle il faut désormais compter.

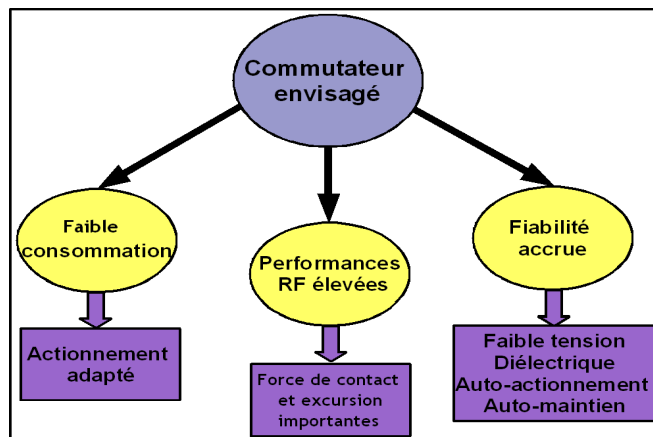


fig. 1 : Axes d'études pour la réalisation du nouveau commutateur

Comme illustré ci-dessus le commutateur réalisé devra pour répondre aux exigences fixées par les technologies concurrentes présenter les trois facteurs de qualité retenus : une consommation faible, des performances RF élevées ainsi qu'une fiabilité accrue. Concernant ce premier facteur, les principales techniques d'actionnement de commutateurs MEMS seront présentées avant de déterminer celle retenue. Pour le deuxième aspect recherché, les différents types de contact et de topologies électriques seront explicités avant de présenter les paramètres RF exprimés à l'aide d'un modèle équivalent RLC. Enfin, certains mécanismes de défaillance inhérents à ces structures seront détaillés avant de présenter une nouvelle structure originale répondant aux attentes décrites précédemment.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

I.1. Forces mises en jeu durant l'actionnement

Les commutateurs MEMS s'articulent autour de trois parties : deux parties fixes qui sont le système d'actionnement et la ligne de transmission, et une partie mobile qui assure la fonction de commutation. Le déplacement de la partie mobile peut être selon les cas latéral ou vertical mais généralement il s'agit d'un mouvement vertical. Pour ce faire deux types de structures sont particulièrement représentés : les membranes de type pont et celles de type encastré libre (cantilever). Dans les deux cas, la membrane est généralement située au dessus de la ligne de transmission et s'abaisse suite à la force exercée par le système d'actionnement.

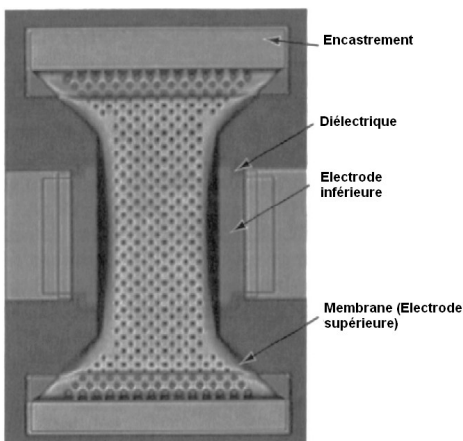
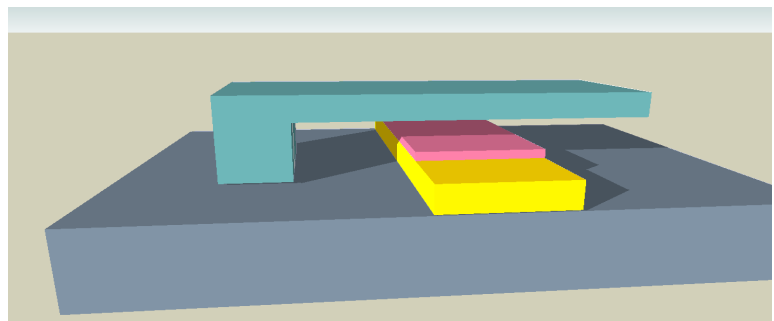
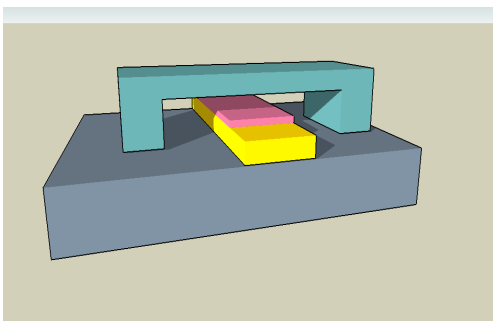


fig. 2 : Membrane pont (Raytheon) [56]

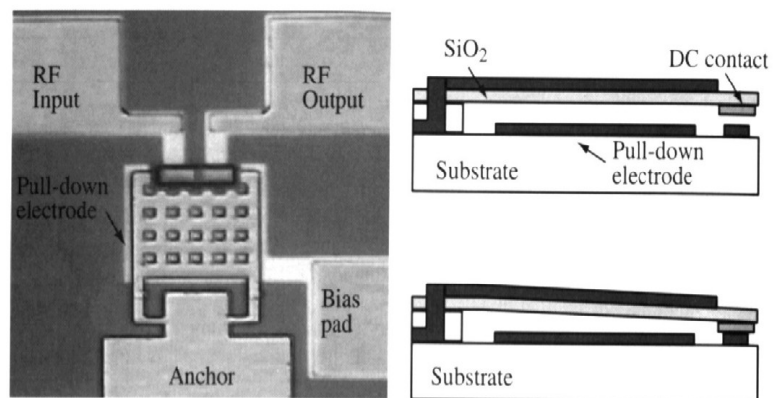


fig. 3 : Membrane cantilever (Motorola) [1]

Lors de l'actionnement de la structure, il apparaît deux forces : la force générée par le système d'actionnement et la force de rappel de la structure induite par sa raideur et s'opposant au mouvement. Lorsque la force d'actionnement générée est

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

supérieure à la force de rappel, la structure se déforme jusqu'à entrer en contact avec la ligne de transmission. Une nouvelle force intervient alors, il s'agit de la force de contact. Le système composé de la membrane et de la ligne de transmission est alors à l'équilibre et selon le principe fondamental de la statique on obtient l'équation suivante:

$$\vec{F}_{actionnement} + \vec{F}_{rappel} + \vec{F}_{contact} = \vec{0} \quad \text{soit par projection verticale} \quad (1.1)$$
$$F_{actionnement} = F_{rappel} + F_{contact}$$

Compte tenu des dimensions des membranes les forces d'accélération peuvent être négligées puisque la masse des structures est extrêmement faible. De façon analogue, tant les forces de surface que celles de frottements sont bien supérieures à celles d'inertie ou de gravitation. L'équation (1.1) est donc valable dans la mesure où l'on ne tient pas compte des frottements.

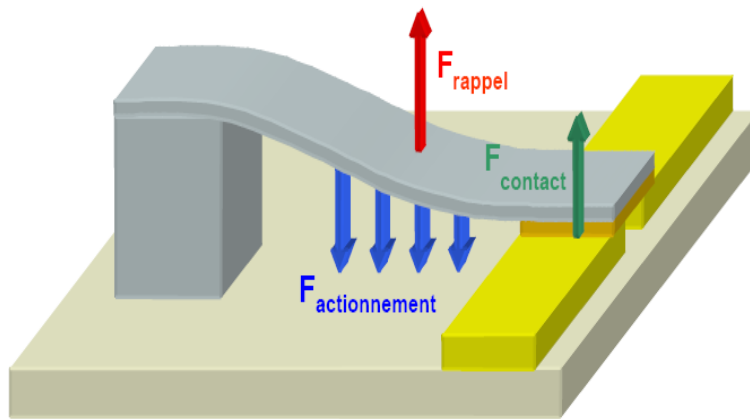


fig. 4 : Bilan des forces appliquées à un cantilever (d'après [21])

Dès lors, il est possible d'estimer la valeur minimale nécessaire pour créer une déflexion. En effet, en se plaçant dans une hypothèse de faibles déplacements, la membrane mobile est assimilable à un ressort de constante de raideur k (N/m). La force de rappel d'un ressort est directement liée à sa constante de raideur et a pour expression:

$$F_{rappel} = k \cdot \Delta g \quad (1.2)$$

où Δg correspond à l'excursion du ressort. De plus, tant que la membrane n'est pas en contact avec la ligne de transmission, l'équilibre des forces impose que la force d'actionnement soit égale à la force de rappel. On a donc l'équation suivante :

$$F_{actionnement} = k \cdot \Delta g \quad (1.3)$$

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

Ainsi, il apparaît que le déplacement de la membrane est proportionnel à la force d'actionnement moyennant la raideur de la structure. La constante de raideur est uniquement fonction de la géométrie et des matériaux utilisés, elle est généralement de l'ordre de 20N/m. La force nécessaire à appliquer pour une excursion de 3 μ m est donc de 60 μ N avec une telle constante de raideur. La force d'actionnement a été introduite et mise en équation afin d'illustrer sa dépendance vis-à-vis de la raideur de la structure. Le paragraphe suivant, quant-à lui, présente les différents types d'actionnement que l'on retrouve dans la littérature.

I.2. Types d'actionnement

L'actionnement de commutateurs MEMS a d'ores et déjà été démontré de plusieurs façons : piézoélectrique, électrostatique ... Les performances obtenues, en terme de consommation ou de temps de commutation par exemple, tout comme leur encombrement, varient avec le type d'actionnement choisi. Ce paragraphe présentera donc en détail les différentes solutions avec leurs paramètres et performances associés.

I.2.1. L'actionnement piézo-électrique

Ce type d'actionnement comme son nom l'indique est basé sur l'effet piézo-électrique découvert en 1880 par les chercheurs français Pierre et Paul-Jacques CURIE. On distingue deux effets piézo-électriques : direct et inverse. Lorsque l'on applique une force mécanique sur un matériau piézoélectrique, celui-ci se polarise : c'est l'effet direct. Réciproquement, lorsque l'on lui applique un champ électrique, il se déforme, c'est l'effet inverse préalablement mis en évidence par l'abbé René Just HAUY en 1817.

C'est précisément cet effet inverse qui est utilisé pour l'actionnement de micro-commutateur, typiquement avec des matériaux comme le Titanate de Baryum ou le Titanate Zirconate de Plomb (PZT). La membrane est alors composée d'une couche mince de matériau piézoélectrique comprise entre deux couches métalliques, typiquement de l'or, faisant office d'électrodes d'actionnement. Pour favoriser

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

l'allongement et donc la déflexion de la membrane, des cantilevers sont généralement employés plutôt que des ponts.

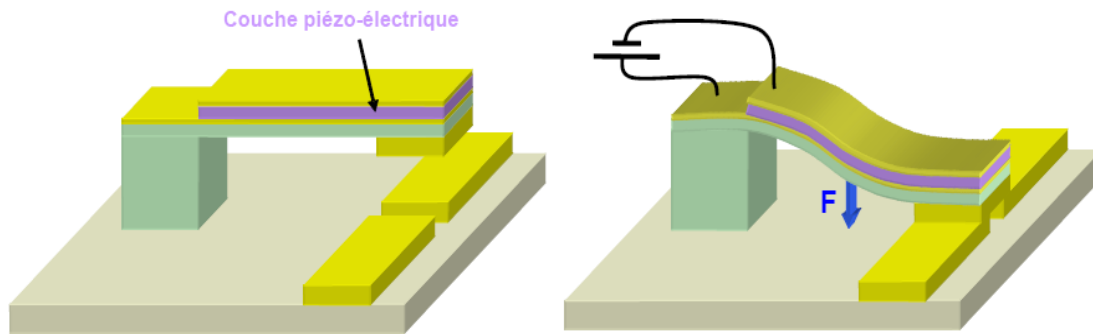


fig. 5 : Schéma de principe de l'actionnement piézoélectrique (d'après [21])

Le rendement des transducteurs piézo-électriques est très élevé, il en résulte des actionnements à faible tension qui présentent un temps de commutation rapide. De plus la linéarité de cet actionnement permet de diminuer le temps de commutation et d'augmenter la force de contact en élevant la tension aux bornes des électrodes. Pour diminuer encore le temps de commutation, il est possible d'appliquer une tension inverse qui provoque la rétractation de la structure. La raideur est alors augmentée et crée une force de rappel plus importante ce qui permet de diminuer ainsi le temps de commutation.

Les temps de commutation obtenus avec ce type d'actionnement étaient compris entre 50 et 200 μ s pour des tensions faibles, comprises entre 3 et 20V [1]. Cependant il a été montré qu'il était possible de diminuer considérablement le temps de commutation en conservant ce type d'actionnement [2,3]. En effet, un temps de 2 μ s est obtenu avec une tension de 20V et 1 μ s pour un potentiel de 50V. La structure utilise pour ce faire deux électrodes à peignes interdigités placés au sommet de la structure et fonctionnant en inverse. Cependant, cet actionnement présente également des désavantages. D'un encombrement moyen, les électrodes d'actionnement compliquent énormément les procédés technologiques. En effet, les matériaux utilisés, en plus d'être onéreux, nécessitent un recuit à haute température qui se révèle souvent incompatible avec d'autres étapes technologiques. Il faut donc utiliser des reports de composant et

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

fabriquer le commutateur et les lignes de transmission indépendamment [4].

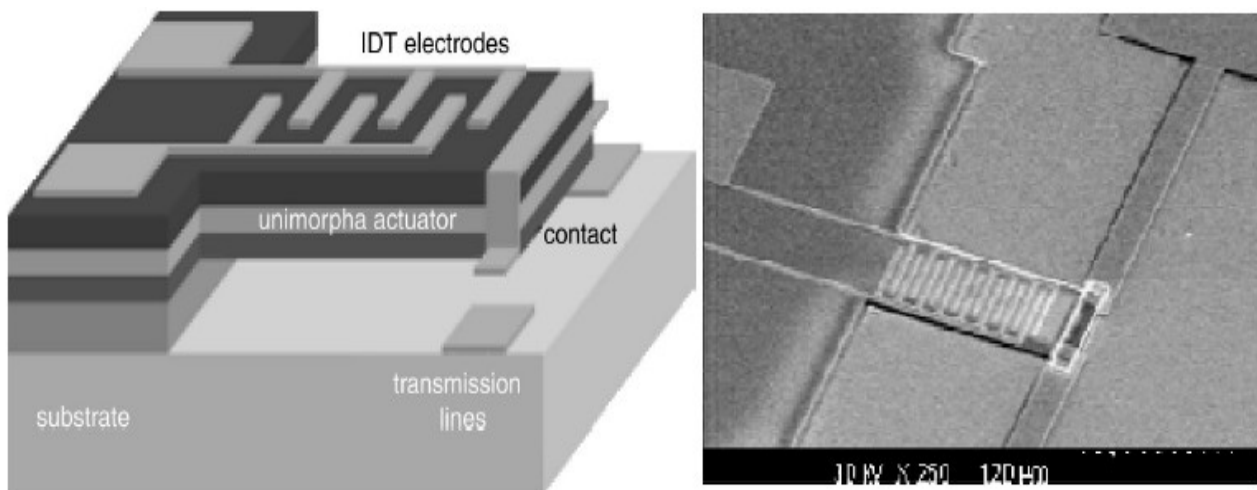


fig. 6 : Commutateur piézoélectrique à peignes interdigités [2-3]

En ce qui concerne le PZT plus particulièrement, une barrière de diffusion doit être prévue afin de prévenir une diffusion du plomb dans les autres matériaux. De telles technologies s'avèrent donc plus élevées en terme de coût. De plus, la directive européenne RoHS (**R**estriction of the use of certain **H**azardous **S**ubstances in electrical and electronic equipment) fixe une limitation d'utilisation de six substances dont le plomb (concentration maximale de 0,1% par unité de poids de matériau homogène) ce qui limite l'emploi du PZT [57].

1.2.2. L'actionnement électromagnétique

L'actionnement électromagnétique utilise des champs électromagnétiques créés par la traversée d'un courant dans une bobine. Les dispositifs qui utilisent ce type d'actionnement sont généralement composés d'enroulements enterrés sous la ligne de transmission et isolés par une couche de diélectrique et d'une membrane à base d'un bicouche conducteur-matériau ferromagnétique. Le champ électromagnétique induit par le courant passant dans les enroulements permet au matériau ferromagnétique de s'aimanter. Le bicouche subit alors une attraction magnétique qui provoque la déflexion de la membrane.

La force induite par un tel actionnement est principalement fonction de la

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

longueur de la bobine (fixée par le nombre de spires) et par le courant traversant celle-ci. Comme les matériaux ferromagnétiques sont capables de s'aimanter mais ne sont pas des aimants à proprement parler, l'actionnement est stoppé dès que le courant ne circule plus. Il s'avère donc indispensable d'avoir un courant permanent pour maintenir la membrane dans un état actionné. Il en résulte une consommation supérieure avec ce genre d'actionnement comparativement à un actionnement piézoélectrique par exemple.

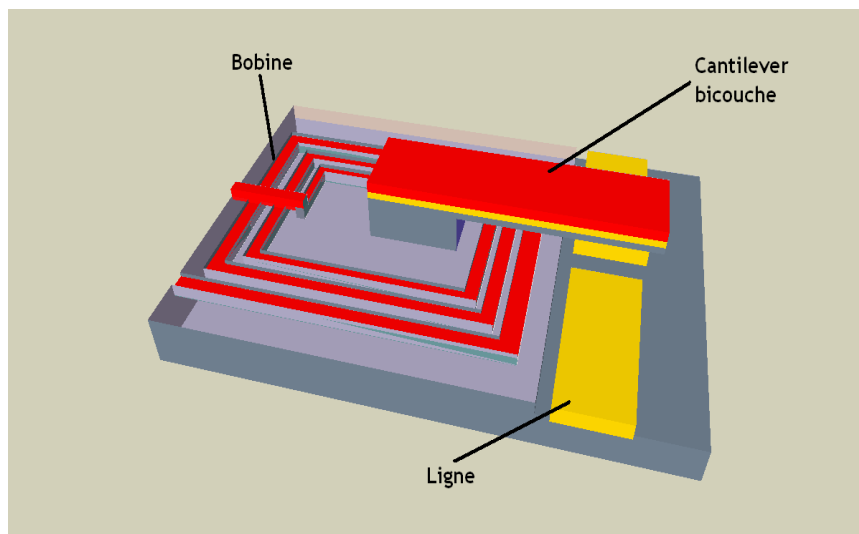


fig. 7 : Schéma de principe d'un actionnement électromagnétique

Pour palier ces consommations excessives, une solution est d'augmenter les dimensions des bobines, ce qui naturellement présente un encombrement supérieur. Un commutateur à actionnement électromagnétique qui utilisait trois bobines afin de diminuer le courant nécessaire a été proposé [5]. Deux topologies ont été retenues : une de longueur 500 μm et une de 1000 μm pour une épaisseur de 10 μm et une largeur de 200 μm . L'excursion avec ces deux dispositifs est respectivement de 5 et 4 μm . Le courant utilisé pour obtenir la déflexion de 4 μm est de 24mA, soit une puissance de 19mW, contre 80mA pour obtenir celle de 5 μm . Le temps de commutation a été estimé à 15 μs pour la membrane de 500 μm de long.

Une autre solution permettant de diminuer la consommation a été proposée [6,7]. Le principe est d'utiliser en parallèle un champ magnétique créé par un aimant permanent et un champ électromagnétique induit par une bobine traversée par un

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

courant. L'aimantation préférentielle de la membrane résultante des rapports d'aspects autorise alors deux états stables distincts. En effet, lorsqu'une grandeur est prépondérante, en l'occurrence la longueur, elle devient la direction privilégiée pour l'aimantation.

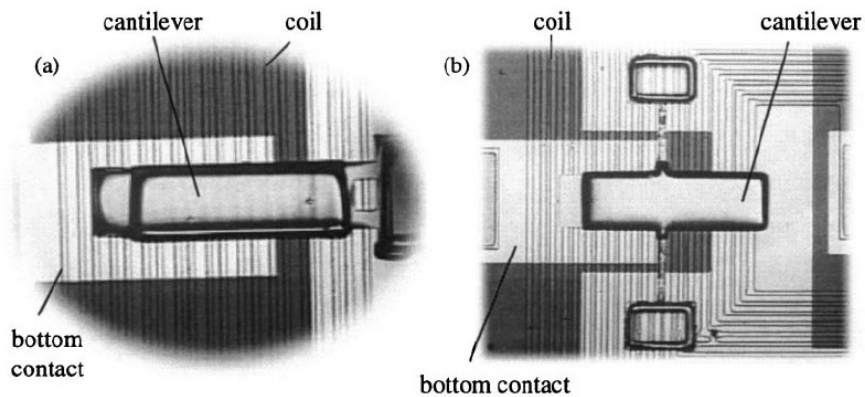


fig. 8 : Switch magnétique bistable, gros plan (a) et vue large (b) [6,7]

Lorsqu'une membrane possédant une aimantation préférentielle est placée dans un champ magnétique constant uniforme, elle se retrouve soumise à un couple de torsion dont le sens dépend de l'angle formé entre l'axe de torsion de la membrane et le champ magnétique. Lorsque cet angle est inférieur à 90° , le couple de torsion s'exerce dans le sens trigonométrique tandis que lorsque l'angle est supérieur à 90° ; il s'exercera dans le sens horaire. La membrane va alors chercher à s'aligner avec le champ magnétique permanent et ainsi basculer jusqu'à arriver en butée mécanique. Le coté où elle basculera sera fonction de la valeur de l'angle entre l'axe de torsion et le champ.

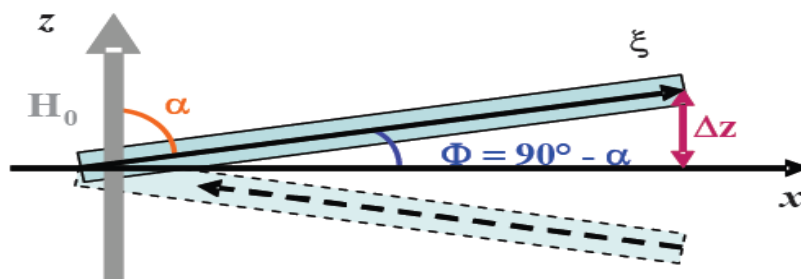


fig. 9 : Schéma de l'orientation de la membrane placée dans un champ magnétique permanent

L'attrait de ce dispositif réside dans le fait qu'il est possible d'inverser

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

l'aimantation en appliquant momentanément un second champ créé par une bobine. Ce deuxième champ doit être supérieur au champ initial pour contrer son effet. Le sens de traversée du courant dans la bobine permet d'inverser l'aimantation dans l'une ou l'autre direction. Lors de l'inversion, la membrane bascule de l'autre côté de l'axe de torsion jusqu'à la butée mécanique. Elle est alors maintenue à nouveau par le champ magnétique permanent initial.

Les impulsions de courant nécessaires à l'inversion de l'aimantation sont de 80mA à 120mA à faible tension pendant une durée de 250µs environ. Les temps de commutation sont donc plus élevés puisqu'il faut tenir compte du temps d'inversion. On obtient un temps ON de 400µs et un temps OFF de 100µs. La consommation générale est réduite puisque le courant est utilisé uniquement lors des changements d'état.

Ce type d'actionnement permet donc d'obtenir deux états stables avec une force de contact très bonne. Des excursions importantes, jusqu'à une dizaine de micromètres, peuvent être obtenues et ce, par attraction comme par répulsion. Cependant outre la consommation et l'encombrement importants, il faut signaler que les coûts engendrés par l'utilisation d'un matériau ferromagnétique sont élevés et que les opérations technologiques avec ces matériaux sont encore à l'heure actuelle mal maîtrisées.

1.2.3. L'actionnement par magnétostriction

Le phénomène de magnétostriction également appelé piézomagnétisme, décrit la possibilité des matériaux de se déformer sous l'action d'un champ magnétique. Ce phénomène fut découvert par le physicien anglais James Preston JOULE en 1847 en démontrant l'allongement d'un échantillon de fer sous l'action d'un champ magnétique. De même que pour l'effet piézoélectrique, on distingue deux effets piézomagnétiques: l'effet spontané et l'effet magnétostrictif dit de JOULE. Le premier caractérise une variation permanente du volume du matériau par rapport à celui qu'il occuperait s'il n'était pas magnétique. L'effet magnétostrictif de JOULE, quant à lui, correspond à la

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

capacité de déformation à volume constant d'un matériau lorsqu'il est soumis à un champ magnétique.

La déformation du matériau s'explique directement par la cristallographie. Les nuages électroniques des matériaux magnétostrictifs sont de forme elliptique et non circulaire. De plus, ces matériaux possèdent une aimantation préférentielle; en présence d'un champ magnétique les moments magnétiques s'orientent donc dans le même sens que le champ. Les nuages électroniques associés s'alignent de la même manière et les phénomènes d'attraction et de répulsion entre les ions changent le réseau cristallin provoquant les déformations constatées. Selon le matériau, les nuages électroniques s'orientent de façon parallèle ou perpendiculaire au champ magnétique. Il s'agit respectivement de magnétostriction de JOULE positive et négative.

La magnétostriction d'un matériau est liée à la température. On distingue pour cela deux types : les métaux, ferrites et alliages métalliques d'une part, et les terres rares d'autre part. Les terres rares ont des coefficients magnétostrictifs très importants mais à températures cryogéniques uniquement, tandis que pour la première sorte, les coefficients sont plus faibles mais à température ambiante. Pour palier ces considérations de température, les terres rares sont combinées à du fer afin d'obtenir des composés qui possèdent des coefficients qualifiés de « géant » à température ambiante.

En utilisant de tels composés, il a été illustré que des commutateurs MEMS étaient réalisables. Dans [8] est présenté un cantilever bicouche dont la couche supérieure est composée d'un alliage (Terbium Dysprosium Fer) présentant une magnétostriction géante à température ambiante. De même que pour un actionnement électromagnétique, une bobine située sous la membrane est utilisée pour générer le champ magnétique. L'alliage du bicouche va s'allonger sous l'action du champ magnétique. L'allongement de la partie supérieure du bicouche va créer un gradient de contrainte et le cantilever va subir une déflexion dans le sens de l'allongement. Pour un cantilever de 20mm de long, de 60 μ m d'épaisseur dont 10 μ m d'alliage, on obtient avec un champ de 30mT une excursion de 200 μ m.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

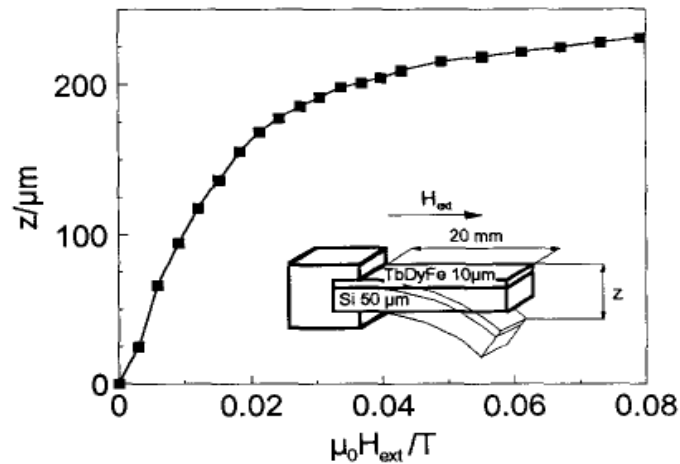


fig. 10 : Déflexion obtenue par magnétostriction en fonction du champ magnétique [8]

Les déflexions sont donc significatives mais l'encombrement dû aux bobines, la consommation importante et le coût des matériaux font que ce type d'actionnement reste très marginal et se limite à une étude de faisabilité plutôt qu'à un actionnement reproductible aisément.

1.2.4. L'actionnement électrothermique

Lorsqu'une structure mécanique subit une élévation de température, les matériaux qui la constituent se dilatent proportionnellement à la différence de température. Cette dilatation peut être utilisée pour réaliser des commutateurs de deux manières différentes :

- Soit en déplacement hors plan : on introduit un gradient de contrainte ou un fluage par exemple en utilisant un cantilever bicouche avec des coefficients de dilatation thermique différents pour les matériaux qui le composent.
 - Soit en déplacement dans le plan : on réalise un contact par allongement thermique.
- Ces deux approches vont être présentées séparément.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

I.2.4.1. L'actionnement électrothermique dans le plan

Lorsqu'un courant traverse un matériau résistif, cet élément chauffe, il s'agit de l'effet JOULE. Ce type de chauffage est employé afin de créer des dilatations thermiques de manière rapide. La dilatation thermique générée provoque un déplacement de la structure. Ces dispositifs sont utilisés avec des lignes de transmission interrompues (configuration série) et l'allongement de la structure permet de réaliser le contact entre les deux portions de lignes.

On trouve deux principaux exemples de tels concepts dans la littérature. Le premier utilise deux bras parallèles de section différente reliés à leurs extrémités [9,10]. La zone destinée à réaliser le contact entre les portions de lignes est située du côté du bras le plus large. Les sections différentes induisent un comportement différent des deux bras. En effet, la section la plus fine présentera une résistivité supérieure et donc subira une élévation de température plus importante que l'autre bras lors de la traversée d'un même courant. L'allongement étant proportionnel à la différence de température, il sera supérieur pour le bras de section plus fine. La dilatation du bras fin va donc exercer une force à son extrémité sur le second bras, ce qui va se traduire par un déplacement latéral de l'extrémité, et donc de la zone de contact du côté du bras le plus épais.

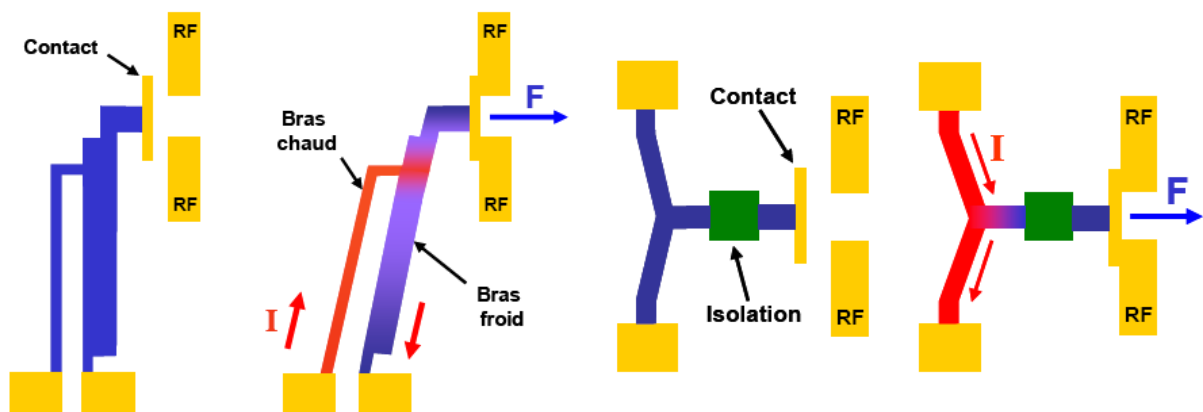


fig. 11 : Schémas de principe des actionnements électrothermiques dans le plan

Le deuxième cas propose une structure en forme de V qui, lors d'une élévation de température due à sa traversée par un courant, se dilate au niveau de la pointe du V

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

[11,12]. Un déplacement latéral dans le plan est ainsi créé. Des forces de l'ordre du micronewton peuvent être obtenues, ce qui garantit un contact de très bonne qualité. Les inconvénients présentés par ce type d'actionnement sont un temps de commutation élevé et une consommation importante de par le courant nécessaire.

1.2.4.2. L'actionnement électrothermique hors plan

L'actionnement électrothermique hors plan est plus répandu que celui dans le plan. Comme énoncé précédemment, le déplacement hors plan résulte d'un fluage, cas d'une membrane de type pont, ou d'un gradient de contrainte, cas d'un bicouche. Pour les cantilevers multicouches, la différence d'allongement thermique entre les matériaux génère un gradient de contrainte qui provoque la déflexion de la structure.

Pour ce qui est des ponts, des résistances chauffent localement la membrane créant ainsi un fluage. La membrane se déforme à cause du phénomène de fluage induit par la montée en température locale. Ainsi il a été démontré qu'on pouvait par exemple utiliser des plots en aluminium sur une membrane en or intégrant des résistances chauffantes au niveau des plots [13]. La dilatation des plots provoque le fluage de la membrane qui s'abaisse alors.

On trouve également dans la littérature une structure originale actionnée électrothermiquement qui utilise des bras de sections différentes comme mentionnés dans le paragraphe précédent. En effet, une membrane fixée par des groupes de trois bras a été présentée [14-16]. Ces trois bras sont reliés chacun à un ancrage sur le substrat utilisé pour la polarisation. Le bras central est connecté à un potentiel tandis que ceux aux extrémités sont reliés à la masse. Le courant circule donc du bras central vers les deux autres bras et de par la loi des noeuds, le courant dans le bras central est le double de celui dans les deux autres bras. Le bras central va donc chauffer plus, ce qui va induire une dilatation thermique plus importante. La membrane est alors entraînée par cette dilatation et s'abaisse.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

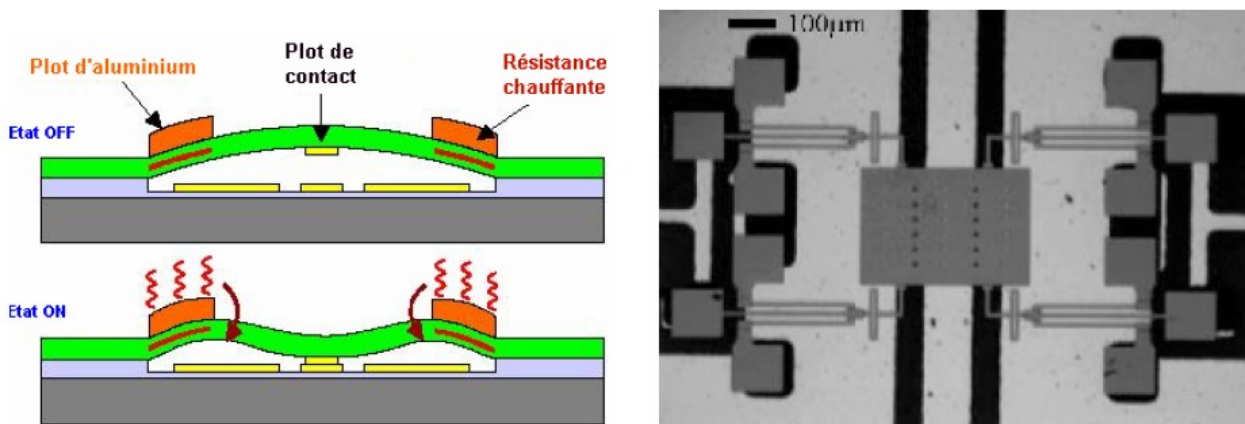


fig. 12 : Schéma de principe du commutateur du CEA LETI et microphotographie d'un concept "à bras" [14]

Des déflexions importantes avec des faibles tensions peuvent être obtenues de la sorte, toutefois la consommation est conséquente : jusqu'à des centaines de milliwatts. De plus l'intensité doit être constante pour maintenir le contact, ce qui fait de cet actionnement le plus mauvais en terme de consommation et l'empêche d'être employé dans des systèmes où l'autonomie est prépondérante. L'autre inconvénient majeur est le temps de commutation extrêmement important: supérieur à 300µs. Cependant il faut reconnaître que les forces de contact sont importantes ce qui constitue un atout non négligeable et que la compatibilité avec les procédés de fabrication des MEMS en général est complète.

1.2.5. L'actionnement électrostatique

L'effet électrostatique se caractérise par une force d'attraction résultant d'une différence de potentiel appliquée entre deux électrodes. L'actionnement électrostatique utilise une électrode mobile et une électrode fixe. L'électrode mobile va se déplacer vers l'électrode fixe lors de l'application de la différence de potentiel. Les principaux avantages de ce type d'actionnement sont la simplicité d'implémentation et la consommation extrêmement faible. En effet la seule consommation résulte du déplacement de l'électrode mobile, le courant consommé est alors d'à peine quelques microampères.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

De même que pour l'actionnement électrothermique, l'actionnement électrostatique a été utilisé afin de réaliser des commutateurs MEMS à déplacement dans le plan et hors plan. L'attractivité de ce système de commutation fait que la littérature abonde d'exemples et seuls quelques uns seront présentés.

1.2.5.1. L'actionnement électrostatique dans le plan

L'actionnement électrostatique dans le plan est largement répandu notamment sous la forme de « *Comdrive actuator* » ou actionneur à peignes interdigités. Comme son nom l'indique, il utilise deux électrodes interdigitées en forme de peignes. L'une est mobile et l'autre encastrée et lorsque l'on applique une différence de potentiel entre ces deux électrodes, celle qui est mobile se rapproche de celle fixée. Comme pour les actionnements électrothermiques dans le plan, la commutation est réalisée par un contact fixé à la partie mobile qui vient relier les deux parties d'une ligne de transmission interrompue.

La force d'attraction générée a été explicitée par [17]; elle s'exprime de la manière suivante :

$$F = \frac{N \varepsilon l V^2}{2d} \quad (1.4)$$

N correspond au nombre d'entrefers, l à la longueur des peignes, d à la largeur de l'entrefer, ε à la permittivité du milieu et V à la tension. Il apparaît que pour une même tension, il est possible de générer une force plus importante en augmentant la taille et le nombre de doigts et/ou diminuant la largeur de l'entrefer. Des forces importantes peuvent ainsi être générées, la limitation provient alors d'un côté de l'encombrement et de l'autre de la résolution technologique. La force générée par l'actionnement est constante, le temps de commutation sera donc fonction du *gap* entre le contact et la ligne de transmission. L'établissement de l'effet électrostatique est très rapide, le temps de commutation dépendra donc uniquement du temps de déplacement du contact.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

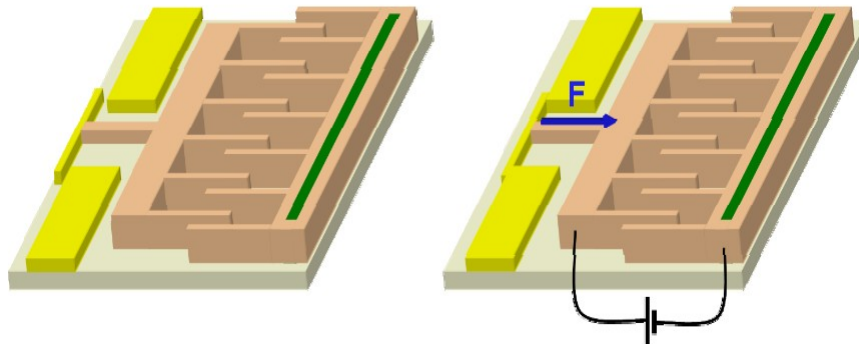


fig. 13 : Principe de fonctionnement de l'actionneur à peignes interdigités (d'après [21])

L'actionnement électrostatique dans le plan a également été utilisé pour réaliser un SPDT (« *single pole double throw* » c'est à dire une entrée pour deux sorties au choix) comme le montre [18]. Pour ce faire, un cantilever à travers duquel le signal RF transite est flanqué de chaque côté par une électrode d'actionnement. Son extrémité est située entre deux tronçons de ligne. La différence de potentiel entre le cantilever et l'une des deux électrodes crée une attraction et le cantilever vient se plaquer sur le tronçon de ligne correspondant. Pour commuter sur l'autre sortie, il suffit d'appliquer la différence de potentiel entre le cantilever et l'autre électrode. Les dimensions générales sont faibles: $1,1\mu\text{m}$ de large pour $60\mu\text{m}$ de long, et la tension d'actionnement est estimée à 30V.

Cette structure possède trois états: actionnée à droite, actionnée à gauche et repos au centre. Seul l'état de repos est stable; si l'on stoppe la force électrostatique, le cantilever revient en position de repos. De plus, la force de contact générée lors d'une telle commutation reste faible et induit des pertes lors de la transmission. Pour palier ces faiblesses, il a été proposé un actionnement dans le plan avec trois états stables et une force de contact importante [19,53-55].

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

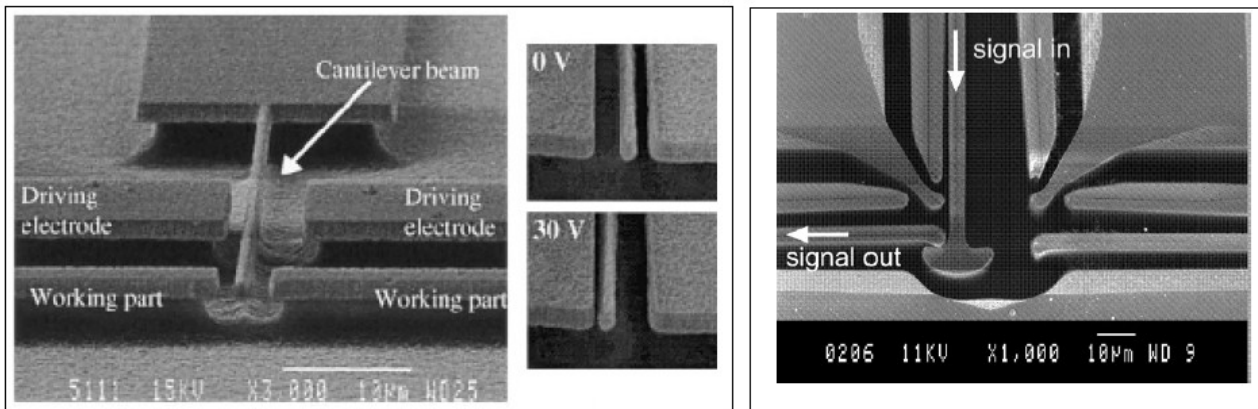


fig. 14 : Microphotographies des SPDT non stable (gauche [18]) et tristable (droite [19])

Un système de verrouillage a en effet été imaginé afin de maintenir le cantilever dans sa position actionnée gauche ou droite. Le dispositif s'appuie sur deux cantilevers de sortie faisant office de bras de verrouillages, perpendiculaires à un cantilever pour commuter le signal. Les électrodes utilisées pour l'actionnement sont arrondies de façon à décaler l'extrémité des cantilevers par rapport à leurs axes d'ancrage. Pour réaliser une commutation, une différence de potentiel est appliquée entre une électrode et un bras de verrouillage. Celui-ci se plaque alors contre une butée mécanique suivant la courbure de l'électrode et on actionne le cantilever en entrée. Il va se placer à son tour en butée et des ergots aux extrémités des cantilevers vont se retrouver non plus côte à côte, mais l'un au dessus de l'autre. On supprime alors l'actionnement et les ergots des deux cantilevers vont s'emboîter et être maintenus en place.

La force de rappel du cantilever central appuie sur les ergots et le contact ainsi créé se révèle être très bon : simulée à 25-40 μ N, bien supérieure à celle obtenue avec le dispositif précédent. De plus entre deux commutations, il n'y a aucun actionnement nécessaire pour maintenir les cantilevers en place. C'est un avantage pour certains systèmes puisque l'état est conservé en cas de perte d'alimentation. Les tensions d'actionnement sont de 60V, par contre, le temps de commutation est d'environ 350 μ s, ce qui est nettement supérieur à ce que l'on peut obtenir avec un actionnement électrostatique simple.

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

1.2.5.2. L'actionnement électrostatique hors plan

En ce qui concerne les actionnements électrostatiques hors plan, on retrouve principalement des structures de types cantilevers et ponts. Les membranes de ces structures sont les électrodes mobiles et les électrodes fixes sont, soit au niveau du substrat, soit au niveau de la ligne de transmission. Lors de l'actionnement, la membrane fléchit et vient se plaquer contre la ligne de transmission.

Pour les membranes de type pont, on retrouve deux types d'électrodes fixes : soit l'électrode inférieure est la ligne de transmission elle-même [20], soit elle est indépendante de celle-ci et située à côté [21]. Dans le deuxième cas, les forces électrostatiques résultantes sont plus importantes car il y a moins de limitations au niveau des surfaces en vis-à-vis des électrodes. Les tensions d'actionnement sont généralement comprises entre 20 et 80V ce qui n'est compatible avec des systèmes de communication mobiles que moyennant une adaptation CMOS capable de délivrer la tension adéquate. Les temps de commutation sont parmi les meilleurs, puisqu'il sont compris entre $1\mu\text{s}$ et $100\mu\text{s}$.

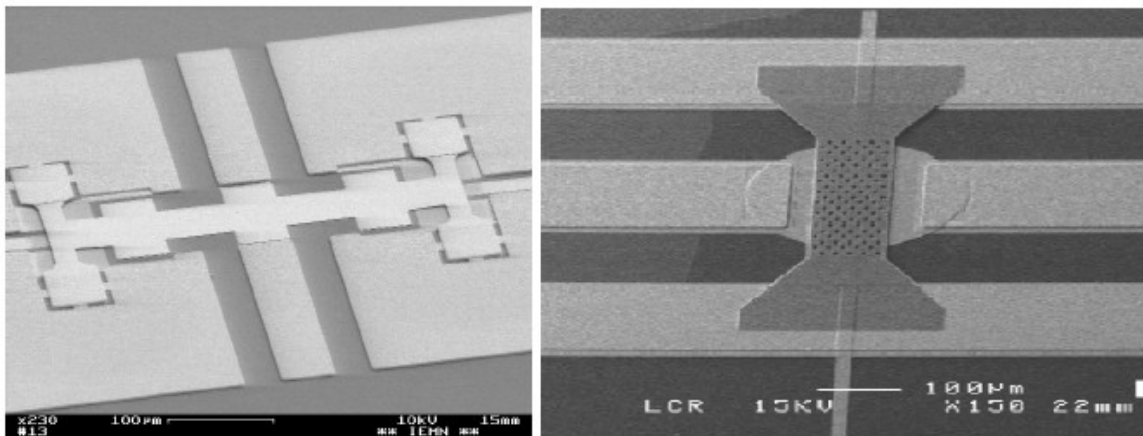


fig. 15 : Membranes pont proposées par Thalès (droite) [58] et l'EMN [21] (gauche), dans le premier cas l'électrode inférieure est dissociée du conducteur central.

Les structures de type cantilever comme [22] sont attirées par force électrostatique grâce à une électrode située sous le cantilever, entre son point d'ancrage et la ligne de transmission que le cantilever surplombe. Le cantilever subit

I. Actionnement des commutateurs MEMS RF

alors une déflexion et vient s'écraser sur l'électrode inférieure et par là même sur la ligne de transmission. Les deux électrodes sont isolées par une couche de diélectrique afin de prévenir un éventuel court circuit.

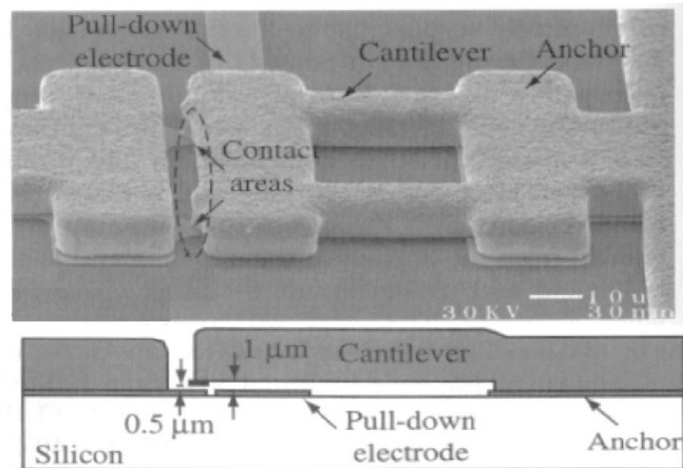


fig. 16 : Structure cantilever développée par Analog devices [59]

Avec de telles structures, il apparaît souvent un collage entre les électrodes car la membrane adhère à l'autre électrode et se plie complètement. Le fait que la membrane ne se contente pas d'un simple contact est appelé *zipping*; il résulte de l'expression de la force électrostatique qui augmente de façon exponentielle lorsque le *gap* inter-électrodes devient faible. Cet effet peut être avantageux pour augmenter la force de contact ou tendre une membrane de type pont.

L'actionnement électrostatique présente donc des performances intéressantes en terme de temps de commutation et de simplicité d'utilisation. Qui plus est, la compatibilité avec les procédés de fabrication est aisée et l'encombrement présenté relativement réduit. Actuellement, il apparaît comme étant l'actionnement le moins contraignant compte tenu des résultats qu'il autorise. On retiendra tout de même les faibles excursions permises qui peuvent être comblées uniquement par une hausse des tensions d'actionnement ou une augmentation de la taille des électrodes.

1.2.6. L'actionnement hybride électrothermique à maintien électrostatique

Il a été montré que l'actionnement électrothermique seul consommait beaucoup en terme de courant mais ne nécessitait que peu de tension. Dès lors, bien que compatible avec des systèmes de communications mobiles d'un point de vue tension délivrée, ce type d'actionnement est à proscrire à cause de l'autonomie souhaitée de tels dispositifs. Il a alors été imaginé dans [23] de combiner les actionnements électrothermiques et électrostatiques. En effet, la commutation est assurée par un actionnement électrothermique hors du plan, peu demandeur en terme de tension, et pour éviter une consommation superflue, un maintien électrostatique est utilisé.

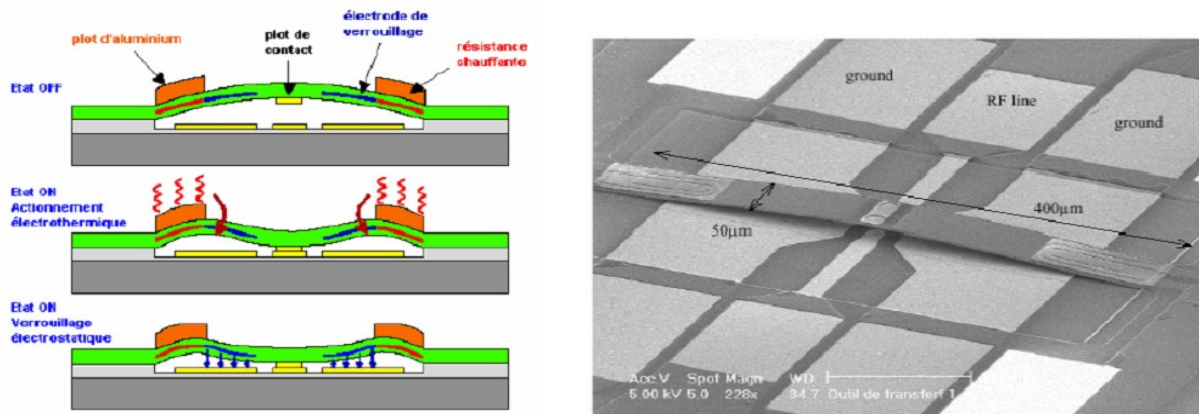


fig. 17 : Principe de fonctionnement et microphotographie du commutateur du CEA LETI à actionnement thermique et maintien électrostatique [23]

Comme les électrodes sont alors rapprochées puisque la commutation a été réalisée, la tension nécessaire pour assurer le maintien par force électrostatique est très faible. De plus, comme il n'y a pas de mouvement, la consommation est alors nulle; en effet, il a été explicité précédemment que seul le mouvement induit une variation de courant lors d'un actionnement électrostatique. Le temps de commutation de cet actionnement hybride reste aussi important que celui d'un actionnement électrothermique classique. A la vue des différents actionnements, le principe d'actionnement électrostatique apparaît comme le plus adapté en terme de consommation, d'encombrement et de compatibilité avec un procédé de fabrication standard. Une fois le type d'actionnement déterminé, il est temps de se pencher sur les paramètres RF.

II. Configuration et modélisation électrique

Outre le type d'actionnement, les MEMS RF peuvent être classés selon leur configuration électrique ou le type de contact utilisé. En effet, on retiendra deux topologies électriques: série et parallèle ainsi qu'une combinaison des deux. En ce qui concerne le type de contact, les MEMS RF peuvent se distinguer par l'emploi d'un contact capacitif ou résistif. Un contact capacitif ou résistif peut être utilisé avec n'importe laquelle des configurations électriques énoncées précédemment. Le principe de ces deux contacts sera détaillé avant de présenter les modèles électriques RLC équivalents à ces commutateurs sur une ligne de transmission.

II.1. Configurations électriques des MEMS RF

II.1.1. Configuration série

La configuration électrique de type série repose sur une ligne de transmission interrompue. Le *gap* entre les deux portions de lignes est fonction de la fréquence de fonctionnement. Plus celle-ci est élevée et plus le *gap* devra être important afin d'éviter les phénomènes de couplage entre lignes, car le signal serait alors transmis malgré l'interruption. L'isolation présentée lorsque la ligne de signal est bloquée résulte donc de l'interruption de la ligne. Cette isolation est supposée infinie si le dimensionnement du *gap* est correct.

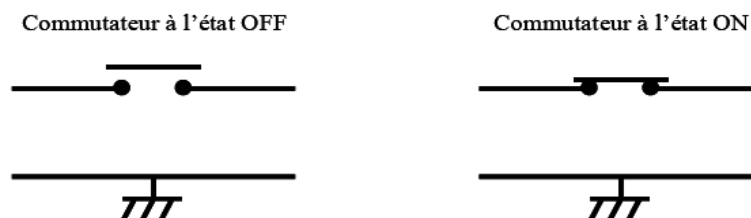


fig. 18 : Schéma électrique du commutateur en configuration série

II. Configuration et modélisation électrique

L'actionnement du commutateur va changer l'état de transmission du signal. Soit le commutateur réalise la jonction entre les deux portions sans actionnement, le signal est alors passant (on parle alors de *normally ON*) et son actionnement l'éloigne des lignes, le signal est alors bloqué. Soit la ligne est coupée avant l'actionnement et le commutateur vient relier les deux portions une fois actionné (on parle de *normally OFF*). Dans tous les cas, le signal est passant lorsque la membrane permet de relier les deux extrémités de la ligne, et bloqué quand il n'y a pas de contact. Pour assurer une bonne transition avec des pertes d'insertion minimales, le contact réalisé par le commutateur doit éviter de perturber le signal pour que celui-ci perçoive une continuité de la ligne RF.

Pour réaliser le contact entre les deux côtés de la ligne de transmission, il existe deux écoles. Celle qui réalise un contact de chaque côté et qui assure la liaison par l'intermédiaire de la membrane du commutateur. Il est primordial, dans ce cas de figure, d'isoler la partie réalisant la liaison du reste de la structure. Les contacts et la jonction, tous trois métalliques, sont généralement séparés du reste du dispositif par une couche de nitrure de silicium. Ce diélectrique permet de prévenir tout court-circuit inhérent à un contact entre l'électrode mobile constituée par la membrane et la ligne de transmission.

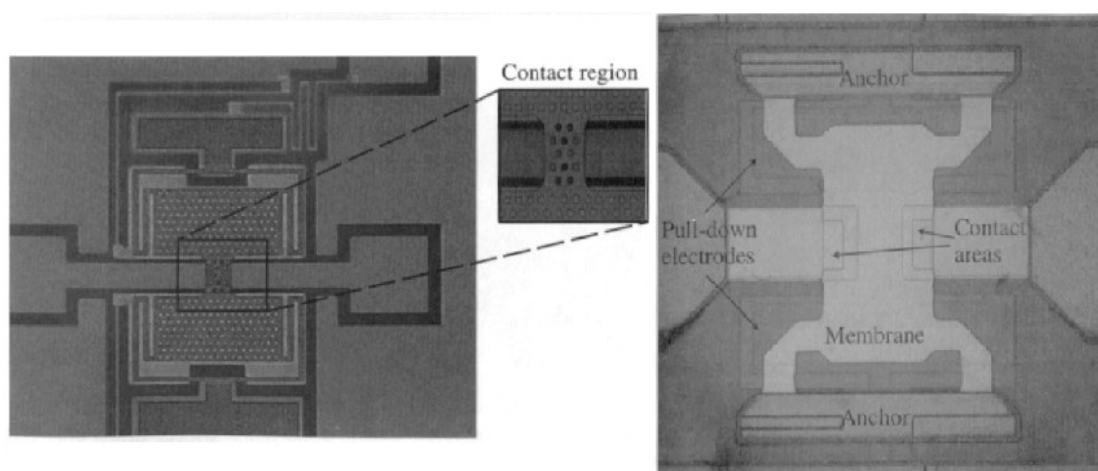


fig. 19 : Exemple de commutateurs pont série réalisés par Samsung (gauche) et université du Michigan (droite) [1]

L'autre possibilité de contact consiste à intégrer le commutateur à la ligne de

II. Configuration et modélisation électrique

transmission dans le prolongement de cette dernière. Les cantilevers, de par leur principe de fonctionnement, sont naturellement désignés pour de tels emplois. La partie encastrée est solidaire du premier tronçon de ligne, tandis que la partie libre s'abaisse pour réaliser le contact sur le deuxième tronçon de ligne. L'avantage de cette deuxième solution est que les pertes ramenées par le commutateur sont moindres, comparées à celles engendrées par la première solution.

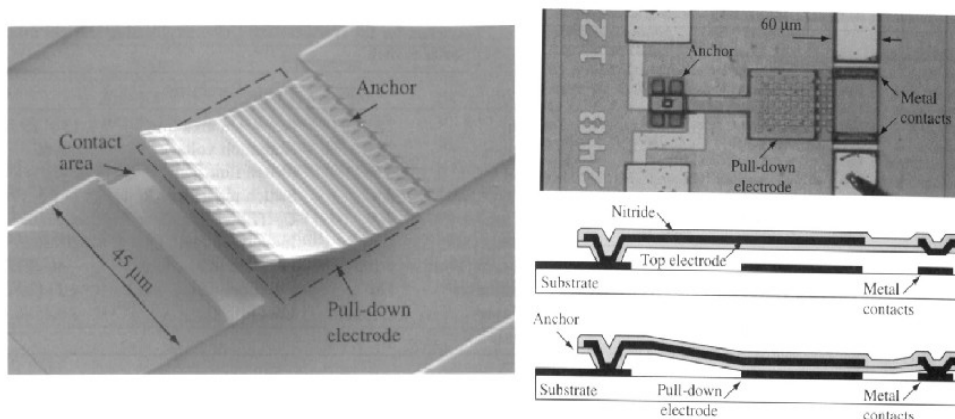


fig. 20 : Exemple de commutateurs cantilever en série réalisés par Lincoln Laboratory (gauche) [61] et Hughes Research laboratory (droite) [60]

II.1.2. Configuration parallèle

Dans les cas d'une configuration parallèle, la ligne n'est pas interrompue. Comme son nom l'indique, le commutateur est alors disposé en parallèle entre la ligne de transmission et la masse. Lors de son actionnement, un court circuit RF est créé en reliant la ligne de transmission à la masse. Le signal est alors dirigé vers la masse et la transmission est interrompue.

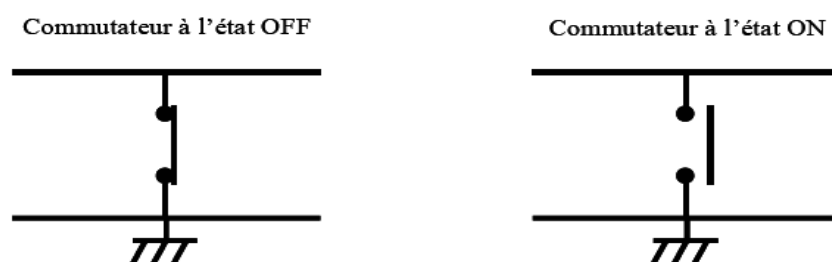


fig. 21 : Schéma électrique du commutateur en configuration parallèle

II. Configuration et modélisation électrique

Le fonctionnement dans cette configuration est donc l'inverse par rapport à une disposition série. En effet, lorsque la membrane est en contact avec la ligne de transmission, le signal est bloqué puisque guidé vers la masse et inversement, lorsqu'il n'y a pas de contact entre structure et ligne. Dans le cas d'un commutateur parallèle, on parlera alors de normally off quand la structure court-circuite la ligne avant l'actionnement. La structure la plus répandue dans cette configuration est une structure de type pont perpendiculaire à la ligne de transmission. Cependant on trouve également des exemples de cantilevers ou des ponts disposés dans le sens de la ligne.

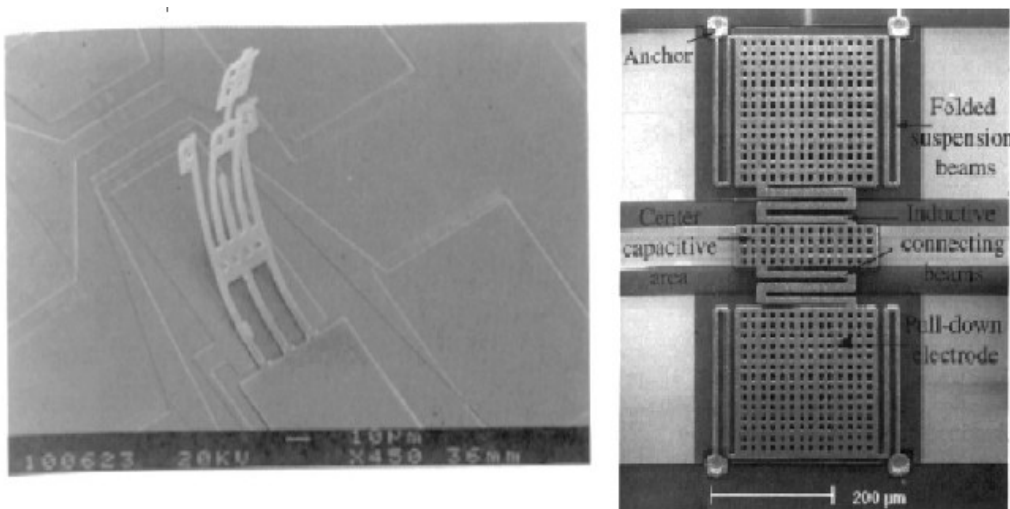


fig. 22 : Cantilever en parallèle de l'université de Taiwan (gauche) [62] et pont parallèle de l'université du Michigan (droite) [63]

II.1.3. Configuration mixte série parallèle

Ce type de configuration a été étudié afin de pallier un problème de bande de fréquence de fonctionnement. S'il est vrai qu'un contact ohmique fonctionne plutôt en basse fréquence et qu'un contact capacitif à plus haute fréquence, comme il sera montré dans le paragraphe suivant, il est possible de les combiner afin d'obtenir un composant plus large bande. Ainsi en disposant un commutateur en série suivi d'un commutateur parallèle il est possible d'obtenir une isolation large bande sans gêner la transmission.

Lorsque le commutateur série est déconnecté de la ligne et que le parallèle

II. Configuration et modélisation électrique

relie la ligne de signal à la masse il apparaît une double isolation due à l'interruption de la ligne qui coupe le signal basse fréquence d'une part, et à la liaison à la masse qui guide le signal plus haute fréquence vers la masse. Pour obtenir un signal passant avec un minimum de pertes, il suffit de relier les deux extrémités de la ligne par le commutateur série et d'isoler la ligne de transmission de la masse par l'actionnement du commutateur parallèle.

Dans la littérature on trouve principalement deux exemples de tels dispositifs [1] et [24]. Le premier proposé par l'université du Michigan utilise un commutateur série à contact résistif associé à un commutateur parallèle à contact capacitif disposé dans le sens de la ligne. Le deuxième propose le même type de commutateurs si ce n'est que le parallèle est perpendiculaire à la ligne de transition comme c'est généralement le cas. Ces deux cas ont illustré la possibilité d'obtenir des isolations très importantes avec de tels dispositifs de l'ordre de -50dB sur une bande de fréquence étendue allant du DC à 50GHz. Sur la bande de fréquence commune aux deux commutateurs, l'isolation est maximale, puisque la double isolation prend alors tout son sens. Les pertes d'insertions ont été évaluées dans le premier cas à 0,3-0,4dB pour la même plage de fonctionnement.

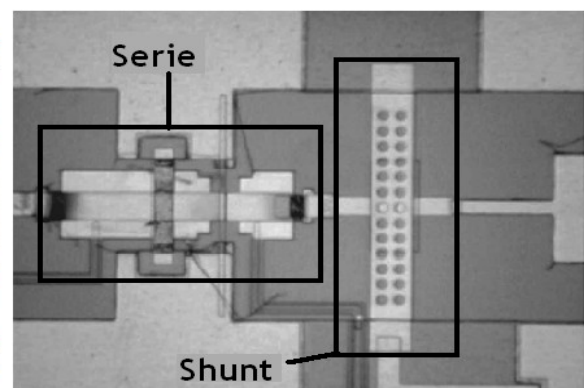
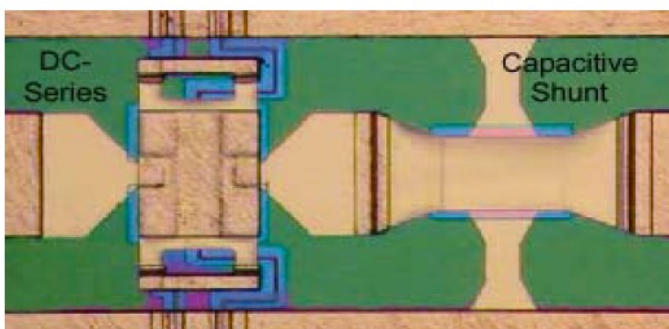


fig. 23 : Commutateurs série parallèle de l'université du Michigan (gauche) [1] et de Daimler Chrysler (droite) [24]

Enfin, il a été démontré la faisabilité d'une topologie série parallèle avec une seule structure MEMS et non deux, comme dans les cas précédents. En effet, [25] présente une membrane à bascule (ou *push pull*) qui s'articule autour d'un axe de torsion où sont disposés de chaque côté les ancrages de la structure. Cette structure présente à

II. Configuration et modélisation électrique

une de ses extrémités un contact série et à l'autre un contact capacitif. Les électrodes d'actionnement permettent de faire basculer la membrane d'un coté ou de l'autre. On a donc tour à tour les configurations décrites précédemment. Ce dispositif a permis d'obtenir une isolation de -30dB sur la bande de fréquence allant du DC à 30GHz. Les pertes d'insertion ont été mesurées à 0,3dB.

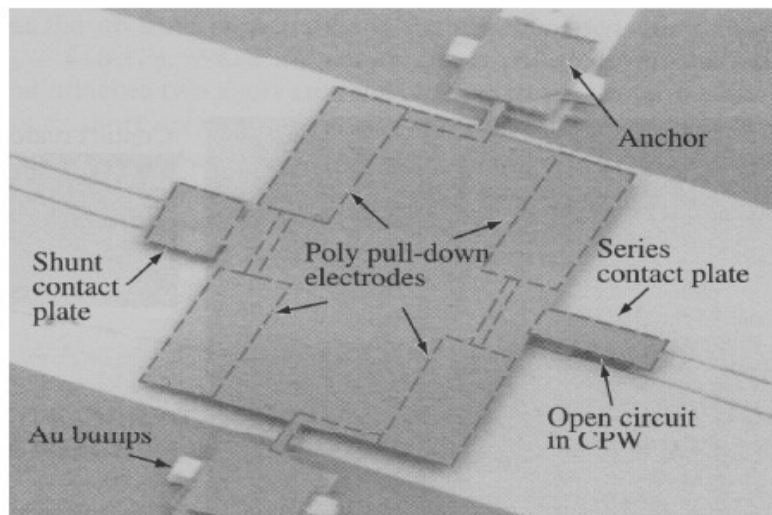


fig. 24 : Commutateur série parallèle avec une membrane unique de l'université de Californie (Berkeley) [25]

II.2. Types de contact des commutateurs MEMS

Comme il a été présenté plus tôt, les commutateurs MEMS RF se distinguent par le type de contact qu'ils utilisent, à savoir résistif ou capacitif. Le choix de tel ou tel contact est dicté, comme il a été mentionné brièvement précédemment, par la fréquence de travail souhaitée. Les performances RF d'un contact résistif seront optimales en basse fréquence : du DC à quelques 20GHz et se dégraderont à plus hautes fréquences. Pour sa part, le contact capacitif est inefficace au niveau DC et à quelques GHz, mais est parfaitement adapté aux bandes de fonctionnement supérieures, soit un domaine de fréquence s'étendant de 5GHz à 120GHz. Parfaitement indépendant de la configuration électrique, les deux types de contact peuvent être employés avec des cantilevers et des ponts.

II. Configuration et modélisation électrique

II.2.1. Contact résistif

Un contact résistif ou ohmique est obtenu lorsque deux surfaces métalliques sont mises en contact. Ce type de contact peut être modélisé par une résistance lorsque le contact est établi ou un condensateur quand les deux surfaces métalliques ne sont pas en contact. La résistance de contact équivalente s'exprime de la façon suivante :

$$R = \frac{\rho_c}{A} \quad (1.5)$$

où ρ_c est la résistivité de surface qui est fonction des matériaux et A la surface de contact. Le condensateur modélisant l'état haut du commutateur est déterminé par l'équation suivante :

$$C = \varepsilon_0 \frac{A}{g} \quad (1.6)$$

où ε_0 la permittivité de l'air, A la surface de vis-à-vis entre les deux plans métalliques et g la distance inter-électrodes.

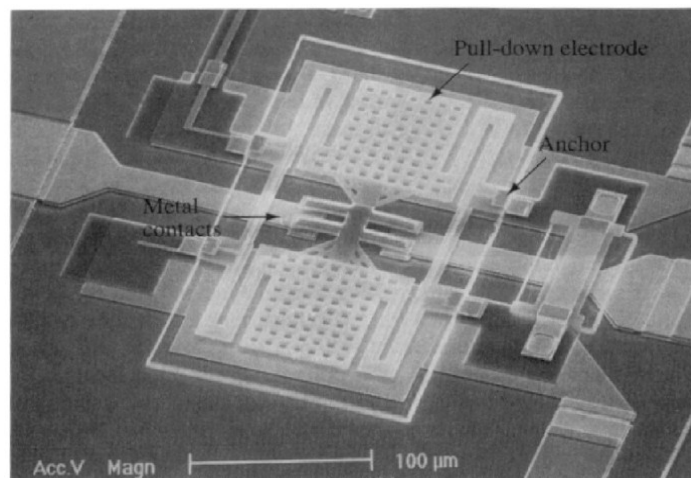


fig. 25 : Commutateur à contact ohmique réalisé par Rockwell [64]

Des études sur la qualité du contact ohmique et des paramètres inhérents ont été menées. Il a notamment été démontré que la résistance de contact varie énormément avec la force de contact [26]. En effet, plus celle-ci est importante et meilleur est le contact. La résistivité du contact est alors diminuée. Les valeurs mises en avant avec un contact en or sont les suivantes : pour une variation de la force de contact de 100µN à 1mN, la résistance de contact passe d'une valeur comprise entre 80-200mΩ à 10-20mΩ. Cette étude a également mis le doigt sur la dégradation du

II. Configuration et modélisation électrique

contact résistif par la puissance. En effet, de par la résistivité du contact, la traversée d'un courant génère un effet JOULE qui cause une élévation de la température. Si la conductivité thermique ne permet pas de dissiper efficacement la température, la résistivité augmentera et le contact se détériorera. Pour ces raisons mais aussi du fait de la bonne conductivité RF de ce matériau, l'or ou un alliage or-nickel sont fréquemment choisis pour réaliser les contacts résistifs.

S'il est vrai que le passage de puissance dégrade le contact ohmique, le simple actionnement intervient sur la durée de vie du contact également. Compte tenu des échelles et des forces mises en jeu, le contact se déforme au fur et à mesure des actionnements. Ces déformations se traduisent par une hausse de la résistance qui, comme il a été montré, conduit à une défaillance du commutateur passé un certain nombre de cycles (de 100 à 1000 millions de cycles généralement). Le fait de conduire de la puissance accélère l'apparition de défaillance (moins de 100 millions de cycles). Il apparaît des phénomènes de diffusion de l'or lors des montées en température ou plus généralement l'actionnement provoque des déformations qui donnent lieu à des micro soudures et des collages au niveau du contact [27].

Les limitations de ce type de contact apparaissent aux alentours de 40GHz. Les performances générales du commutateur diminuent alors : le niveau d'isolation baisse du fait de la capacité présentée lorsque le signal est bloqué et la résistance de contact génère des pertes à ces fréquences plus importantes qui détériore la transmission.

II.2.2. Contact capacitif

Contrairement au contact ohmique, dans cette configuration les deux plans métalliques sont séparés par une couche de diélectrique. De ce fait, la modélisation équivalente à l'état bas lorsque les deux plans sont en contact change : on peut assimiler alors ce contact avec un condensateur et non une résistance comme précédemment. Les expressions des capacités à l'état bas et haut sont respectivement :

II. Configuration et modélisation électrique

$$C_{bas} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{th_d} \quad (1.7)$$

$$C_{haut} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{\varepsilon_0 g + th_d} \quad (1.8)$$

où ε_0 correspond à la permittivité de l'air, ε_r à la permittivité du diélectrique, A la surface de vis-à-vis des plaques, g au *gap* entre les électrodes et enfin th_d l'épaisseur du diélectrique. Ces expressions ne tiennent pas compte des effets de bords qui changent la valeur de la capacité à l'état haut. Pour déterminer cette valeur plus efficacement, il faut, au choix, se livrer à des calculs plus compliqués où la géométrie et la valeur du *gap* interviennent, ou déterminer cette valeur par simulations électromagnétiques.

Il est intéressant de déterminer le rapport de capacité entre l'état bas et l'état haut car ce ratio détermine le facteur de qualité du commutateur. Le facteur de qualité d'un dispositif permet de remonter à une fréquence de coupure qui est un critère de comparaison entre des technologies différentes. Pour un commutateur capacitif il s'exprime en première approche de la façon suivante :

$$C_{ratio} = \frac{C_{bas}}{C_{haut}} = \frac{\varepsilon g}{th_d} + 1 \quad (1.9)$$

De manière plus rigoureuse, il faut rajouter les effets de bord de la capacité à l'état haut, on obtient alors le facteur de qualité suivant:

$$C_{ratio} = \frac{C_{bas}}{C_{haut} C_{bord}} \quad (1.10)$$

Il existe plusieurs solutions pour améliorer le facteur de qualité. Obtenir une plus grande excursion conduit à une capacité à l'état haut plus faible pour une capacité basse identique. La solution qui offre les meilleurs résultats consiste à jouer sur le diélectrique en utilisant un diélectrique plus fin ou avec une permittivité plus élevée. Le fait de diminuer l'épaisseur du diélectrique permet clairement d'augmenter le rapport des capacités; cependant le diélectrique aminci est alors plus vulnérable à certains problèmes de défaillances.

En effet, les diélectriques les plus couramment utilisés sont le nitrure et l'oxyde de silicium déposé en phase vapeur assisté par plasma (PECVD). Les permittivités de ces deux matériaux sont respectivement de 7 environ pour le nitrure et 4 pour

II. Configuration et modélisation électrique

l'oxyde. Ce dernier est utilisé bien que possédant une permittivité plus faible car il s'avère moins poreux que le nitrure. La porosité induit des courants de fuite qui conduisent au claquage du diélectrique lorsque des tensions importantes sont appliquées.

Pour palier les problèmes liés à l'utilisation de nitrure de silicium, d'autres diélectriques ont été employés présentant des permittivités plus importantes. Par exemple, des matériaux ferromagnétiques ont été utilisés. On retrouve ainsi du titanate de strontium (STO) dans [28-30] ou du titanate de strontium et de baryum (BST) dans [31,32]. La permittivité de ces matériaux est comprise entre 40 et 200 et ils sont moins sensibles à des problèmes de claquage. Par contre l'utilisation de ces matériaux présente également des problèmes: les températures de dépôt élevées rendent ces matériaux incompatibles avec de nombreux procédés d'une part, et la rugosité des dépôts dégrade fortement la qualité du contact capacitif d'autre part. Enfin concernant spécialement le BST, il faut indiquer que sa permittivité chute lorsque l'on applique une tension. Pour éviter ce phénomène, il faut isoler le BST des électrodes d'actionnement.

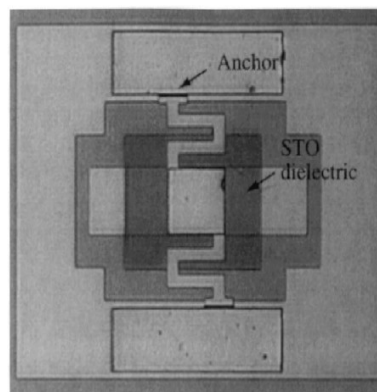


fig. 26 : Commutateur à contact capacitif réalisé par LG à base de STO [28]

La détérioration du contact à cause d'une rugosité importante s'explique par le *gap* d'air créé entre les deux plans de la capacité. Les *gaps* dûs à la rugosité ramènent des capacités qui se retrouvent en série avec la capacité du diélectrique. La valeur effective de la capacité à l'état bas est alors donnée par [33] :

II. Configuration et modélisation électrique

$$C_{effbas} = \frac{C_{bas}}{1 + \epsilon_r \left(\frac{th_r}{th_d} \right)} \quad (1.11)$$

avec th_r la hauteur de la rugosité du diélectrique. Dès lors, on comprend mieux pourquoi malgré une excellente permittivité, les capacités créées à l'aide de matériaux ferromagnétiques sont plus faibles que celles escomptées.

Dans une optique d'optimisation de la rugosité, une nouvelle technique de dépôt de nitrure de silicium a été mise au point. Il s'agit du dépôt de type HDICP CVD (High Density Inductively Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition) présenté dans [34,35]. Les températures de dépôt sont faibles : entre 90 et 170°C. La faible porosité de ces dépôts apporte une meilleure tolérance aux tensions de claquage et la rugosité d'un tel dépôt est bien inférieure. Elle a été mesurée au microscope à force atomique sur un dépôt effectué à 90°C d'une épaisseur de 100nm. Le résultat a montré que la rugosité était d'à peine 1,6nm. Malheureusement, les bûches de dépôt HDICP CVD ne sont pas répandus dans les laboratoires.

Le rapport C_{bas}/C_{haut} n'exprime pas simplement le facteur de qualité, il garantit également le bon fonctionnement du contact capacitif. La capacité réalisée lorsque le commutateur est à l'état haut est très faible. La membrane ne perturbe pas en ce cas la transmission du signal, car on a alors un circuit ouvert entre la ligne et la membrane. Lorsque le commutateur est en contact avec la ligne, il faut que la capacité à l'état bas soit très importante, afin de rapporter un court-circuit virtuel entre la membrane et la ligne. De par son fonctionnement, le signal ne sera coupé qu'à partir d'une certaine fréquence estimée à quelques dizaines de gigahertz. Plus la capacité sera importante, plus la bande de fonctionnement du commutateur se rapprochera du DC.

La fréquence de travail souhaitée est 24GHz. Dans cette bande de fréquence un contact capacitif est plus adapté. La disposition parallèle est généralement employée avec ce type de contact. Il faudra donc pour obtenir des performances RF pertinentes associer de grandes déflexions (pour minimiser les pertes par réflexion) et une force de contact importante (pour obtenir une isolation suffisante).

II.3. Modélisation circuit RLC d'un commutateur MEMS RF

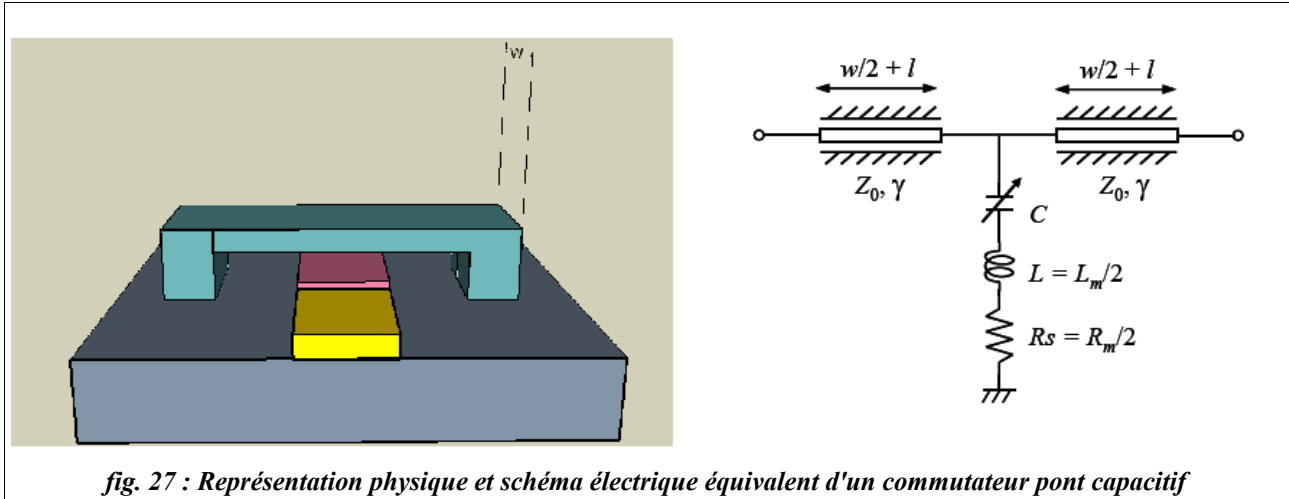
Modéliser un commutateur sous la forme d'un circuit équivalent électrique peut s'avérer très utile. Les simulations 2D ou 2,5D circuit sont en effet bien plus rapides que des simulations électromagnétiques 3D car un maillage 3D induit des temps de calcul plus longs. Elles sont donc employées pour mieux comprendre certaines mesures ou réaliser des rétro-simulations mais nécessitent au préalable une modélisation RLC du commutateur et de son environnement.

Seule la modélisation électrique d'un commutateur parallèle à contact capacitif de type pont sera présentée dans ce paragraphe, car c'est de ce type de commutateur qu'il sera question dans la partie conception, comme indiqué dans la partie précédente. La modélisation générale sera explicitée avant de déterminer les paramètres du modèle.

II.3.1. Modélisation RLC d'un commutateur parallèle capacitif de type pont

Comme il a été montré précédemment, le contact capacitif entre la ligne de transmission et la membrane peut être modélisé par un condensateur à plaques parallèles. Pour que la modélisation soit complète, il faut exprimer à l'aide de paramètres RLC le reste des composants métalliques autre que le contact. Sont compris dans cet ensemble la membrane, la ligne de transmission et l'ancrage de la membrane à la masse. Les tronçons de ligne sont modélisés comme tels, les parties métalliques suspendues sont assimilées à des inductances et les accès à la masse par des résistances. La longueur des tronçons de lignes de chaque côté du contact est fixée à la moitié de la largeur de la membrane plus une longueur l arbitraire correspondant au décalage par rapport au plan de référence.

II. Configuration et modélisation électrique



Les valeurs typiques des capacités, inductances et résistances peuvent être trouvées dans la littérature ([1,36]) :

Fréquence/paramètres <i>RLC</i>	Inductance	Résistance	Capacité
Bande X : 8-12GHZ	4 - 5pH	0,1 - 0,2Ω	70 fF - 5,6pF
Bande millimétrique	6 - 12pH	0,2 - 0,3Ω	35 fF - 2,8pF

On peut extraire alors de cette modélisation l'impédance du circuit RLC correspondant à la membrane:

$$Z = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1.12)$$

avec C la capacité ramenée par le contact à l'état haut ou bas et L l'inductance à l'état haut ou bas. On en déduit la fréquence de résonance du commutateur :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.13)$$

Il est alors possible d'exprimer l'impédance de la membrane plus simplement en fonction de la fréquence :

$$Z = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C} & \text{si } f \ll f_0 \\ R_s & \text{si } f = f_0 \\ j\omega L & \text{si } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.14)$$

Il apparaît que la membrane se comporte soit comme un condensateur lorsque la fréquence est en dessous de la fréquence de résonance, soit comme une inductance

II. Configuration et modélisation électrique

lorsque la fréquence est au dessus. A la fréquence de résonance, le pont est assimilable à la résistance série du modèle RLC.

Compte tenu des valeurs de capacités à l'état haut et l'état bas par rapport à celle de l'inductance, on remarque que la fréquence de résonance lorsque la structure est à l'état haut est largement au dessus des fréquences de travail. La membrane se comportera alors comme un simple condensateur à plaques parallèles. Par contre, dans le cas d'un état bas, la valeur de capacité est plus haute et donc la fréquence de résonance moindre. Le pont se comporte alors comme une inductance sur une partie au moins de la bande de fonctionnement du commutateur. Pour estimer l'influence de ces paramètres RLC sur le fonctionnement RF, il faut exprimer les composantes RF : pertes d'insertion, isolation et pertes par réflexion, en fonction du modèle RLC.

II.3.2. Expression des paramètres RF en fonction du modèle RLC

Pour extraire analytiquement les paramètres RF, il faut partir de considérations de puissance. En effet, comme le commutateur n'est pas idéal et que les lignes entraînent des pertes, la puissance délivrée par la source en entrée n'est pas identique à celle retrouvée en sortie, celle ci est en partie réfléchiée et atténuée. La partie réfléchiée est due à la désadaptation entre la ligne et le commutateur, cela correspond aux pertes par réflexion (Return Loss RL). L'atténuation, quant-à elle, correspondra soit aux pertes d'insertion (Insertion Loss IL) dans le cas d'une ligne passante, soit à l'isolation (Isolation IS) dans le cas d'une ligne bloquée. Dès lors, il est possible d'exprimer la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée et des paramètres RF. Ce qui donne les expressions suivantes :

- pour l'état bas

$$P_{sb}(dBm) = P_{eb}(dBm) - RL_b(dB) - IL(dB) \quad (1.15)$$

- pour l'état haut

$$P_{sh}(dBm) = P_{eh}(dBm) - RL_h(dB) - IS(dB) \quad (1.16)$$

où P_s correspond à la puissance de sortie (à l'état haut ou bas), P_e la puissance d'entrée (à l'état haut ou bas). En implémentant ces relations dans un circuit équivalent, il est

II. Configuration et modélisation électrique

possible d'extraire les expressions analytiques des performances RF.

II.3.2.1. Pertes d'insertion

Les pertes d'insertions se définissent comme le rapport entre la puissance délivrée à la charge par un commutateur idéal à l'état ON et la même puissance délivrée par un commutateur réel dans le même état. Dans le cas étudié, on utilisera le circuit électrique équivalent à un commutateur parallèle sur une ligne de transmission d'impédance Z_0 .

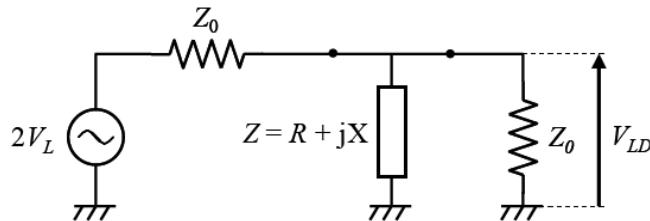


fig. 28 : Schéma électrique équivalent à un commutateur parallèle sur une ligne de transmission d'impédance Z_0

Les pertes d'insertion s'écrivent alors sous la forme d'un rapport entre la tension fournie à la charge et celle aux bornes de la membrane soit :

$$IL = \left| \frac{V_L}{V_{LD}} \right|^2 \quad (1.17)$$

avec V_L la tension fournie par la source à la charge et V_{LD} la tension délivrée par le commutateur à la charge. Le circuit préalablement utilisé est un circuit de type pont diviseur de tension, il est dès lors aisé d'exprimer le rapport de ces tensions en fonction des impédances du circuit. On obtient de ce fait l'expression suivante :

$$V_{LD} = V_L \frac{2ZZ_0}{2ZZ_0 + Z_0} \quad (1.18)$$

En remplaçant l'expression du rapport de tension obtenue en (1.18) dans (1.17) on se retrouve avec l'expression suivante après développement et réarrangement des termes :

$$IL = 1 + \frac{RZ_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R^2 + X^2} \quad (1.19)$$

II. Configuration et modélisation électrique

Avec R la résistance du commutateur et X la réactance du commutateur. On remplace alors dans (1.19) R et X par les paramètres du commutateur déterminés en (1.12). On obtient ainsi les pertes d'insertion d'un commutateur à l'état haut :

$$IL = 1 + \frac{R_{sh} Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_{sh}^2 + \left(\omega L_h - \frac{1}{\omega C_h}\right)^2} \quad (1.20)$$

Où R_{sh} , L_h et C_h sont les paramètres du modèle équivalent électrique du commutateur dans son état haut.

Lorsque l'on se situe à des fréquences très inférieures à la fréquence de résonance du commutateur à l'état haut, ce qui est le cas, il est possible de simplifier l'expression (1.20). Pour de telles fréquences, on a $\omega L_h \ll 1/\omega C_h$ et R_{sh} très grand devant $1/\omega C_h$ et $Z_0/4$. (1.20) s'écrit alors de la façon suivante :

$$IL = 1 + \frac{(\omega C_h Z_0)^2}{4} \quad (1.21)$$

II.3.2.2. Isolation

L'isolation d'un commutateur correspond à la perte de puissance d'une onde incidente à la traversée du commutateur à l'état bas. La relation (1.19) reste donc valable et s'exprime avec les paramètres du modèle électrique à l'état bas :

$$IS = 1 + \frac{R_{sb} Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_{sb}^2 + \left(\omega L_b - \frac{1}{\omega C_b}\right)^2} \quad (1.22)$$

Il est possible de simplifier cette expression. L'isolation est toujours bien supérieure à 1, donc le terme 1 devant la fraction rationnelle peut être négligé. L'approximation $R_{sb} \ll Z_0/4$ reste valable pour l'ensemble de la bande de fonctionnement; par contre on distinguera d'autres simplifications selon la fréquence de travail :

II. Configuration et modélisation électrique

$$\begin{cases} R_{sb} \ll \frac{1}{\omega C_b} \quad \text{et} \quad \omega L_b \ll \frac{1}{\omega C_b} & \text{si } f \ll f_0 \\ \omega L_b = \frac{1}{\omega C_b} & \text{si } f = f_0 \\ R_{sb} \ll \omega L_b \quad \text{et} \quad \omega L_b \gg \frac{1}{\omega C_b} & \text{si } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.23)$$

L'expression de l'isolation selon la fréquence est obtenue en utilisant les considérations (1.23) dans l'équation (1.22), ce qui donne :

$$IS = \begin{cases} \frac{(\omega C_b Z_0)^2}{4} & \text{si } f \ll f_0 \\ \frac{Z_0^2}{4R_{sb}^2} & \text{si } f = f_0 \\ \frac{Z_0^2}{4(\omega L_b)^2} & \text{si } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.24)$$

II.3.2.3. Pertes par réflexion

Les pertes par réflexion permettent de quantifier la désadaptation d'impédance due au commutateur. La présence du pont modifie localement l'impédance de la ligne, ce qui entraîne une réflexion de l'onde incidente et donc des pertes. Les pertes par réflexion sont définies par le coefficient de réflexion en puissance. Ce coefficient correspond au rapport de la puissance réfléchie sur la puissance incidente représentées sur le schéma électrique équivalent.

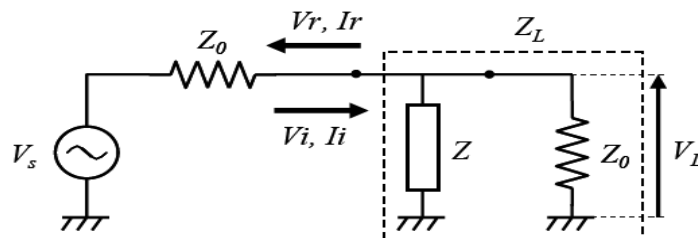


fig. 29 : Schéma électrique équivalent présentant les puissances incidentes et réfléchies

Le coefficient de réflexion en puissance peut également s'écrire à l'aide des impédances :

II. Configuration et modélisation électrique

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right|^2 \quad (1.25)$$

L'impédance Z_L est déterminée à l'aide du schéma électrique équivalent. Z_L correspond à l'impédance Z en parallèle avec l'impédance Z_0 soit:

$$Z_L = \frac{(R + jX)Z_0}{R + jX + Z_0} \quad (1.26)$$

Après remplacement de Z_L dans (1.25) par son expression obtenue en (1.26) et développement, on parvient à l'expression générale des pertes par réflexion:

$$RL = \left| \frac{-Z_0}{2(R + jX) + Z_0} \right|^2 \quad (1.27)$$

On remplace alors X et R par leurs expressions respectives de (1.12). En utilisant les considérations (1.23) et le fait que $R_{sh} \ll Z_0$, on obtient alors l'expression des pertes de réflexion à l'état haut :

$$RL = \left| \frac{-Z_0}{Z_0 - \frac{2j}{\omega C_h}} \right|^2 \quad (1.28)$$

On développe (1.28) et on réarrange les termes, ce qui donne :

$$RL = \frac{(\omega C_h Z_0)^2}{4 + (\omega C_h Z_0)^2} \quad (1.29)$$

Enfin, il est possible de simplifier encore l'expression (1.29). En effet, dans le cas d'une bonne adaptation, les pertes par réflexion sont inférieures à -10dB. On peut alors négliger le second membre du dénominateur par rapport à 4, soit l'expression finale des pertes par réflexion à l'état haut:

$$RL = \frac{(\omega C_h Z_0)^2}{4} \quad (1.30)$$

II.3.3. Influence des paramètres RLC

Les expressions obtenues précédemment ((1.21);(1.24);(1.30)) permettent de déterminer à l'aide de mesures bon nombre des paramètres du modèle RLC équivalent à la membrane. Ces différents paramètres interviennent sur les performances du commutateur. Le tableau suivant décrit l'influence de chaque paramètre.

II. Configuration et modélisation électrique

<i>RLC\RF</i>	<i>Isolation</i>	<i>Pertes d'insertion</i>	<i>Pertes par réflexion</i>
R_{sb}	Augmente quand R diminue		Pas d'influence
R_{sh}		Pas d'influence	Pas d'influence
C_b	Décale la fréquence de résonance vers le DC quand C augmente		Pas d'influence
C_h		Augmentent quand C augmente	Diminuent quand C augmente
L_b	Décale la fréquence de résonance vers le DC quand L augmente Diminue en plus hautes fréquences quand L augmente		Pas d'influence
L_h		Augmentent légèrement à très haute fréquence quand L augmente	Pas d'influence

Avant de présenter la structure innovante imaginée au sein de la société Delfmems, il apparaît comme intéressant d'expliquer certains des mécanismes de défaillance qui se produisent généralement sur les dispositifs MEMS RF à actionnement électrostatique actuels.

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

L'actionnement qui apparaît comme le moins contraignant et qui offre des performances intéressantes en terme de consommation et de compatibilité technologique est l'actionnement électrostatique. C'est pour ces raisons qu'il est le plus répandu dans la littérature. Les tensions entrant en jeu lors de cet actionnement seront mises en équations dans le paragraphe suivant à l'aide d'une modélisation simplifiée avant de présenter les facteurs influents sur la tension d'actionnement en général. Les tensions en jeu sont généralement élevées, ce qui conduit à des défaillances qui limitent l'utilisation de tels dispositifs. Les défaillances principalement liées aux hautes tensions seront donc détaillées juste après.

III.1. Détermination des tensions en jeu

Pour modéliser simplement la force électrostatique appliquée à la membrane d'un commutateur, on assimilera le commutateur et les électrodes isolées par le diélectrique à un condensateur à plaques parallèles. On ne tiendra pas compte de la non uniformité de la déformation de l'électrode mobile. La capacité réalisée hors contact est exprimée par l'équation suivante :

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g} \quad (1.31)$$

Avec ε_0 la permittivité du vide, A la surface de vis-à-vis entre les deux plaques et g l'entrefer (ou *gap*). Dans cette expression, les phénomènes de bords de la capacité ne sont pas pris en compte. La force électrostatique résultante est déterminée comme étant :

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A V^2}{g^2} \quad (1.32)$$

En remplaçant l'expression de la force d'actionnement (1.32) dans (1.3), on obtient l'équation d'équilibre entre la force électrostatique et la force de rappel de la membrane :

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.33)$$

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

Où g_0 représente l'entrefer initial à tension nulle. La différence entre g_0 et g correspond alors à l'excursion de l'électrode mobile. On déduit de la relation (1.33) la tension d'effondrement ou de "*pull-in*" qui caractérise la tension seuil à partir de laquelle la force électrostatique l'emporte sur la force de rappel :

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon A} g^2 (g_0 - g)} \quad (1.34)$$

La membrane entre alors forcément en contact avec l'électrode fixe pour toute tension supérieure à V_{pi} . La dérivée en fonction de g de l'expression (1.34) s'annule en $2g_0/3$ ce qui indique que la tension d'effondrement apparaîtra lorsque l'excursion de la membrane sera égale à 1/3 du *gap*.

De manière analogue, lorsque le *pull-in* a eu lieu et que les deux électrodes sont en contact, il est possible d'exprimer la tension de maintien nécessaire pour éviter le retour à l'état haut de la membrane. L'expression de la capacité formée par les deux plans métalliques est différente :

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (1.34)$$

avec t_d l'épaisseur du diélectrique isolant les deux électrodes et ϵ_r la permittivité du diélectrique. La capacité ainsi exprimée, il en résulte la force électrostatique suivante:

$$F_e = \frac{V^2}{2} \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{\left(g + \frac{t_d}{\epsilon_r}\right)^2} \quad (1.35)$$

où ϵ correspond à un scalaire compris entre 0.4 et 0.8. Ce terme est employé afin de rendre compte dans l'expression de la force électrostatique de la rugosité du diélectrique. L'expression de la force de rappel lorsque la membrane a subi une déflexion est fonction des degrés de liberté de la membrane. Lorsque l'une de ses extrémités est libre, la force de rappel est la même qu'en (1.2), par contre, si ses deux extrémités sont bloquées (cas d'une bi-encastree) l'expression de la force de rappel change, car il y a un étirement de la membrane. On a alors:

$$F_r = k(g - g_0) + k_s(g_0 - g)^3 = k_e(g - g_0) \quad (1.36)$$

avec k_s un scalaire lié à l'étirement de la membrane. En égalant la force de rappel et la force électrostatique, c'est à dire en négligeant la force de contact dans l'équation (1.1)

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

puis en isolant la tension dans l'équation ainsi obtenue, on obtient l'expression de la tension de maintien :

$$V_m = \sqrt{\frac{2k_e}{\varepsilon \varepsilon_0 A} (g_0 - g) \left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad (1.37)$$

Cette tension correspond à la tension minimale nécessaire au maintien de la membrane à l'état bas.

On a montré comment déterminer les tensions de *pull-in* et de maintien. Il apparaît que la tension de maintien est très inférieure à la tension d'effondrement, car g est plus important (membrane à l'état bas) dans le cas de la tension de maintien. Il résulte de cette différence de tension un phénomène hystérésis au niveau du cycle d'actionnement du commutateur. On peut déduire de ce phénomène hystérésis la possibilité d'employer des tensions plus faibles après effondrement de la membrane.

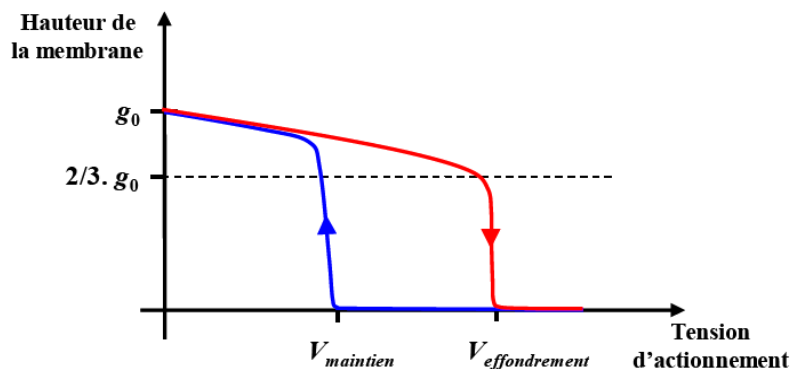


fig. 30 : Hystérésis de l'actionnement électrostatique

III.2. Facteurs influents sur la tension

De nombreux facteurs influent sur la tension d'actionnement d'un commutateur MEMS. De plus, pour la compatibilité du commutateur avec certains dispositifs, notamment les circuits électroniques à base de transistors CMOS, les tensions en jeu doivent être minimales. En effet, dans le cas d'une tension d'actionnement supérieure à 5 V, il s'avère nécessaire d'utiliser une pompe de charge pour garantir un

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

actionnement compatible avec la tension délivrée par le circuit microélectronique. Dans cette partie on verra quels sont les paramètres ayant une influence sur la tension d'actionnement, comment réduire leurs impacts et diminuer cette tension d'actionnement.

Tout d'abord lorsque l'on considère l'expression (1.34) de la tension d'effondrement qui correspond à la tension la plus importante à fournir, on constate que seuls la raideur de la structure, l'entrefer et la surface de vis-à-vis interviennent. Plus la structure est raide ou plus les électrodes sont éloignées et plus importante sera la tension de *pull-in*. Par contre une surface de vis-à-vis plus grande diminue la tension nécessaire. Il faut donc au niveau de la conception prendre ces paramètres en considération car la raideur n'est fonction que du matériau et de la géométrie de la structure, tandis que l'entrefer et les surfaces d'électrodes sont fixés par le procédé technologique. La diminution de l'entrefer est une démarche facile à mettre en place, cependant il faut garder à l'esprit qu'elle va directement se répercuter sur les performances RF. En effet, une excursion moindre de la membrane entraînera une isolation à l'état haut plus faible car la membrane perturbera plus le signal, sans compter d'autres problèmes de fiabilité qui seront présentés dans les parties suivantes.

De plus, on a montré que pour établir l'expression (1.37) on a négligé les forces de contact. En réalité la tension de maintien est inférieure à celle déterminée, car des forces d'attraction comme celles de Van Der Waals et des phénomènes de stiction pouvant apparaître suite aux étapes technologiques, maintiennent la membrane en contact avec l'électrode inférieure. De manière analogue, la tension de *pull-in* a été sous estimée car dans la réalité des forces de frottements interviennent lors du déplacement de l'électrode mobile. On retrouve notamment des phénomènes d'amortissements par films minces [37]: la compression d'un fluide entre deux couches minces en mouvement s'oppose au déplacement de la couche mobile lorsque le *gap* entre les couches diminue.

Ces phénomènes augmentent à la fois la tension d'actionnement et le temps de commutation. Pour diminuer l'influence de ces paramètres, tout comme les

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

phénomènes de stiction à l'état bas, il est possible de trous la membrane afin de diminuer l'ensemble de ces effets. Les trous permettent éventuellement de libérer la structure plus vite en rendant accessible lors de l'attaque chimique certaines zones, on parlera alors de trous de libération. Par contre, de tels trous réalisés au niveau des électrodes diminuent la surface de vis à vis A, mais cette diminution est en partie compensée par les effets de bords de la capacité.

Ces optimisations concernant la tension d'actionnement sont donc directement liées à des considérations de conception qui permettent d'augmenter les performances et la fiabilité d'un dispositif car, malgré les performances intéressantes présentées par les commutateurs MEMS RF, ils sont à l'heure actuelle peu proposés à la vente du fait de leur manque de fiabilité. On présentera dans les paragraphes suivants divers problèmes rencontrés par un commutateur à contact capacitif actionné par force électrostatique.

III.3. Détérioration du diélectrique

La détérioration du diélectrique résulte d'un phénomène de conduction de charges. En effet, sous l'effet d'un champ électrique, on assiste à la génération de charges dans un matériau isolant situé entre deux électrodes. Ces charges peuvent être de nature (électrons, trous ou ions) et d'origine (intrinsèque ou extrinsèque) différentes [38].

III.3.1. Types de conduction dans les diélectriques

Les multiples types de conduction peuvent être regroupés en deux familles : ceux issus de l'interface métal/isolant et ceux résultant de l'imperfection du diélectrique. La première catégorie se compose de la conduction Schottky et de la conduction Fowler-Nordheim. Pour bien comprendre ces phénomènes, il est important d'avoir à l'esprit le diagramme énergétique de l'interface métal/isolant [39]. En l'absence de champ électrique, les phénomènes de conduction s'avèrent difficiles du fait de la

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

barrière de potentiel résultant de la différence entre le niveau de Fermi du métal et la bande de conduction de l'isolant. Bien évidemment, cette barrière dépend des matériaux employés.

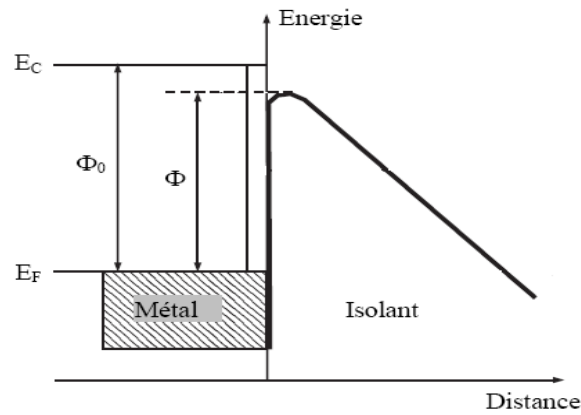


fig. 31 : Diagramme énergétique de l'interface métal/isolant

L'effet Schottky apparaît lorsque des porteurs franchissent cette barrière aidés en cela par la température et le champ électrique [40]. La densité de courant générée s'exprime alors par la relation suivante :

$$J_s = AT^2 \exp\left(-\frac{\Phi_0 - \beta_s \sqrt{E}}{kT}\right) \quad (1.39)$$

avec A la constante de Richardson-Schottky, T la température et k la constante de Boltzmann.

L'autre type de conduction inhérent à l'interface métal/isolant est connu sous le nom d'effet Fowler-Nordheim. Il caractérise une conduction induite par des électrons qui franchissent par effet tunnel la barrière de potentiel. Ce passage du métal à l'isolant n'est possible que lorsque le champ électrique est assez élevé pour réduire la hauteur de barrière à la longueur d'onde de De Broglie. Le paramètre température n'influe pas sur cette conduction et le champ électrique doit être d'au moins 1000MV/m, ce qui rend cette conduction peu fréquente [40].

Une autre catégorie de conduction est liée aux imperfections du diélectrique. Ainsi il est possible de constater un effet Frenkel-Poole lorsque des porteurs se retrouvent piégés dans des puits de potentiel coulombien. Ces puits proviennent de

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

défauts du diélectriques au niveau cristallin et présentent une barrière de potentiel égale à la profondeur du puits [40]. De même que pour l'effet Schottky, cette barrière est diminuée en présence d'un champ électrique. La température combinée au champ électrique permet aux porteurs de franchir la barrière de potentiel. Les porteurs se retrouvent alors piégés dans les puits de potentiel.

On trouve dans la littérature une autre forme de conduction [39] qui provient des imperfections du diélectrique : il s'agit de la conduction ionique. Les matériaux diélectriques comportent toujours des ions de par les procédés de fabrication mis en œuvre. Ils se retrouvent piégés dans les imperfections du diélectrique et peuvent créer un courant en passant d'un piège à un autre lorsque les barrières de potentiel sont modifiées par l'application d'un champ électrique.

Enfin, on peut également constater un phénomène de conduction limitée par charge d'espace : le porteur se déplace lorsqu'il se trouve dans un champ électrique. La valeur du champ dans ce cas spécifique dépendra à la fois de la différence de potentiel appliqué entre les électrodes et de la présence dans le diélectriques de porteurs ou de trous. L'expression de la conduction résultante dépendra donc du ratio entre les porteurs injectés et les porteurs piégés. Cette variation de courant s'illustre parfaitement lorsque l'on trace la courbe courant/tension dans un diagramme bilogarithmique.

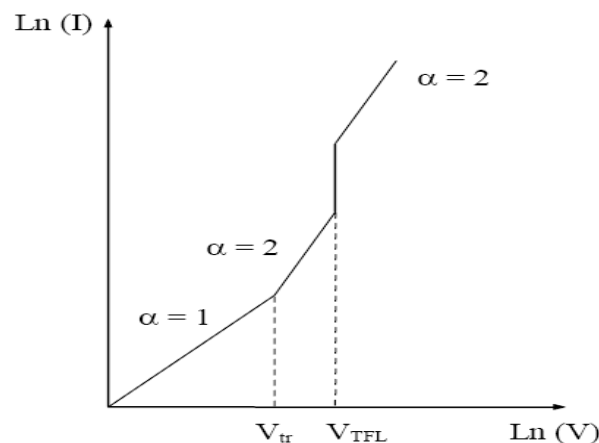


fig. 32 : Tracé bilogarithmique du courant en fonction de la tension pour un mécanisme de conduction limitée par charge d'espace [38]

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

Les variations de pente expriment à quel point les porteurs injectés sont piégés. Au départ les porteurs piégés sont minoritaires par rapport aux porteurs intrinsèques au matériau. A partir d'une première tension seuil les porteurs piégés deviennent alors majoritaires et on observe une pente différente jusqu'à une deuxième tension seuil à partir de laquelle l'ensemble des pièges est comblé.

III.3.2. Impact de la conduction sur la fiabilité d'un commutateur

Afin de quantifier l'impact de la détérioration du diélectrique sur la défaillance d'un commutateur RF lors de son actionnement électrostatique, un banc de test a été imaginé [38]. Il était focalisé sur le phénomène de stiction de la membrane qui était constaté après quelques actionnements. Il a été montré que le collage de la membrane résultait d'un phénomène de chargement du diélectrique. La charge du diélectrique générait une force électrostatique qui maintenait la membrane à l'état actionné bien que l'actionnement ait été stoppé. C'est cette même force qui contrait la force d'actionnement et faisait que la tension nécessaire pour fléchir la structure une fois la membrane décollée était supérieure. Le décalage de la tension d'actionnement est une des caractéristiques d'un mécanisme de conduction dans le diélectrique.

Pour identifier le phénomène de conduction opérant parmi ceux détaillés précédemment, des mesures de courant en fonction de la tension ont été réalisées. La comparaison entre les courbes obtenues en pratique et celles des conductions théoriques a illustré que le phénomène correspondait à une conduction de type Frenkel-Poole. L'expression d'une telle conduction est la suivante :

$$J_{FP} = \sigma_{FP} E \exp\left(-\frac{Q\Phi_B - \beta_{FP}\sqrt{E}}{kT}\right) \quad (1.40)$$

avec σ_{FP} la conductivité de Frenkel-Poole, Φ_B est la barrière de potentiel sans champ électrique, β_{FP} est la constante de Frenkel-Poole, E l'amplitude du champ électrique et T la température. Dès lors, ce mécanisme identifié, il a été possible d'établir une corrélation entre la tension d'actionnement et la durée de vie du commutateur d'une part et montrer que la cinétique de conduction dépendait de la durée d'actionnement d'autre part.

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

La tension d'actionnement joue donc un rôle prépondérant dans la tenue dans le temps du diélectrique qui lui même influe sur la durée de vie du commutateur. Il est ainsi primordial d'avoir une tension d'actionnement faible. Il est possible de diminuer les phénomènes de chargement du diélectrique en choisissant une forme de signal adapté. En effet, le choix d'un signal d'actionnement bipolaire permet de décharger le diélectrique en inversant la polarisation. De plus comme la tension d'actionnement est supérieure à la tension de maintien, il est envisageable d'utiliser un signal composé de deux impulsions d'amplitudes différentes comme illustré ci-après.

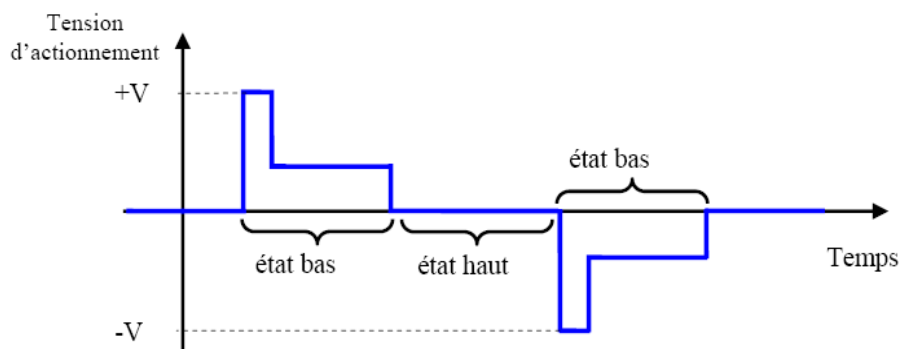


fig. 33 : Signal bipolaire à double impulsions

La limite supérieure de la tension applicable est, quant à elle, fixée également par le diélectrique. En effet, les courants de conduction constatés lors de l'actionnement sont proportionnels au champ électrique lui même fonction de la tension. S'ils sont trop importants, ils entraînent la détérioration voire le claquage du diélectrique [41]. La tension de claquage du diélectrique s'exprime en MV/m, il faut donc déposer une épaisseur suffisante pour la gamme de tension visée afin d'éviter des courants de fuite trop importants. Il faut noter que Texas Instruments a déposé un brevet qui va dans le sens inverse de cette considération. En effet, dans [42], pour éviter la charge du diélectrique, ils préfèrent augmenter les courants de fuite. Ainsi la sensibilité au phénomène de conduction est moindre mais le risque de claquage est .

III.4. Auto-actionnement et auto-maintien

Les problèmes d'auto-actionnement et d'auto-maintien sont récurrents dans le domaine des commutateurs capacitifs à actionnement électrostatique. Pour le premier cas, le phénomène a été illustré par Raytheon dans [43]. En étudiant la tenue en puissance de leurs dispositifs, ils ont remarqué qu'à partir d'une certaine puissance dans le conducteur central (4W environ), le commutateur entrainé en contact avec la ligne de signal sans avoir été actionné. Ce phénomène s'explique de la manière suivante : la tension correspondante au signal véhiculé par la ligne lorsque la membrane est à l'état haut s'exprime de la façon suivante :

$$V_{RF}(t) = V_0 \cos(2\pi ft) \quad (1.41)$$

où V_0 correspond à l'amplitude de l'onde incidente se propageant dans la ligne et f la fréquence du signal RF. Cette tension génère une force électrostatique entre la membrane et la ligne d'intensité suivante :

$$F_e = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A V_{RF}^2(t)}{g^2} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g^2} \left(\frac{V_0}{\sqrt{2}} \right)^2 (1 + \cos(4\pi ft)) \quad (1.42)$$

La force électrostatique résultante se compose donc d'une composante continue et d'une composante en $\cos(4\pi ft)$. La deuxième composante peut être négligée par rapport à la première compte tenu du fait que la fréquence du signal est bien supérieure à la fréquence de résonance de la structure. On approxime alors la force électrostatique efficace à :

$$F_e = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g^2} \left(\frac{V_0}{\sqrt{2}} \right)^2 = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g^2} V_{RF/RMS}^2 \quad (1.43)$$

En parallèle, il est possible d'exprimer la puissance de l'onde incidente en fonction de $V_{RF/RMS}$ et de l'impédance de la ligne Z_0 :

$$P = \frac{V_{RF/RMS}^2}{Z_0} \quad (1.44)$$

L'auto actionnement interviendra lorsque la force électrostatique générée par le signal RF sera égale à la force d'actionnement. De par l'expression obtenue en (1.43), cela équivaut à avoir $V_{RF/RMS}$ égale à la tension de *pull-in*. Ainsi, on déduit de la relation (1.44) l'expression de la puissance minimale à partir de laquelle on constatera un phénomène d'auto-actionnement :

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

$$P_{min} = \frac{V^2}{Z_0} \quad (1.45)$$

Ce qui nous donne par exemple pour une tension d'effondrement de 15V combinée à une ligne d'impédance de 50Ω, une puissance minimale de 4,5W.

Le phénomène d'auto maintien est sensiblement le même, si ce n'est qu'il apparaît lorsque la membrane est à l'état bas. Le signal RF qui se propage dans la ligne va alors générer une force électrostatique supérieure à la force de maintien, ce qui va empêcher le commutateur de retourner en position haute lorsque l'actionnement sera stoppé. Le signal devra alors être interrompu pour permettre à la structure de changer d'état, on parlera alors de commutation chaude impossible. Dans l'état bas, l'expression de la tension RF est différente de celle obtenue précédemment en (1.41) car la capacité ramenée par la membrane à l'état bas induit une réflexion de l'onde incidente qui diminue la tension RF. L'expression de la tension dans cet état est alors :

$$V_{RF} = V_i(1 + \Gamma) \quad (1.46)$$

Où V_i correspond à l'expression de l'onde incidente et Γ au coefficient de réflexion induit par le contact capacitif. Dans [21], la relation (1.46) est exprimée en fonction de la capacité à l'état bas et de l'impédance de la ligne comme suit :

$$|V_{RF}| = \frac{|V_i|}{\sqrt{1 + (\pi f C_{off} Z_0)^2}} \quad (1.47)$$

Aux fréquences de fonctionnement d'un commutateur à contact capacitif, le terme $\pi f C_{off} Z_0$ est bien supérieur à 1. Il y aura auto maintien lorsque la tension V_{RF} sera au moins égale à la tension de maintien soit quand :

$$V_{maintien} = \frac{V_i}{\sqrt{1 + (\pi f C_{off} Z_0)^2}} \quad (1.48)$$

En isolant V_i dans l'expression (1.48) puis en exprimant la puissance en fonction de la tension V_i et de l'impédance de la ligne, on obtient finalement l'expression de la puissance minimale à partir de laquelle on constate le phénomène d'auto maintien à savoir :

$$P_{min} = \frac{V_i^2}{Z_0} = \frac{V_{maintien}^2}{Z_0} (\pi f C_{off} Z_0)^2 = \frac{V_{maintien}^2}{4Z_0} \left(\frac{Z_0}{Z_C} \right)^2 \quad (1.49)$$

Contrairement à l'expression de la puissance minimale d'auto actionnement, la puissance

III. Défaillance des MEMS RF électrostatiques.

minimale d'auto maintien dépend de la capacité réalisée. [44] a montré que pour des dispositifs présentant une tension de maintien de 15V et une capacité à l'état bas contenue entre 3,2pF et 3,5pF, la puissance d'auto maintien était de 510mW pour un signal hyper à 10GHz.

Cette liste des problèmes de fiabilité rencontrés par des commutateurs MEMS RF à contact capacitif n'est pas exhaustive, en effet on compte, par exemple également les mauvais temps de commutations de tels dispositifs... Pour augmenter la fiabilité des MEMS RF de nombreux axes de recherches ont été exploités. Des nouveaux designs ont vu le jour avec pour but de diminuer les temps de commutation [45], les tensions d'actionnement [46-47] tout en augmentant le nombre de cycle de commutation avant défaillance ainsi qu'en autorisant des excursions importantes. Des optimisations concernant la qualité des contacts ont été démontrées également, notamment pour des applications de type puissance [48]. Cependant à l'heure actuelle aucune structure n'allie à la fois hautes performances et fiabilité. Pour répondre aux demandes du marché, l'entreprise DELFMEMS SAS a breveté une structure innovante présentant une fiabilité accrue du fait de son concept. Le paragraphe suivant présentera la version à contact capacitif en topologie parallèle, avant de comparer ses performances avec celles d'une membrane de type pont bi-encastree plus classique.

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

Cette structure est innovante, car elle ne possède pas les mêmes degrés de liberté par rapport aux membranes actuelles. En effet, elle est complètement libre sur appuis plan et ne possède pas d'encastrement contrairement à un pont (bi-encastree) ou à un cantilever (encastree-libre). La conception et les performances de la membrane seront présentés dans cette partie.

IV.1. Principe de fonctionnement

Le dispositif a été imaginé à partir d'un brevet présentant "une membrane totalement libre et flexible" [49]. L'actionnement choisi est un actionnement électrostatique car il est plus aisé à mettre en place et offre une bonne compatibilité avec les procédés de fabrication. De plus, de par son principe, l'actionnement électrostatique présente une consommation quasi nulle, ce qui est un avantage non négligeable pour l'utilisation de tels composants dans des systèmes nomades, où l'autonomie d'énergie occupe une place prépondérante.

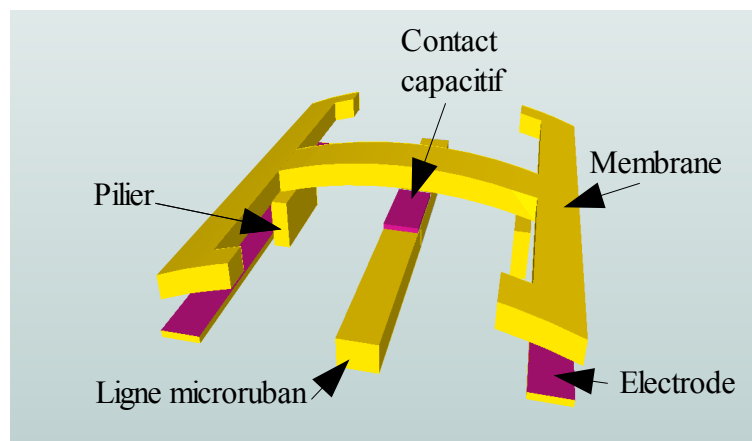


fig. 34 : Schéma 3D de la structure imaginée par DelfMEMS SAS

La structure se présente comme une membrane simplement supportée en forme de H. Les phases d'actionnement correspondent à un composant de type «normally OFF». Lorsque la structure est actionnée, les parties extérieures de la membrane fléchissent vers le bas sous l'effet de l'attraction causée par l'effort

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

électrostatique. Les appuis plan agissent alors comme des bras de levier et provoquent une déflexion maximale au centre de la structure en vis à vis de la ligne de signal. La membrane est en or d'épaisseur $2\mu\text{m}$ et l'encombrement présenté lorsque l'entrefer est de $3\mu\text{m}$ est de $400\mu\text{m}$ par $320\mu\text{m}$.

IV.2. Une fiabilité accrue

IV.2.1. Actionnement électrostatique à faible tension

Le principe de fonctionnement de type «normally OFF» combiné au concept de la structure permet à la fois de décorréler les électrodes inférieures de la ligne de signal et d'éloigner les dites électrodes de la ligne. Il est ainsi possible d'obtenir des dimensions d'électrodes importantes car elles ne sont pas nécessairement en vis à vis de la ligne. Dans le cas présent, la profondeur des barres du H font que la surface des actionnements sont maximisées. Il en résulte une force électrostatique plus importante (Cf. (1.32)) , ce qui permet par compromis de réduire les tensions nécessaires.

Les simulations par éléments finis ont démontré que des flèches importantes de l'ordre de $5\mu\text{m}$ pouvaient être obtenues avec une tension de $6,5\text{V}$. Les premières caractérisations mécaniques ont illustré un actionnement aux alentours de 9V sur une vingtaine de dispositifs. Une tension d'actionnement de 5V au final est visée pour le composant dans sa version ohmique.

Présenter un actionnement opérant à faible tension se traduit par de nombreux avantages. Le premier est directement lié aux phénomènes de chargement du diélectrique. Comme la tension est plus faible, la barrière de potentiel (Cf. Chapitre I,III.3.) est plus importante. La conduction dans le diélectrique est ainsi plus faible ce qui augmente la durée de vie du commutateur. De plus les tensions employées dans des dispositifs microélectroniques sont très faibles.

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

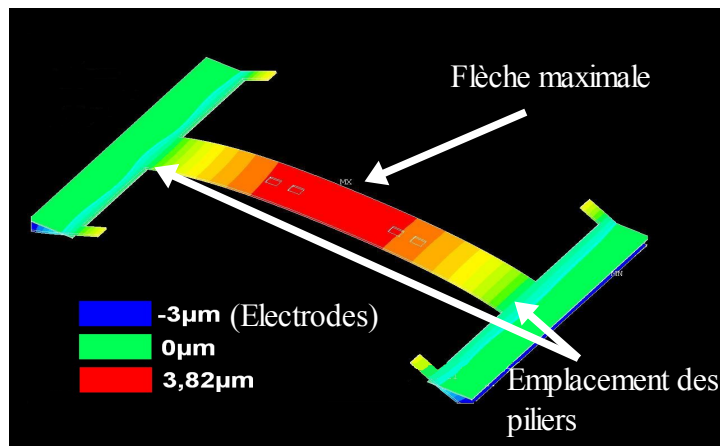


fig. 35 : Simulation d'une structure ohmique parallèle actionnée à 6,5V

Des tensions d'actionnement de l'ordre de quelques volts assurent la compatibilité électrique entre les commutateurs et de tels circuits. Le risque inhérent avec des tensions d'actionnement basses est celui de l'auto-commutation ou auto-maintien car la structure est plus sensible alors au passage de signal dans la ligne en vis à vis. Le paragraphe suivant démontre qu'avec ce type de structure de tels dangers sont évités.

IV.2.2. Des excursions importantes

Une étude a été menée afin d'établir, sans prendre en compte les phénomènes de *zipping*, la flèche maximale en fonction du ratio longueur entre appuis plan sur longueur totale. Cette analyse purement structurelle consistait à appliquer à une poutre en or une charge uniformément répartie entre les extrémités de la poutre et les appuis plan. Les calculs des déformées résultantes ont été réalisés à l'aide du logiciel RDM 6 [65]. La charge était définie de telle sorte que la déflexion des extrémités de la membrane correspondait à la distance inter-électrodes soit 3µm. On relevait alors la flèche obtenue au centre de la structure en faisant varier la longueur externe (distance entre une extrémité et un appui plan) pour une même longueur centrale (distance entre les appuis plan). Il a été déterminé de cette manière qu'une flèche centrale de 5µm pouvait être obtenue pour des longueurs centrale et externe de respectivement 320µm

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

et $40\mu\text{m}$. Pour une utilisation en bande millimétrique, la déflexion doit être supérieure à $3\mu\text{m}$ afin de ne pas perturber le signal dans l'état haut. Une flèche de $5\mu\text{m}$ répond donc à ces exigences en garantissant une marge supplémentaire.

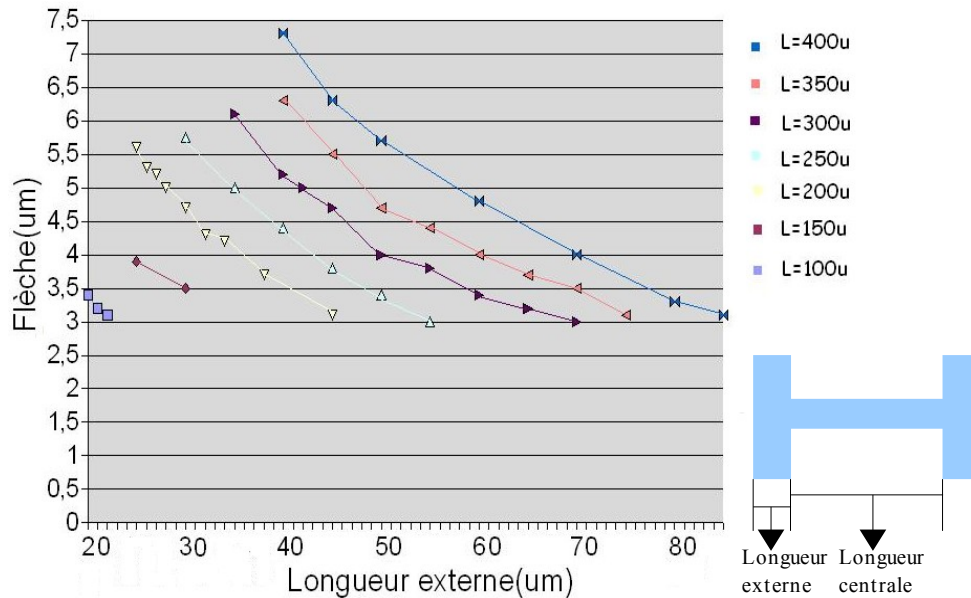


fig. 36: Flèche centrale en fonction de la longueur externe pour des longueurs centrales fixées

Pour valider ces résultats une modélisation analytique simple a été mise en œuvre afin de déterminer le comportement de la membrane en fonction de ses dimensions ainsi que de ses grandeurs élastiques. Pour ce faire, on assimile la section de la membrane à une poutre sur appui plan avec des charges uniformément réparties après les appuis. En principe, l'hypothèse fondamentale des poutres fixe que les déplacements se doivent d'être faibles devant l'épaisseur de la poutre. Il s'avère que dans le cas étudié, ils sont de même amplitude. Cette considération n'autorise normalement pas à utiliser les efforts internes, toutefois il est possible de modéliser fidèlement l'effet voulu malgré cette limitation. Le détail du calcul et de la modélisation est proposé en annexe A1.1. On remarque que les résultats obtenus sont décalés par rapport aux simulations et à l'analyse précédente. En effet, l'excursion verticale (suivant u_y) est bornée par $[-2.5;6]$ contre $[-3;5.5]$ en simulation pour des dimensions de membrane identiques. L'effet électrostatique qui varie avec la différence d'entrefer est considéré comme responsable de cet écart puisqu'il ne correspond pas à un chargement uniforme de la poutre. Une seconde modélisation a alors été imaginée. Elle fait intervenir la variation de la force électrostatique en fonction de la déformée de

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

la structure. Cette modélisation est présentée plus en détail en annexe A1.2. Cette deuxième modélisation détermine un comportement mécanique plus proche des simulations que la première modélisation.

On retrouve aisément les résultats obtenus par simulation par éléments finis. Il y a cependant deux limitations à cette modélisation. La première tient en ce qu'aucune condition d'arrêt n'est modélisée. Ainsi le phénomène de *pull-in* qui apparaît aux alentours d'une déflexion correspondante à 43% [37] du *gap* n'est pas visible. La tension obtenue pour une déflexion linéaire n'est donc pas forcément la même que celle réelle constatée avec *pull-in*. La deuxième limitation est une des conséquences du *pull-in*, il apparaît que la membrane puisse suivre l'électrode basse en se pliant. L'influence de ce changement de courbure sur la flèche centrale n'est pas prévisible avec ce modèle. Cependant, malgré ses limitations, ce modèle offre la possibilité de prévoir en fonction des paramètres principaux (longueurs, tensions, module de Young) le comportement mécanique de la structure ainsi que ses déflexions maximales et minimales hors collage à l'électrode basse.

Ces études et modélisations corroborées par les simulations par éléments finis ont montré qu'avec de telles géométries, des flèches importantes pouvaient être obtenues. Les mesures de déflexion réalisées sur les prototypes étaient en accord avec les estimations précédentes. Ces excursions importantes permettent de s'affranchir des risques d'auto-commutation. En effet, lorsque la membrane est actionnée, elle est située 5 μ m au dessus de la ligne de signal. La tension générée par le signal RF n'est donc pas suffisante pour attirer la membrane avec un tel *gap*. De plus, la structure dans cet état est bombée, ce qui augmente sa rigidité. La force nécessaire pour compenser cette rigidité se doit donc d'être supérieure à celle utilisée pour l'actionnement de la structure. Le phénomène d'auto-maintien est plus délicat à éviter. S'il est vrai qu'il permet de réaliser un meilleur contact capacitif entre la ligne et la membrane, - ce qui constitue un atout non négligeable -, il risque également d'augmenter la tension d'actionnement lors d'une commutation chaude. Cependant les larges zones d'électrodes donnent lieu à des intensités de force électrostatique très importantes. C'est d'ailleurs pour cette raison qu'un actionnement avec un entrefer de 3 μ m est possible. Cette force

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

électrostatique importante permet de compenser des forces de faible intensité intervenant au niveau de la ligne de signal.

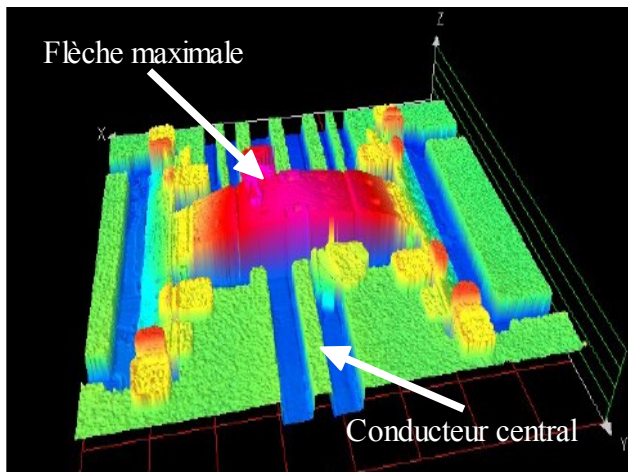


fig. 37: Excursion de la membrane mesurée par interférométrie

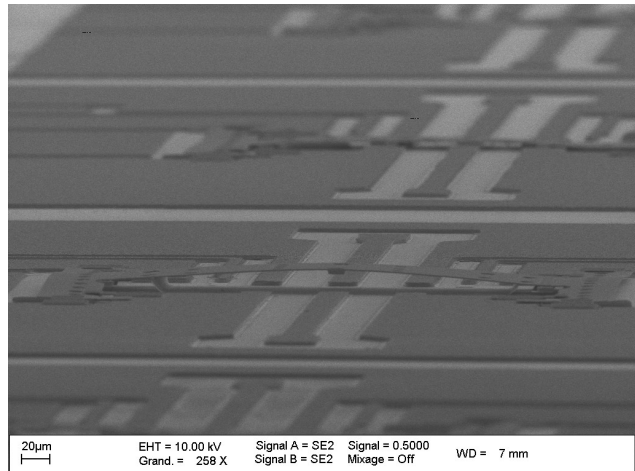


fig. 38: Microphotographie de la membrane lors de la déflexion

La taille des électrodes est donc primordiale à la fois pour diminuer la tension d'actionnement mais également pour décoller la structure en commutation chaude. La structure ainsi imaginée permet d'obtenir des grandes déflexions avec une tension faible en utilisant des larges zones d'électrodes et un entrefer de $3\mu\text{m}$. L'inconvénient avec des grands écarts entre les électrodes, outre les tensions d'actionnement en jeu, est le temps de commutation. En effet, il est logique de penser que plus l'écart entre les électrodes est important, plus le changement d'état sera long.

IV.2.3. Des temps de commutations faibles

Le temps de commutation de la structure est fonction des forces en présence. Une force d'actionnement élevée diminuera le temps de commutation de l'état bas vers l'état haut. Une force de rappel importante diminuera le temps de commutation de l'état haut vers l'état bas. La force de rappel dépend uniquement de la rigidité de la membrane. Cette rigidité varie en fonction du matériau utilisé et de la géométrie de la structure. Plus le commutateur sera rigide et plus la structure retrouvera rapidement son état initial une fois l'actionnement stoppé. La rigidité se traduit par une fréquence de résonance plus élevée selon la relation :

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

$$f = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.50)$$

Pour s'assurer de la validité de la fréquence de résonance déterminée par éléments finis, on a comparé les résultats obtenus par méthode analytique et par éléments finis. La détermination de cette fréquence par voie analytique était basée sur l'étude des vibrations transverses des poutres [50] en partant des efforts internes inhérentes à ce type de poutre. Le détail du calcul est proposé en annexe A2. On aboutit à l'expression de la fréquence de résonance suivante [51] :

$$f^2 \approx 2,467 \frac{EIgL}{(L-2l)^4 W} \quad (1.51)$$

où g est l'accélération de pesanteur, W le poids total, I le moment quadratique et E le module de Young de la poutre.

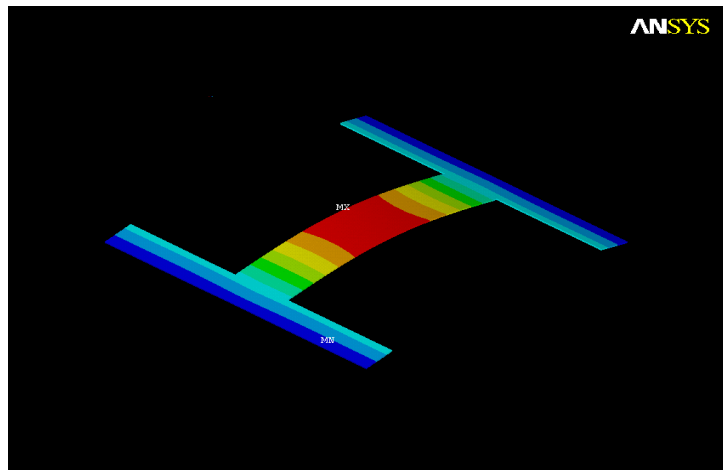


fig. 39 : Simulation par éléments finis de la membrane en mode fondamental

On a constaté une très bonne adéquation entre les résultats analytiques et ceux obtenus par simulations sur une poutre simple. La détermination par simulation a dès lors été validée. Appliquées à la structure en H, les simulations ont donné une fréquence de résonance de 11,31kHz. Cette fréquence de résonance est plus faible que celle d'une poutre bi-encastree, cependant, le fonctionnement en "normally off" de la structure en H fait que la rigidité à l'état haut est plus grande que celle d'une bi-encastree dans le même état. A partir de la fréquence de résonance, on peut approximer le temps de commutation d'un commutateur de l'état off vers l'état on à l'aide de la relation empirique suivante [21] :

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

$$t_{offon} = \frac{1}{4f_{res}} \quad (1.52)$$

En se basant sur (1.52) on obtient un temps de commutation *off* vers *on* de 22 μ s. Cependant, cette relation a été établie avec des composants de type pont et n'est peut être pas valable pour ce commutateur, d'autant plus qu'à fréquence de résonance égale, la rigidité de la structure en H est plus grande. Il peut donc être réduit si l'on augmente la rigidité en diminuant la longueur par exemple, car la fréquence de résonance serait alors plus importante. En ce qui concerne le temps de commutation de *on* vers *off*, il est plus délicat à modéliser car il faut tenir compte des rebonds de la membrane sur la ligne jusqu'à sa stabilisation. La vitesse de commutation est une des faiblesses des commutateurs MEMS comparée aux technologies concurrentes; néanmoins en diminuant les dimensions de ce type de structure il est possible d'approcher des valeurs de l'ordre de la micro-seconde.

IV.2.4. Un concept robuste

De par ses degrés de libertés, cette géométrie est moins sensible en environnements sévères. La tenue en température est bien meilleure que les autres structures actuelles car il n'y a pas de risque de fluage comme c'est le cas pour une structure bi-encastree. L'allongement thermique suivant l'axe Ux (axe selon lequel les dimensions sont les plus importantes) a été simulé pour une élévation de température de 150°C avec une température initiale de 50°C.

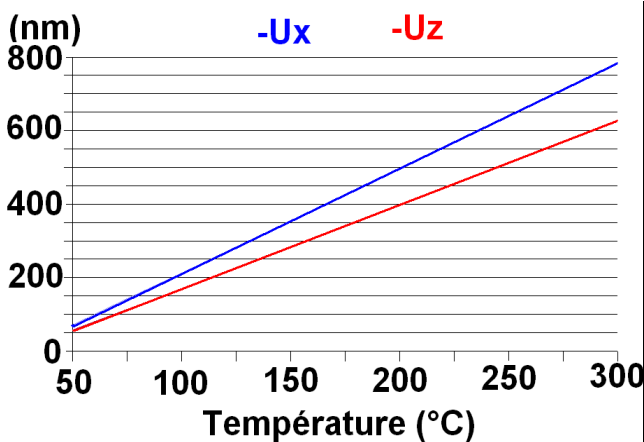


fig. 40 : Allongement thermique selon les axes Ux et Uz (longueur et profondeur)

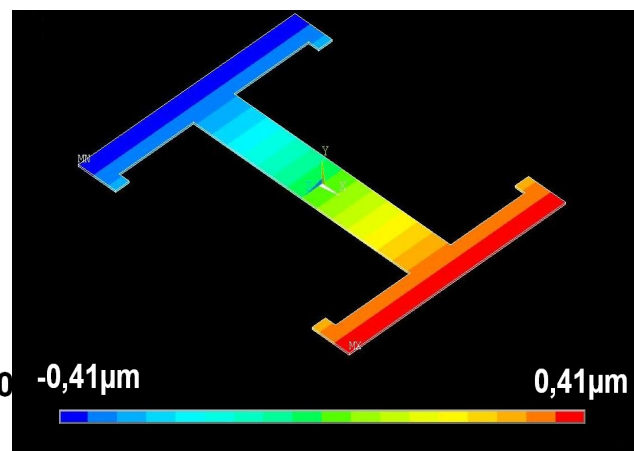


fig. 41 : Simulation par éléments finis de l'allongement suivant l'axe Ux à 150°C

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

Pour la même raison, la déformation plastique de la membrane survenant après de nombreux actionnements n'a pas lieu d'être. Les phénomènes de fatigue constatés sur des membranes bi-encastées peuvent ainsi être évités. Il faut toutefois s'assurer du maintien en place de la membrane. Pour ce faire, des ergots de maintien ont été utilisés en complément d'ailettes situées aux extrémités internes des barres du H. Ces ergots ne devaient pas réduire les performances mécaniques tout en conservant la simplicité du concept de la structure. Le débattement autorisé par les ergots mécaniques a donc été fixé à 500nm de chaque côté afin de borner l'excursion de la membrane suivant ses trois axes de translation sans pour autant limiter la déflexion de la structure.

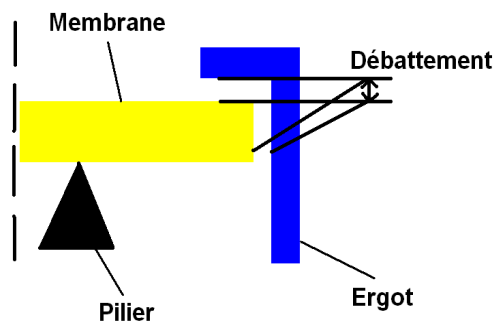


fig. 42 : Représentation schématique du maintien par un ergot

Les simulations ont permis d'illustrer que le comportement de la membrane était altéré à partir d'un désalignement supérieur à $2\mu\text{m}$.

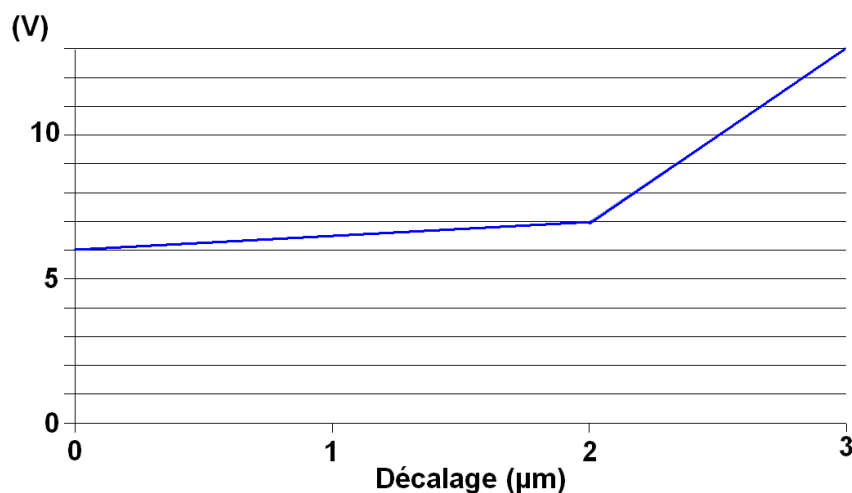


fig. 43 : Evolution de la tension d'actionnement avec un décalage au niveau des appuis-plan

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

Les ailettes, quant à elles, réalisent plusieurs fonctions : diminuer le phénomène de *zipping* lors de l'actionnement, supprimer les modes de résonance parasites [52] et enfin diminuer les niveaux de contraintes aux coins internes de la structure lors de l'actionnement.

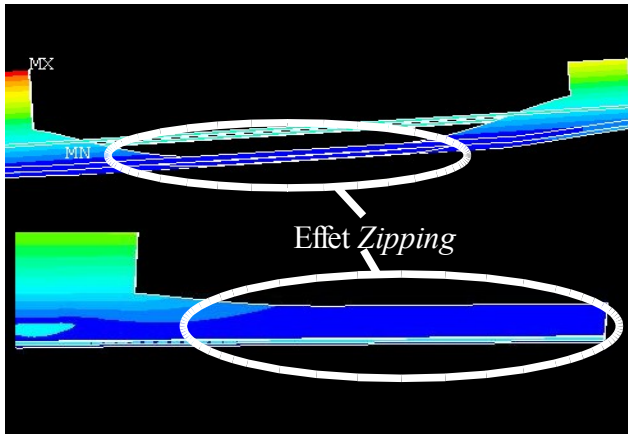


fig. 44 : Comparaison de l'effet zipping avec et sans ailettes

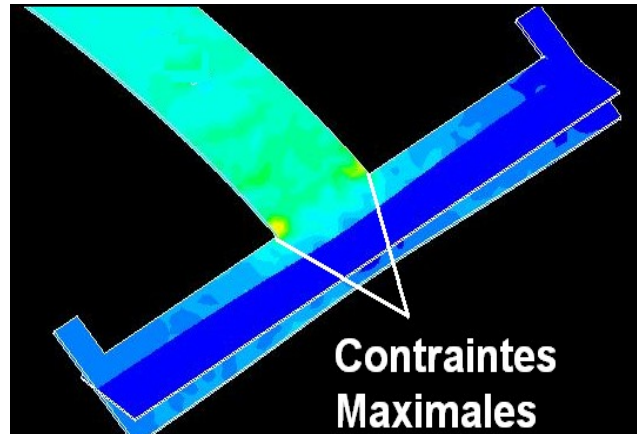


fig. 45 : Localisation des contraintes dans la structure ailettes

IV.2.5. Comparaison entre la structure en H et une membrane bi-encadrée

Afin de synthétiser les avantages présentés par cette structure, en terme de fiabilité et de performances, on a comparé un commutateur parallèle à contact capacitif à base d'un pont et la membrane en H. L'actionnement dans les deux cas est un actionnement électrostatique. Les largeurs de membrane, longueurs totales et épaisseurs sont identiques.

Paramètres	Bi-encadrée	Structure en H	Impact
Surface d'actionnement	Fonction de la largeur de la membrane	Fonction de la profondeur du H	Souplesse d'actionnement, force générée plus importante, meilleur contrôle de l'excursion
Tension d'actionnement	>20V	6,5V	Fiabilité accrue, moins de chargement du diélectrique, compatibilité avec la microélectronique

IV. Structure originale de DelfMEMS SAS

<i>Paramètres</i>	<i>Bi-encastée</i>	<i>Structure en H</i>	<i>Impact</i>
Temps de commutation (OFF vers ON)	22 μ s	9,5 μ s	Commutation plus rapide d'après la formule 1.52
Fluage	oui	non	Moins de fatigue, meilleure tenue en température
Fréquence de résonance	11,31kHz	26,2kHz	Structure plus souple mais rigidité à l'état haut supérieure
Flèche maximale	Hauteur du <i>gap</i>	>1,5 hauteur du <i>gap</i>	Risque d'autocommutation plus faible
Contraintes	300MPa	10MPa	Moins d'usure de la structure

Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les différents types d'actionnement ainsi que les contacts et topologies électriques présents dans le domaine des commutateurs MEMS RF. Il est apparu qu'à la fréquence de travail envisagée, il était préférable d'utiliser un commutateur capacitif parallèle pour réaliser la fonction de commutation. Une modélisation RLC classique de ce type de dispositif a été proposée afin de mieux illustrer l'influence de chaque paramètre sur les performances RF. Enfin, une mise en équation des tensions nécessaires aux dispositifs à actionnement électrostatique a été réalisée ainsi qu'une brève analyse des phénomènes de défaillance liés à ces tensions.

L'objectif principal était d'illustrer le fait qu'à travers l'ensemble des travaux effectués autour des MEMS RF, aucune structure ne permettait véritablement d'allier faible consommation, faible tension et hautes performances RF, comme il était envisagé au début de ce chapitre. Dans cette optique un brevet a été déposé, afin de proposer une nouvelle structure basée sur une membrane totalement libre et flexible. Avec de tels dispositifs, il a été démontré que les trois facteurs clés recherchés pouvaient être obtenus simultanément.

Les avantages de ce nouveau concept ont été exposés de même qu'une comparaison des performances mécaniques entre cette structure et une structure bi-encastree plus classique. Dans l'optique de ces travaux, une nouvelle géométrie a été développée pour la gamme de fréquence des 24GHz sur la base de cette idée originale. Le détail des conceptions mécanique et radio-fréquence associés à cette structure est proposé dans le chapitre suivant.

Bibliographie Chapitre 1

- [1] G. M. Rebeiz, "**RF MEMS : Theory, Design and Technology**", Wiley-Interscience, John Wiley & Sons publication, 2003.
- [2] S. J. Gross, S. Tadigadapa, T. N. Jackson, S. Trolier-McKinstry, and Q.Q. Zhang , "**Lead-Zirconate-Titanate Based Piezoelectric Micromachined Switch**", Applied Physics Letters, Vol. 83, No. 1 , pp. 174-176, 7 July 2003.
- [3] S. J. Gross, Q.Q. Zhang, S. Trolier-McKinstry, S. Tadigadapa, and T. N. Jackson, "**RF MEMS Piezoelectric Switch**", Device Research Conference, IEEE, pp. 99-100, 23-25 June 2003.
- [4] K. F. Harsch, W. Zhang, V.M. Bright and Y.C. Lee , "**Flip-Chip Assembly For Si-Based RF MEMS**", Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Microelectromechanical Systems, MEMS'99, IEEE, PP. 273-278, Orlando, FL, January 1999.
- [5] J. A. Wright and Y.-C. Tai, "**Micro-Miniature Electromagnetic Switches Fabricated Using MEMS Technology**", Proceedings of the 46th Annual International Relay Conference, NARM'98, pp. 13-1 to 13-4, Oak Brook, Illinois, April 1998.
- [6] M. Ruan, J. Shen and C.B. Wheeler, "**Latching Micromagnetic Relays**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 91, Issue 3, pp. 346-350, 15 July 2001.
- [7] M. Ruan, J. Shen and C.B. Wheeler, "**Latching Micromagnetic Relays**", Journal of Microelectromechanical Systems, IEEE, Vol. 10, No. 4, pp. 511-517, December 2001.
- [8] E. Quandt and K. Seemann, "**Fabrication Of Giant Magnetostrictive Thin Film Actuators**", Proceedings of Microelectromechanical Systems, MEMS'95, IEEE, pp. 273-277, 29 January to 2 February 1995.
- [9] E. S. Kolesar, S.Y. Ko, J.T. Howard, P.B. Allen, J.M. Wilken, N.C. Boydston, M.D. Ruff and R.J. Wilks, "**In-Plane Tip Deflection And Force Achieved With Asymmetrical Polysilicon Electrothermal Microactuators**", Thin Solid Films, Elsevier Science, Vol. 377-378, pp. 719-726, December 2000.
- [10] E. S. Kolesar, P.B. Allen, J.T. Howard, J.M. Wilken and N. Boydston, "**Thermally-Actuated Cantilever Beam For Achieving large In-Plane Mechanical Deflections**", Thin Solid Films, Elsevier Science, Vol. 355-356, pp. 295-302, 1 November 1999.
- [11] Y. Wang, Z. Li, D.T. McCormick and N.C. Tien, "**Low-Voltage Lateral-Contact Microrelays For RF**

Bibliographie Chapitre 1

Applications", The 15th IEEE International Conference On Microelectromechanical Systems, MEMS'02, IEEE, pp. 645-648, Las Vegas, NV USA, 20-24 January 2002.

[12] D. Girbau, A. Lazaro and L. Pradell, "**RF MEMS Switches Based On The Buckle-Beam Thermal Actuator**", 33rd European Microwave Conference, EuMC'03, Vol. 2, pp. 651-654, Munich, Germany, 7-9 October 2003.

[13] P. Blondy, D. Cros, P. Guillon, P. Rey, P. Charvet, B. Diem, C. Zanchi and J.B. Quoirin , "**Low Voltage High Isolation MEMS Switches**", in Topival Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 47-49, Ann Arbor, MI USA, 12-14 September 2001.

[14] Z. Feng, H. Zhang, K.C. Gupta, V.M. Bright and Y.C. Lee, "**MEMS-Based Series And Shunt Variable Capacitors For Microwave And Millimeter-Wave Frequencies**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 91, Issue 3, pp. 256-265, 15 July 2001.

[15] Z. Feng, H. Zhang, W. Zhang, B. Su, K.C. Gupta, V. Bright and Y.C. Lee, "**MEMS-Based Variable Capacitors For Millimeter-Wave Frequencies**", Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Sensors and Actuators 2000, pp. 255-258, Hilton Head Island, South carolina USA, 4-8 June 2000.

[16] Z. Feng, W. Zhang, B. Su, K. F. Harsh, K.C. Gupta, V. Bright and Y.C. Lee, "**Design And Modeling Of RF MEMS Tunable Capacitors Using Electro-Thermal Actuators**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, VOL. 4, pp. 1507-1510, Anaheim, CA USA, 13-19 June 1999.

[17] S. Martinez, "**Conception De Commutateurs Micro-Usinés Sur Silicium Pour Les Réseaux Tout Optiques**", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, 21 Mai 2002.

[18] P. Attia, G. Tremblay, R. Laval and P. Hesto, "**Caractérisation Of A Low-Voltage Actuated Gold Microswitch**", Materials Science and Engineering B, Elsevier Science, Vol. 51, Issues 1-3, pp. 263-266, 27 February 1998.

[19] J. Oberhammer, M. Tang, A.-Q. Liu and G. Stemme "**Mechanically Tri-Stable, True Single-Pole-Double-Throw (SPDT) Switches**", Journal of Micromemetics and Microengineering, Institute of Physics Publishing, 12 September 2006.

[20] C. Goldsmith, J. Randall, S. Eshelman, T.H. Lin, D. Denniston, S. Chen and B. Norvell "**Characteristics Of Micromachined Switches At Microwave Frequencies**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1141-1144, San Francisco, CA USA, June 1996.

Bibliographie Chapitre 1

- [21] M. Frysiel, "**Conception Et Réalisation Technologique De Commutateurs Micro-Electromécanique En Bande K Pour Antennes A Réseaux Déphasés**", Thèse, Université des Sciences et Technologies de Lille, 17 Décembre 2004.
- [22] J. J. Yao and M.F. Chang "**A Surface Micromachined Miniature Switch For Telecommunications Applications With Signal Frequencies From DC Up To 4GHz**", International Conference on Solid State Sensors and Actuators Digest, pp. 384-387, Stockholm Sweden, June 1995.
- [23] Ph. Robert, D. Saias, C. Billard, S. Boret, N. Sillon, C. Maeder-Pachurka, P.L. Charvet, G. Bouche, P. Ancey and P. Berruyer, "**Integrated RF-MEMS Switch Based On A Combination Of Thermal And Electrostatic Actuation**", The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'03, Vol. 2, pp. 1714-1717, Boston USA, 8-12 June 2003.
- [24] B. Schauwecker, K.M. Strohm, T. Mack, W. Simon and J.-F. Luy, "**Serial Combination Of Ohmic And Capacitive RF MEMS Switches For Large Broadband Applications**", Electronics Letters, IEEE, Vol. 40, No. 1, pp. 44-46, 8 January 2004.
- [25] V. Milanovic, M. Maharbiz, A. Singh, B. Warneke, N. Zhou, H.K. Chan and K.S.J. Pister, "**Microrelays For Batch Transfer Integration In RF Systems**", The 13th Annual International Conference on Microelectromechanical Systems, MEMS'00, IEEE, pp. 787-792, Miyazaki Japan, 23-27 January 2000.
- [26] D. Hyman and M. Mehregany, "**Contact Physics Of Gold Microcontacts For MEMS Switches**", proceedings of the 44th IEEE Holm Conference On Electrical Contacts, IEEE, pp. 133-140, Arlington, VA USA, 26-28 October 1998.
- [27] J. De Natale and R. Mihailovich, "**RF MEMS Reliability**", 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'03, Vol. 2, pp. 943-946, 8-12 June 2003.
- [28] K. Akedo, H. Fujikawa, M. Suzuki and Y. Taga, "**Highly Insulated SrTiO₃ Thin Films**", International Conference on Ion Implantation Technology Proceedings, IIT'98, Vol. 2, pp. 970-973, Kyôto Japan, 22-26 June 1998.
- [29] J.-Y. Park, G.H. Kim, K.W. Chung and J.U. Bu, "**Electroplated RF MEMS Capacitive Switches**", The 13th Annual International Conference On Microelectromechanical Systems, MEMS'00, IEEE, pp. 639-644, Miyasaki Japan, 23-27 January 2000.
- [30] J.-Y. Park, G.H. Kim, K.W. Chung and J.U. Bu, "**Monolithically Integrated Micromachined RF MEMS Capacitive Switches**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 89, Issues 1-2, pp. 88-94,

Bibliographie Chapitre 1

20 March 2001.

[31] L. Yu, T.R. Taylor, J.S. Speck and R.A. York, "**High Isolation BST MEMS Switches**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 227-230, Seattle, WA USA, 2-7 June 2002.

[32] L. Yu, "**MEMS AND BST Technologies For Microwave Applications**", Thesis, University of California, Santa Barbara USA, September 2002.

[33] T. Ozdemir, K.F. Sabet, J.L. Ebel, G.L. Creech, L.P.B. Katehi and K.Sarabandi, "**Numerical Modeling Of Imperfect Contacts In Capacitively Coupled RF MEMS Switches**", Air Force Research Laboratory, <http://www.afrl.af.mil>, Wright-Patterson, Ohio USA.

[34] C. H. Chang, J.Y. Qian, B.A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H.K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis and G.P. Li, "**RF MEMS Capacitive Switches Fabricated With HDICP CVD SiNx**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 231-234, Seattle, WA USA, 2-7 June 2002.

[35] C. H. Chang, J. Quian, B.A. Cetiner, F. De Flaviis, M. Bachman and G.P. Li, "**RF MEMS Switches Fabricated On Microwave-Laminate Printed Circuit Boards**", Electron Device Letters, IEEE, Vol. 24, Issue 4, pp. 227-229, April 2003.

[36] I. Bahl and P. Bhartia, "**Microwave Solid State Circuit Design**", Second Edition, Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, Inc., 2003.

[37] M. I. Younis, "**Modeling And Simulation Of Microelectromechanical Systems In Multi-Physics Fields**", Thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg USA, 28 June 2004.

[38] S. Melle, "**Analyse Et Modélisation Des Phénomènes De Chargement De Diélectriques Dans Les MEMS RF: Application A La Fiabilité Prédictive De Microcommutateurs Eléctromécaniques Micro-Ondes**", Thèse, Université Paul Sabatier de Toulouse, 14 Décembre 2005.

[39] Y.Segui, "**Diélectriques - Courants De Conduction**", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, 2000, pp.D2301-1-D2301-12.

[40] R.Fournié and R. Coelho, "**Diélectriques - Bases Théoriques**", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, 2000, pp.D2300-1-D2300-18.

[41] W. M. Van Spengen, "**MEMS Reliability From A Failure Mechanisms Perspective**", Microelectronics Reliability, Elsevier Science, Vol. 43, Issue 7, pp. 1049-1060, July 2003.

Bibliographie Chapitre 1

[42] J.C. Ehmke, C.L. Goldsmith, Z.J. Yao and S.M. Eshelman, "**Method And Apparatus For Switching High Frequency Signals**", United State Patent 6391675, Texas Instruments Inc, 21 May 1999.

[43] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith and M. Eberly, "**RF Power Handling Of Capacitive RF MEMS Devices**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 329-332, Seattle USA, 2-7 June 2002.

[44] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman and D. Denniston, "**Performance Of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches**", Microwave and Guided wave Letters, IEEE, Vol. 8, No. 8, pp. 269-271, August 1998.

[45] C.-H. Kim, Y. Hong, S. Lee, S. Kwon, I. Song, "**Force Coupled Electrostatic RF MEMS SP3T Switch**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1281-1284, San Francisco USA, 11-16 June 2006.

[46] J. Oberhammer and G. Stemme, "**Design And Fabrication aspects of an S-Shaped Film Actuator Based DC To RF MEMS Switch**", Journal of Microelectromechanical Systems, IEEE, Vol. 13, No. 3, pp. 421-428, June 2004.

[47] J. Oberhammer, "**Novel RF MEMS Switch And Packaging Concepts**", thesis, Royal Institute Of Technology (KTH), Stockholm Sweden, 2004.

[48] B. Schauwecker, K.A. Strohm, W. Simon, J. Mehner and J.-F. Luy, "**Toggle Switch - A New Type Of RF MEMS Switch For Power Applications**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 219-222, Seattle USA, 2-7 June 2002.

[49] O. Millet, "**RF MEMS Switch A Flexible And Free Switch Membrane**", Brevet N°WO2006099945.

[50] W. Weaver, S.P. Timoshenko and D.H. Young, "**Vibration Problems In Engineering**", New York : J. Wiley & Sons, 1990.

[51] J. Murphy, "**Transverse Vibration Of A Simply Supported Beam With Symmetric Overhang Of Arbitrary Length**", Journal of Testing and Evaluation, JTEVA, Vol. 25, No. 5, September 1997, pp. 522-524.

[52] K. Segueni, A.-S. Rollier, L. Le Garrec, R. Robin, S. Touati, A. Kancierzewski, L. Buchaillet, O. Millet, "**A Totally Free Flexible Membrane : A Design For Low Electrostatic Actuation MEMS**", The 16th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'07, Lyon France, 10-14 June 2007.

Bibliographie Chapitre 1

[53] J. Oberhammer, M. Tang, A.-Q. Liu, and G. Stemme, "**Mechanically Tristable In-line Single-pole-double-through All-metal Switch**," Proc. IEEE Micro Electro Mechanical Systems 2006, Istanbul, Turkey, Jan. 22-26, 2006, pp. 898-901.

[54] M. Sterner, N. Roxhed, G. Stemme, and J. Oberhammer, "**Deepreactive-ion-etched 3D transmission lines with integrated mechanically multi-stable SPST and SPDT RF MEMS switches**," Proc. International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems (MEMSWAVE 2007), Barcelona, Spain, June 26-29, 2007.

[55] M. Sterner, N. Roxhed, G. Stemme, and J. Oberhammer, "**Mechanically tri-stable SPDT metal-contact MEMS switch embedded in 3D transmission line**," Proc. IEEE European Microwave Conference 2007, Munich, Germany, October 8-12, 2007, pp. 1225-1228.

[56] C.L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman and D. Denniston, "**Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches**", IEEE Microwave and Guided Letters, Volume 8, N°8, pp. 269-271, August 1998.

[57] <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ.do?uri=CELEX:32002L0095:EN:HTML>

[58] A. Ziaei, T. Dean, M. Charrier, P. Bondavalli, H. Legay, B. Pinte, E. Girard et R. Gillard, "**Commutateur MEMS pour la réalisation d'Antenne à Réseau Réflecteur à faibles pertes**", 13èmes Journées Nationales Microondes, Lille France, 21-13 mai 2003.

[59] P.M. Zavracky, N.E. McGruer, R.H. Morrison, S. Majumber and D. potter, "**Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications**", Int. J. RF Microwave CAE, Volume 9, N°4, pp. 338-347, 1999.

[60] D. Hyman, A. Schmitz, B. Warneke, T.Y. Hsu, J. Lam, J. Brown, J. Schaffner, A. Walston, R.Y. Loo, G.L. Tangonan, M. Mehregany and J. Lee, "**Surface micromachined RF MEMS switches on GaAs substrates**", Int J. RF Microwave CAE, Volume 9, N°4, pp. 348-361, 1999.

[61] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast and M. Gouker, "**MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry**", Microwave and Wireless Comp. Letters, Volume 11, N°3, pp. 106-108, March 2001.

[62] C. Chang and P. Chang, "**Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss**", Sensors and Actuators, Volume 79, pp. 71-75, 2000.

[63] D. Peroulis, S. Pacheco and L.P.B. Katehi, "**MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering**", in IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston MA, USA, pp. 1217-1220, June

Bibliographie Chapitre 1

2000.

[64] R.E. Mihailovich, M. Kim, J.B. Hacker, E.A. Sovero, J. Studer, J.A. Higgins and J.F. DeNAtale, " **MEMS relay for reconfigurable RF Circuits**", IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., Volume 11, N°2, pp. 53-55, February 2001.

[65] RDM 6.16, http://iut.univ-lemans.fr/ydlogi/rdm_version_6.html.

Chapitre 2 :

Conception mécanique et radio-fréquence du commutateur

Introduction

Dans le chapitre précédent il a été démontré que l'actionnement le plus efficace et facile à mettre en œuvre était l'actionnement électrostatique. Pour une plus grande fiabilité, les tensions nécessaires se devaient d'être minimales. Dans cette optique une structure simplement supportée a été proposée. Pour améliorer les performances RF, elle se devait de présenter à la fois de grandes déflexions (pour diminuer les pertes par réflexion) et une force de contact importante (pour augmenter l'isolation). Ce chapitre a pour fonction d'expliquer la démarche qui a permis d'aller du concept du commutateur, qui permet les performances décrites précédemment, à l'ensemble de la conception mécanique et radio-fréquence de la structure.

Pour ce faire, le concept général sera préalablement établi avant de détailler le cheminement qui a conduit à son optimisation. De nombreuses simulations couplées multiphysiques ont été nécessaires pour mener à bien cette tâche. Ces simulations ont permis de valider l'idée première ainsi que de caractériser mécaniquement la structure tout en l'améliorant.

En parallèle des simulations mécaniques, des simulations électromagnétiques ont été exécutées afin de valider la conception de la structure d'un point de vue RF. Ces simulations seront présentées dans un second temps ainsi que les facteurs radio-fréquences qui ont motivé les différents choix opérés.

I. Concept général du commutateur

L'idée initiale de la structure était d'utiliser le principe du commutateur développé par la société DelfMEMS, présenté à la fin du chapitre précédent afin de réaliser un SPDT (*Single Pole Double Throw*), c'est-à-dire un système qui permet d'orienter un signal RF provenant en entrée vers l'une ou l'autre des sorties. Pour une plus grande fiabilité et un souci d'encombrement, l'idée a germé d'utiliser une seule membrane qui aurait un comportement mécanique similaire à deux membranes « simples » agissant simultanément.

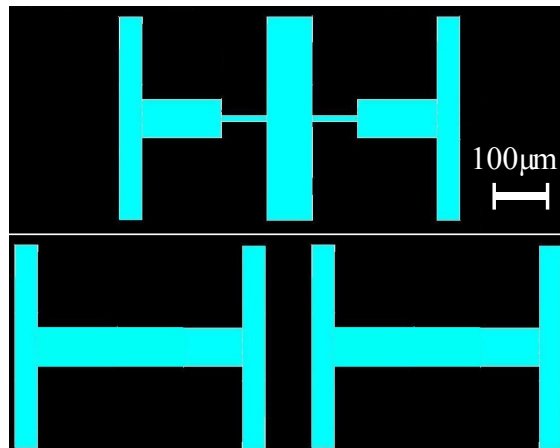


fig. 46 : Comparaison de l'encombrement présenté par une "double membrane" et deux membranes "simples"

Une telle structure serait évidemment plus fiable car les risques de défaillance sont multipliés par le nombre de composants nécessaires à la réalisation de la fonction. Dans le cas présent, on réduit donc de moitié les risques en utilisant une membrane unique. Il restait à déterminer comment une seule membrane pourrait remplir la fonction de deux membranes. Pour reproduire les états antisymétriques des deux membranes un troisième appui plan a été employé afin d'inverser le comportement de la partie droite par rapport à la partie gauche. On obtient alors une structure à bascule avec un comportement antisymétrique similaire à celui désiré.

I. Concept général du commutateur

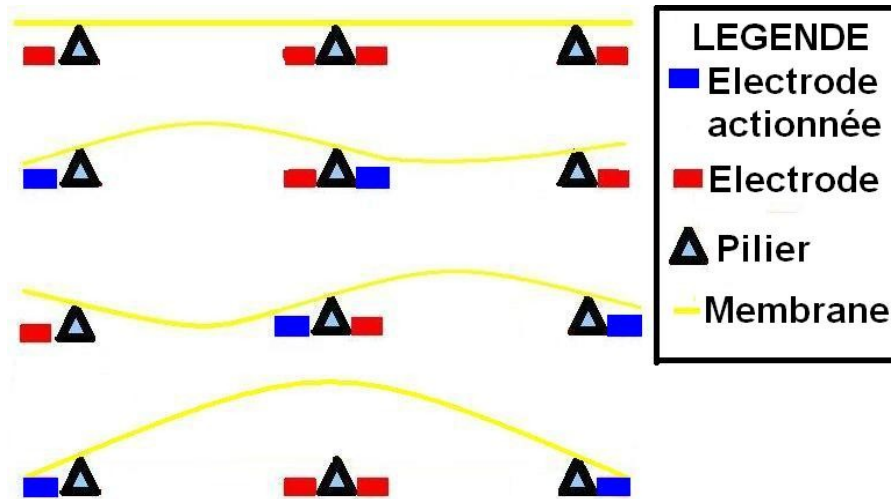


fig. 47 : Coupe schématique illustrant les différents états de la structure

Un travail de conception était alors nécessaire afin de bien décorer les parties droite et gauche tout en obtenant des performances similaires aux membranes simples notamment en terme de déflexion et de tension d'actionnement. En approfondissant cette idée, il est apparu que le principe de bascule pouvait apporter énormément en terme de performances. En effet, le principe de bascule permet d'agir sur la déflexion en jouant sur la tension appliquée [1]; il est ainsi possible d'obtenir de grandes excursions de la membrane sur l'un ou l'autre des côtés, sans pour autant utiliser des tensions trop importantes. De plus, l'appui supplémentaire permet de diminuer les temps de commutation, comme illustré dans [2], en augmentant la force de restauration par la création d'un couple de forces.



fig. 48 : Illustration du couple de force de rappel de la structure

Enfin l'appui central permet de créer un bras de levier qui augmente la force de contact entre la structure et la ligne RF à l'état bas. L'amélioration de ce contact permet de réaliser une meilleure capacité dans le cas d'un contact capacitif (Cf.

I. Concept général du commutateur

Chapitre I, II.2.2) en diminuant l'impact de la rugosité. Un actionnement électrostatique à base de quatre électrodes est utilisé pour obtenir les différents états de la structure. Elles sont disposées de la sorte : une à chaque extrémité et une de part et d'autre de l'appui central. Pour obtenir la déflexion d'un côté, il faut actionner les électrodes de manière antisymétrique, à savoir soit la première et troisième simultanément, soit la deuxième et quatrième (Les termes électrodes paires et impaires seront employés par la suite).

A partir de cette idée, de nombreuses simulations ont été effectuées afin de valider le comportement de cette nouvelle structure. Des optimisations ont été ainsi apportées à la géométrie initiale comme explicité dans la partie suivante.

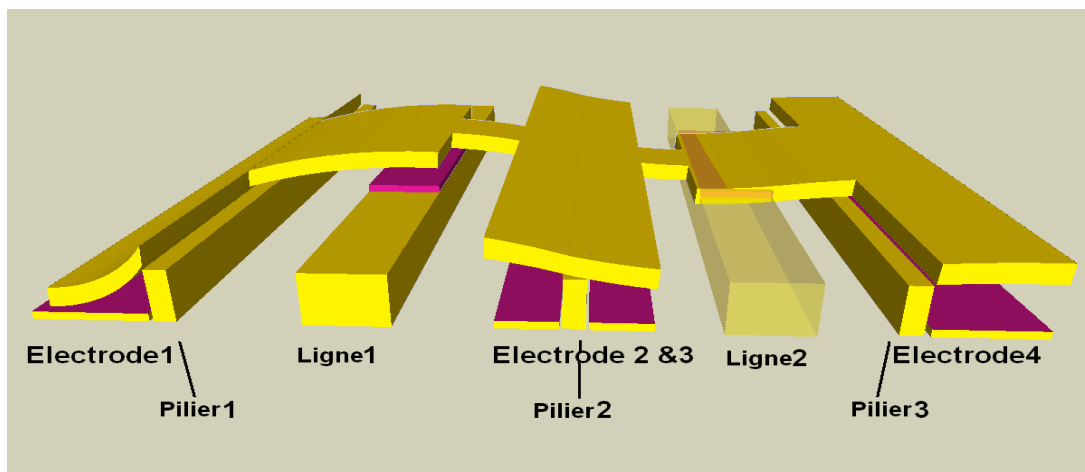


fig. 49 : Vue schématique 3D de la membrane

II. Conception mécanique de la structure

L'objectif de cette étude était d'obtenir une structure de type bascule comme décrite précédemment qui présente à la fois des grandes déflexions, des faibles contraintes et une tension d'actionnement la plus faible possible.

II.1. Cadre des simulations couplées

De par l'expression de la force électrostatique (Cf. Chapitre I, I.2.5.), la tension d'actionnement sera essentiellement fonction de la distance entre les électrodes et de la surface des électrodes. La tension de *pull-in*, quant à elle, (Cf. Chapitre I, III. 1.) sera fonction de la rigidité de la structure. La conception se devait de prendre en compte ces considérations afin de garantir à la fois des excursions importantes et une faible tension d'actionnement.

Pour étudier l'influence de ces différents paramètres, des simulations couplées électrostatique sous le logiciel de simulation par éléments finis Ansys ont été réalisées. Avec ce logiciel, un actionnement électrostatique peut être modélisé de maintes façons avec une concordance avec la réalité plus ou moins forte. On a ainsi comparé quatre méthodes différentes de modélisation pour cet effet : la première consistait à utiliser la macroscopie Essolv implémentée au sein du logiciel, la seconde deux boucles imbriquées, enfin les deux dernières méthodes utilisaient des éléments transducteurs TRANS126 et SOLID226.

II.1.1. Actionnement avec la macroscopie ESSOLV

ESSOLV permet de simuler en une seule fois un actionnement électrostatique à l'aide de deux boucles imbriquées récursives [3]. Le principe réside dans le traitement séparé des données statiques (première boucle) et électriques (deuxième boucle). Les

II. Conception mécanique de la structure

degrés de liberté ne sont pris en compte que dans la partie statique tandis que le potentiel électrique n'intervient que dans la seconde boucle.

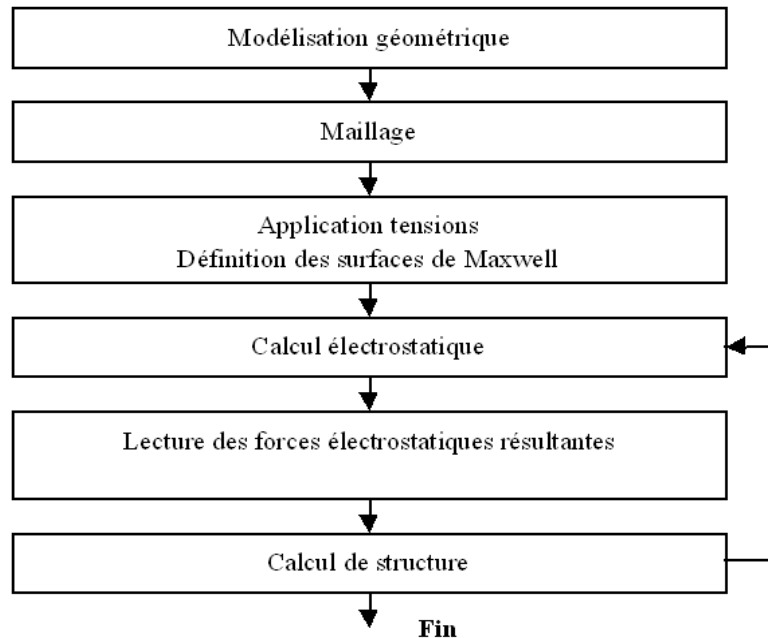


fig. 50 : Synoptique du déroulement d'un script Essolv

Au sortir de la première boucle, on a une déflexion (ou pas s'il s'agit de la première itération), cette géométrie va être utilisée dans la deuxième boucle pour déterminer la force électrostatique générée. Cette force sera alors appliquée en "structurel" dans la première boucle, ce qui va causer une nouvelle déformée. La nouvelle géométrie donnera lieu à une nouvelle expression de force et ainsi de suite. La simulation s'arrêtera alors, soit à la convergence du système à l'équilibre (cas d'une tension inférieure au *pull-in*), soit lorsqu'il y a contact entre la membrane et les électrodes (tension supérieure ou égale au *pull-in*).

Pour faciliter la convergence de la simulation il est possible de diviser chaque itération en sous itérations et de fixer le nombre d'itérations maximum. La force est alors appliquée progressivement, ce qui évite des pénétrations trop importantes au niveau des zones de contacts ou une non-convergence de la simulation. Une autre spécificité de cette méthode réside dans la nécessité de mailler une zone (2D) ou un volume (3D) d'air dans lequel s'établissent les lignes de champ lors de l'actionnement électrostatique. Cette zone d'air doit être maillée et labellisée et peut être remaillée à

II. Conception mécanique de la structure

chaque itération pour être plus proche du cas réel.

Certes, cette étape est contraignante, mais elle a le mérite de prendre en compte les effets de bords et l'estimation de la tension est donc plus proche de la réalité. Cependant le temps de calcul s'en voit augmenté puisqu'au nombre de tétraèdre ou de briques (en 3D, triangles ou rectangles sinon) associés à la structure et aux électrodes viennent s'ajouter ceux de l'air.

Les contacts ne sont pas générés automatiquement par ESSOLV. Quand ils étaient nécessaires, ils ont été créés à l'aide des éléments TARGE170 et CONTA173. Lorsque l'on utilise ces éléments, il faut bien s'assurer que la zone cible est de surface au moins égale à celle du contact et que les contacts sont orientés correctement (l'un vers l'autre).

II.1.2. Actionnement à l'aide de boucle imbriquées

Ce type de modélisation est similaire à celui précédemment décrit, excepté quelques particularités. Le principe reste basé sur deux boucles imbriquées dans lesquelles sont traitées indépendamment les données purement structurelles et électriques. Ces données sont stockées dans un fichier à la fin d'une boucle puis réutilisées dans la boucle suivante à l'aide de la commande « LDREAD ».

Avec ce type de modélisation il n'est pas nécessaire de labelliser les différentes parties de la modélisation (structure, air ou électrodes). Cependant la création des lignes de champs pour le calcul de la force électrostatique doit être réalisée à l'inverse de l'utilisation d'ESSOLV; on utilise pour cela des surfaces de Maxwell.

En ce qui concerne les temps de calcul, ils sont sensiblement identiques et longs car, à l'instar de la première méthode, le nombre de mailles est important. Les contacts sont à modéliser séparément également et, là encore, on utilise TARGE170 et CONTA173. Pour éviter de modéliser les lignes de champ et les contacts de façon indépendante, il est possible d'utiliser des éléments transducteurs dédiés aux

II. Conception mécanique de la structure

simulations multiphysiques.

II.1.3. Actionnement à l'aide de TRANS126

L'utilisation de tels éléments simplifie énormément les scripts utilisés. En effet, nul besoin de mailler une zone d'air ni de modéliser séparément des contacts, ces options étant gérées directement par l'élément. Cet élément est donc, comme son nom l'indique, transducteur : il transforme l'énergie électrique en force structurelle et inversement. Dans la déclaration de l'élément, il suffit d'indiquer l'entrefer ainsi que le potentiel et il détermine automatiquement la déformation de la structure résultante de l'actionnement.

Pour gérer la convergence de la simulation, il faut alors procéder par incrémentation du potentiel ou sous itérations. Les contacts seront situés entre les deux éléments transducteurs placés de chaque côté du *gap*, ce qui revient au même que générer des contacts au niveau de la structure et des électrodes. Une méthode de pénalisation peut-être employée pour éviter la pénétration des contacts et garantir ainsi un bon comportement d'actionnement.

Cette modélisation est donc très attrayante du fait de la simplicité de sa mise en œuvre alliée à sa rapidité d'exécution. En effet, du fait que ni les électrodes ni l'air ne sont maillés, le temps de calcul est fortement réduit ce qui constitue un avantage non négligeable. Cependant il a été démontré certaines limitations à cette modélisation. La plus importante tient en ce que cette méthode ne perçoit pas les effets de bords et donc le débordement des lignes de champ. Il assimile celles-ci à des lignes quasi verticales et non courbées. Il en résulte une surestimation des tensions d'actionnement par rapport aux méthodes précédentes. Ce phénomène s'avère encore plus vrai lorsque le *gap* est important, car plus il augmente et moins les lignes de champ sont proches de la verticale. On obtient alors un comportement correct mais avec des tensions d'actionnement nettement supérieures.

II.1.4. Actionnement à l'aide de SOLID226

La dernière modélisation envisagée utilisait l'élément SOLID226. A l'instar de l'élément TRANS126, il permet de modéliser directement l'actionnement électrostatique par transduction électromécanique. La particularité réside dans le fait qu'il s'agit d'un élément solide qui possède donc son propre module d'Young [3]. Cette différence permet de mailler l'air dans lequel s'établissent les lignes de champ en tenant compte de la résistance de l'air ou des frottements en appliquant un module de Young faible à ce matériau.

Comme pour le premier élément transducteur utilisé, les contacts sont générés automatiquement, ce qui confère à cet élément une souplesse d'utilisation certaine dans les scripts. Les effets de bord sont moins sous estimés en comparaison de la méthode précédente, cependant il apparaît que pour des distances inter électrodes importantes, les tensions d'actionnement sont également surestimées, d'un facteur 8 environ. Si l'on s'intéresse uniquement au comportement mécanique de la structure, ce type de modélisation est très utile toutefois pour une approche plus qualitative, celle-ci n'est pas adaptée du fait de la mauvaise estimation des tensions d'actionnement. Les critères de convergence sont les mêmes que pour la méthode précédente.

II.1.5. Comparatif des modélisations

4 modélisations différentes ont été proposées à dessein de simuler l'actionnement électrostatique de la structure. Elles présentaient des performances et des avantages différents. Le tableau suivant résume les caractéristiques de chacune :

<i>Critère\Méthode</i>	<i>Essolv</i>	<i>Doubles boucles</i>	<i>Trans126</i>	<i>Solid226</i>
Simplicité	-	--	+	+
Convergence	-	+-	+	+
Temps de calcul	-	-	+	+
Contact	+	+	++	++
Frottements	-	-	-	+

II. Conception mécanique de la structure

<i>Critère\Méthode</i>	<i>Essolv</i>	<i>Doubles boucles</i>	<i>Trans126</i>	<i>Solid226</i>
Effets de bords	++	++	--	-
Limitations grand <i>gap</i>	++	++	--	--

Bien que la méthode qui utilise SOLID226 soit celle présentant le plus d'aspects positifs, sa mauvaise évaluation de la tension d'actionnement a fait pencher la balance en faveur de la méthode avec ESSOLV. En effet, une fois la mise en place du script effectuée, et la démarche assimilée, il s'avère finalement assez aisé d'utiliser ESSOLV pour modéliser des déformées résultant d'actionnements électrostatiques. Pour l'ensemble des simulations effectuées, les appuis plan ont été modélisés par des encastrements linéiques.

L'appui plan se caractérise par une rotation et deux translations nulles, ainsi en réduisant le contact membrane-pilier à l'arrête sur laquelle s'appuie la membrane (cas optimal), cette liaison peut être assimilée du point de vue de la modélisation à un encastrement sur ces mêmes lignes. En ce qui concerne les constantes des matériaux, le module d'Young de l'or a été pris comme valant 80GPa [4]. Selon la même source, la densité était de 19280Kg/m³ et le coefficient de Poisson de 0,44 [5]. Comme toutes les parties modélisées étaient en or, nulle autre constante physique n'a été employée.

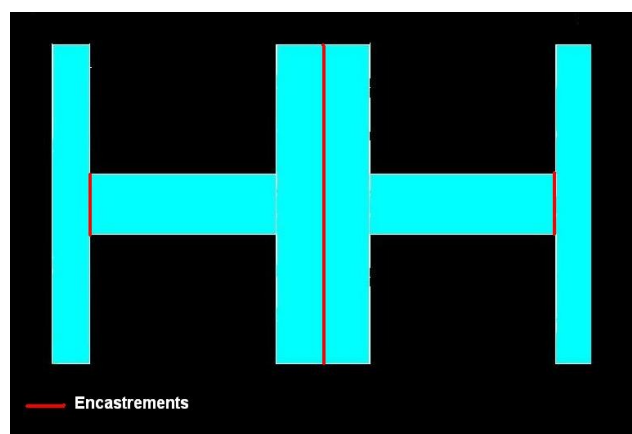


Fig. 51 : Modélisation des degrés de liberté de la structure

II. Conception mécanique de la structure

II.2. Conception mécanique de la structure

La conception mécanique de la structure a été menée de telle sorte qu'elle permettait d'obtenir des grandes déflexions (jusqu'à $4\mu\text{m}$) pour un faible actionnement (7V) [6]. Pour ce faire, de nombreuses études ont été réalisées afin de définir l'influence des différents paramètres (*gap*, épaisseur de la structure, surfaces d'électrodes...). La déflexion de $4\mu\text{m}$ est fixée par les besoins RF, tandis que les faibles tensions sont nécessaires pour fiabiliser la structure. Cette partie présente la plupart de ces études ainsi que les considérations diverses qui ont permis d'arriver aux performances présentées un peu plus tôt.

II.2.1. Influence du gap et de la rigidité sur les déflexions

Le premier paramètre étudié fut l'influence de la rigidité sur l'excursion de la structure. La rigidité dépend des matériaux utilisés et de la géométrie de la structure : épaisseur et largeur influent sur le moment d'inertie. L'unique matériau utilisé est l'or et il n'est pas question de changer compte tenu du matériel présent à l'I.E.M.N.. En ce qui concerne l'épaisseur on a choisi $2\mu\text{m}$ afin d'avoir une structure pas trop souple et plus résistante aux contraintes résiduelles. En effet, si la structure n'est pas suffisamment épaisse, elle se bombe au moindre gradient de contrainte.

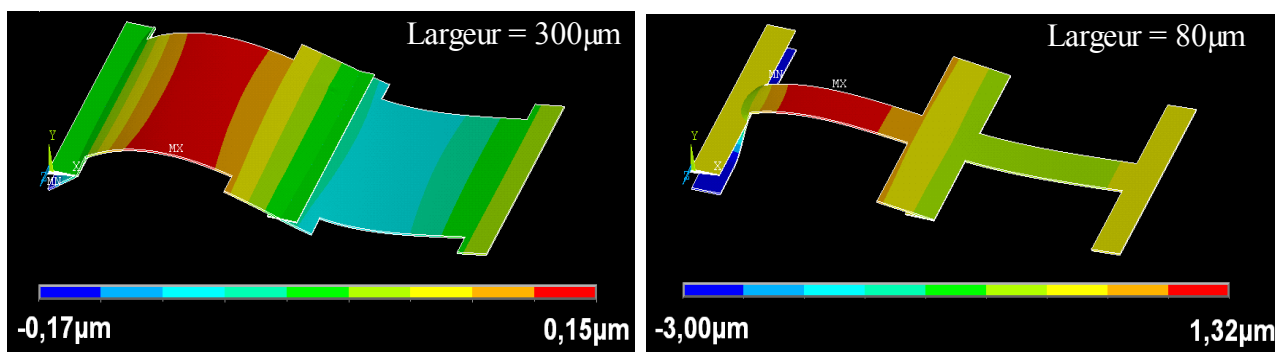


fig. 52: Influence de la largeur sur la déflexion maximale

Il fallait alors connaître l'influence de la largeur de la structure. Au niveau des électrodes d'actionnement, la largeur ne pouvait être diminuée car la surface

II. Conception mécanique de la structure

d'actionnement se devait d'être maximale, si l'on désirait minimiser la tension d'actionnement. Une étude a dès lors été établie afin d'illustrer l'impact d'une diminution de la largeur sur les zones de la structure qui n'étaient pas utiles pour l'actionnement. La largeur de ces zones variait de la largeur totale fixée arbitrairement à $320\mu\text{m}$, à $60\mu\text{m}$, largeur minimale en dessous de laquelle la capacité formée au niveau du contact capacitif était trop faible.

La figure suivante présente l'évolution de la flèche maximale en fonction de la largeur des zones hors actionnement. L'entrefer était alors de $3\mu\text{m}$ et la différence de potentiel entre les électrodes et la structure de 6V . Pour une largeur de $190\mu\text{m}$ le *pull-in* n'a toujours pas eu lieu, ce qui explique les très faibles déflexions. La tension 6V est suffisante pour amener au *pull-in*, pour une largeur inférieure ou égale à $125\mu\text{m}$. Pour obtenir des déflexions significatives et diminuer la tension d'actionnement il faut donc veiller à réduire au maximum la largeur de la structure en dehors des zones d'actionnement. Une largeur de $60\mu\text{m}$ a ainsi été adoptée.

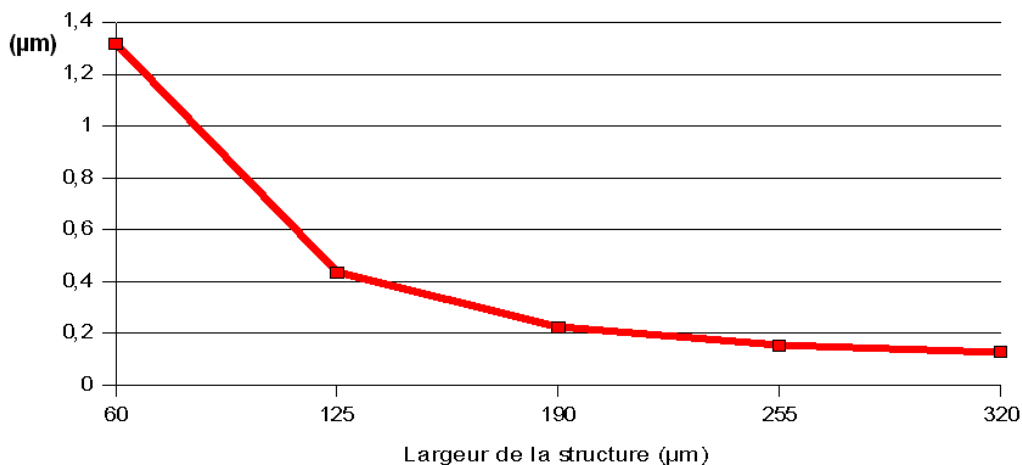


fig. 53 : Variation de la flèche maximale en fonction de la largeur pour un actionnement à 6V

Le second paramètre étudié fut l'influence du *gap* sur la déflexion. D'après l'expression de la force électrostatique (Cf. Chapitre I, 1.2.5.), il apparaît comme évident que le *gap* a une forte incidence sur la tension d'actionnement, cependant son impact sur la déflexion ne peut être estimé directement. En effet, en première approche, il serait sensé d'exprimer l'idée selon laquelle plus la distance inter-électrodes sera grande, plus importante sera l'excursion de la structure. Toutefois, pour quantifier

II. Conception mécanique de la structure

précisément les flèches obtenues, il faut tenir compte du phénomène de *zipping* qui provoque l'adhésion de la structure au niveau des électrodes. Ce phénomène a pour conséquence de tendre la structure et augmente de ce fait les déflexions.

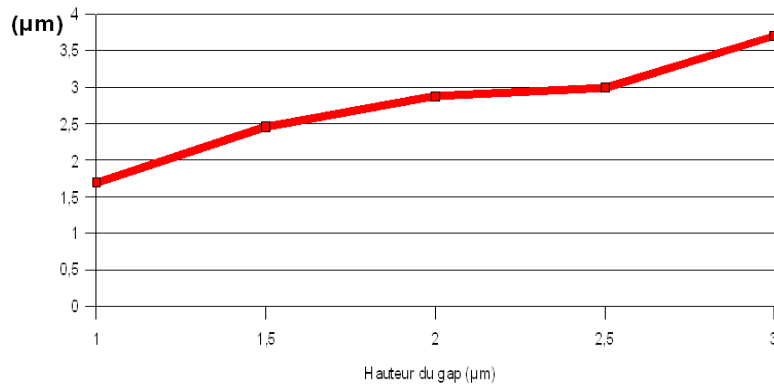


fig. 54 : Flèche maximale à la tension d'effondrement en fonction de l'entrefer

La figure précédente illustre l'évolution de l'excursion maximale en fonction du *gap* entre les électrodes. La déflexion correspondant à chaque hauteur de *gap* a été déterminée après *pull-in*. La tension d'effondrement est évidemment différente pour chaque valeur de *gap* et est proportionnelle à celui-ci. La courbe valide bien le fait que plus l'entrefer est grand, plus la déflexion maximale est importante. C'est pourquoi, bien que la tension nécessaire soit supérieure, il est préférable d'utiliser un grand entrefer afin d'obtenir de grandes déflexions, sans pour autant utiliser le plaquage de la membrane par effet *zipping*. A long terme, on ignore la détérioration de la membrane causée par l'effet *zipping*, ainsi il est souhaitable de limiter ce phénomène (Cf. Chapitre II.2.3.2.). Un *gap* de 3μm entre la structure et les électrodes a alors été adopté. Pour augmenter artificiellement l'excursion maximale et augmenter localement la souplesse de la structure, des bras de décorrelation ont été employés.

II.2.2. Conception des bras de décorrelation

Les bras de décorrelation consistent en une section amincie située de chaque côté des électrodes internes. Comme leur nom l'indique, ils permettent de décoreller les

II. Conception mécanique de la structure

parties droite et gauche de la membrane. Comme la section des bras est plus fine que celle de la membrane, sa rigidité est également plus faible, ce qui permet de réduire l'effet bascule et ainsi la corrélation entre le mouvement de la partie droite et gauche. Comme l'on s'affranchit d'une partie de l'influence du reste de la membrane, il est possible d'obtenir de la sorte des excursions plus importantes[6].

De plus, la diminution de la rigidité entraîne une baisse de la tension d'actionnement proportionnelle à la longueur de la section amincie. Cependant cette diminution reste très faible, compte tenu des grandeurs en jeu. En revanche, rajouter un changement de section permet de décaler la localisation de la flèche maximale de la structure.

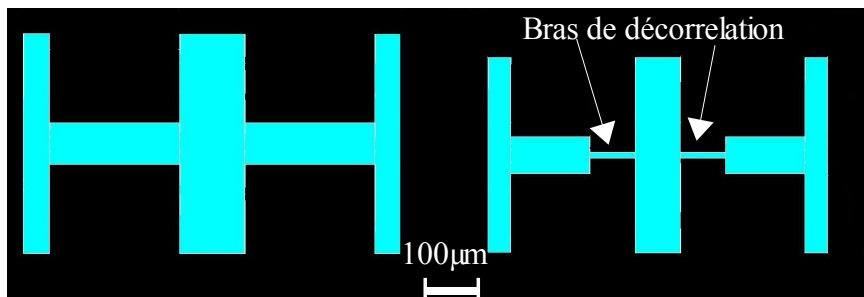


fig. 55 : Structures vues de dessus avec (droite) et sans (gauche) bras de décorrelation

En effet, sans changement de section, l'excursion maximale est localisée au centre de chaque côté, soit au quart de la structure. Avec un changement de section moins rigide au centre de la structure, on décale la flèche maximale vers les extrémités. Comme les lignes ne sont pas situées au milieu de chaque partie pour des raisons de couplage, cela constitue un avantage non négligeable, car la déflexion doit être maximale précisément à cet endroit.

La courbe suivante illustre le fait que plus la section est amincie, plus la déflexion maximale est importante. On a alors décidé de diminuer cette section au maximum qu'autorisaient, tant des considérations de fiabilité que les marges technologiques. Au final une section de 10 μ m de large a été choisie.

II. Conception mécanique de la structure

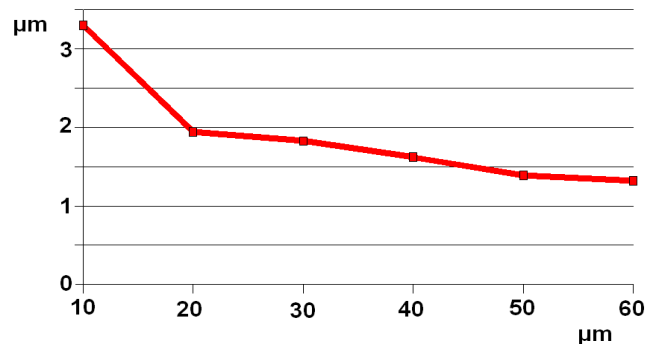


fig. 56 : Flèche maximale en fonction de la largeur des bras (longueur des bras $80\mu\text{m}$, actionnement à $6V$)

On a cherché alors à étudier précisément l'influence de la longueur des bras sur la déflexion. La courbe suivante présente les résultats obtenus. Il apparaît que, plus la section est longue et plus la déflexion est grande. Ce résultat est logique puisque plus les bras sont courts et plus on se rapproche du cas où il n'y a pas de bras de décorrélation. Il a alors été décidé de maximiser la longueur des bras afin de centrer la flèche maximale au niveau du contact capacitif, ce qui correspondait à une longueur de $80\mu\text{m}$. Pour résumer les performances des bras de décorrélation, il est intéressant de noter que sans ces derniers la déflexion maximale était de $1,32\mu\text{m}$. Avec les bras aux dimensions citées plus haut, la déflexion maximale est $3,35\mu\text{m}$ pour une tension égale, soit une augmentation de plus de 250%. De plus, on a gagné en efficacité d'actionnement car la flèche maximale est alors en vis-à-vis des lignes de transmission.

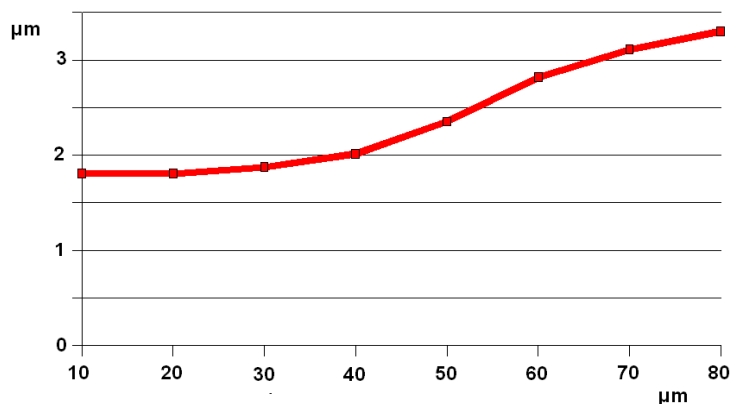


fig. 57 : Flèche maximale en fonction de la longueur des bras de décorrélation (largeur des bras $10\mu\text{m}$, tension d'actionnement $6V$)

II. Conception mécanique de la structure

La structure présente maintenant des grandes déflexions, mais cela crée également des contraintes lors de l'actionnement. Pour diminuer ces contraintes, des ailettes ont été rajoutées aux extrémités de la structure.

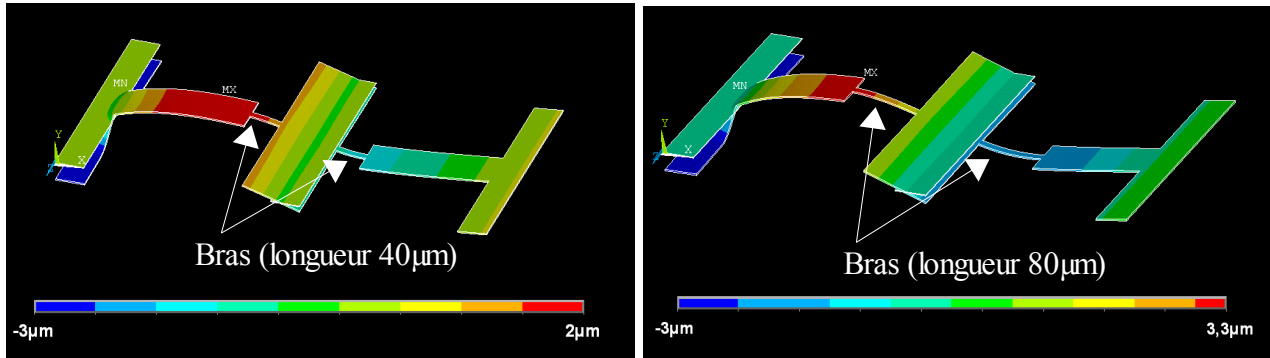


fig. 58 : Comparaison du comportement de la membrane avec des bras de longueurs différentes

II.2.3. Influence des ailettes

Les ailettes sont localisées à chaque extrémité interne de la membrane. De faible taille (20µm par 20µm), elles ont été conçues pour diminuer les niveaux de contraintes. On verra dans cette partie que les ailettes n'influent pas que sur les contraintes lors de l'actionnement. En effet, le *zipping*, les modes de résonance, la tension d'actionnement et la flèche maximale subissent également l'influence des ailettes [6]. Pour des raisons de calcul les ailettes n'ont pas été maillées, car on s'est rendu compte que lorsque l'on modélisait uniquement l'influence des ailettes sur les degrés de liberté de la structure, les résultats obtenus étaient identiques à ceux avec ailettes maillées. La figure suivante illustre la modélisation retenue.

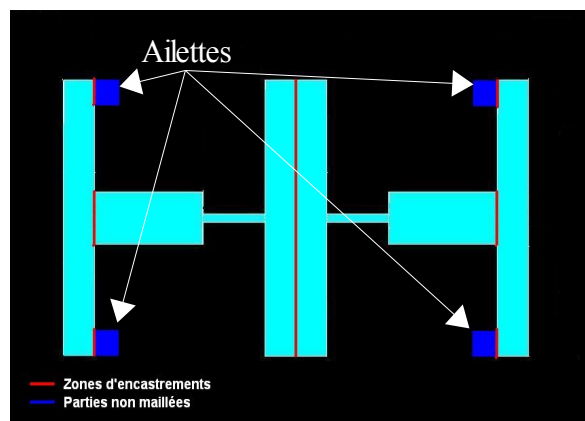


fig. 59: Localisation et modélisation des ailettes

II. Conception mécanique de la structure

II.2.3.1. Influence sur les niveaux de contraintes

Ces contraintes étaient essentiellement localisées au niveau des appuis plan extérieurs, lors du changement de section de la membrane. Il s'agissait d'une conséquence directe de l'effet *zipping* qui déformait la structure plus que nécessaire par un phénomène de bras de levier. Lorsque l'on relevait les contraintes, lors de l'actionnement au *pull-in* de la structure finalisée définie dans la partie précédente, on obtenait des valeurs maximales de 1,29MPa ponctuels. Ces valeurs sont uniquement qualitatives car il s'agit de valeur de contraintes maximales sur les noeuds du maillage. Elles sont donc inférieures à des valeurs surfaciques de pression, bien que la valeur tende à être la même lorsque le maillage est affiné ; cependant cela permet de quantifier l'amélioration créée par l'emploi des ailettes.

En utilisant les ailettes, les contraintes se retrouvent mieux réparties le long de l'axe des changements de section. Le niveau général de contraintes s'en voit donc fortement réduit. Ainsi on relève alors au même endroit des contraintes de 0,15MPa ponctuels, soit une diminution d'un facteur 860%. Dès lors, les contraintes maximales sont obtenues, non plus au changement de section, mais au niveau du bras de décorrelation du côté actionné. La valeur des contraintes à cet endroit reste très modeste puisqu'elles sont d'à peine 0,33MPa. La valeur des contraintes maximales a donc été divisée par 3,9 environ.

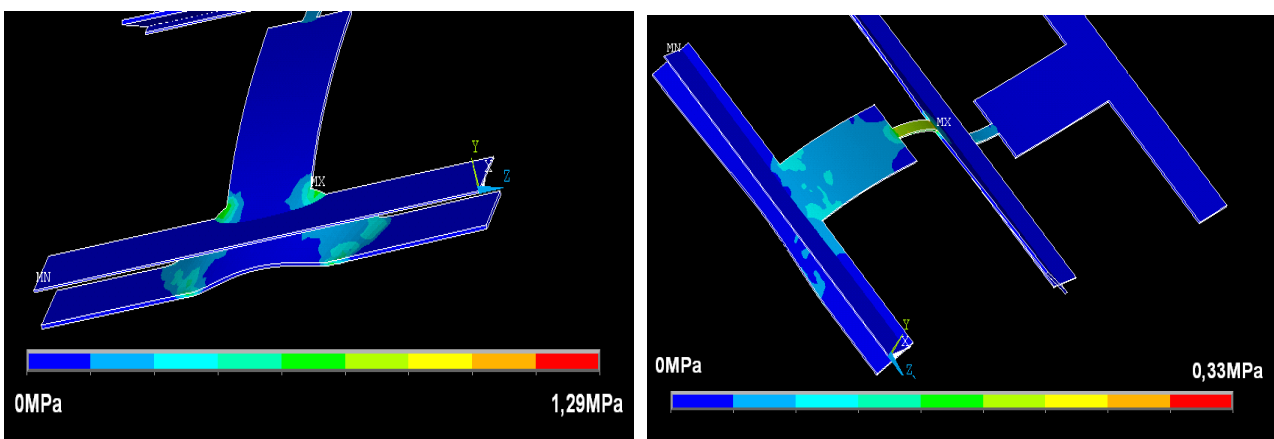


fig. 60 : Niveaux de contraintes avec (droite) et sans (gauche) les ailettes

II. Conception mécanique de la structure

II.2.3.2. Influence sur le phénomène de *zipping*

Comme il a été précisé dans le paragraphe précédent, les contraintes au niveau des appuis lors de l'actionnement résultaient en majeure partie du phénomène de *zipping*. La création des ailettes diminuant ces contraintes, il était logique de penser que le *zipping* s'en voyait réduit également. Il est difficile de quantifier directement le phénomène. Par contre, il est évident visuellement de constater la diminution du phénomène comme le montre la figure suivante.

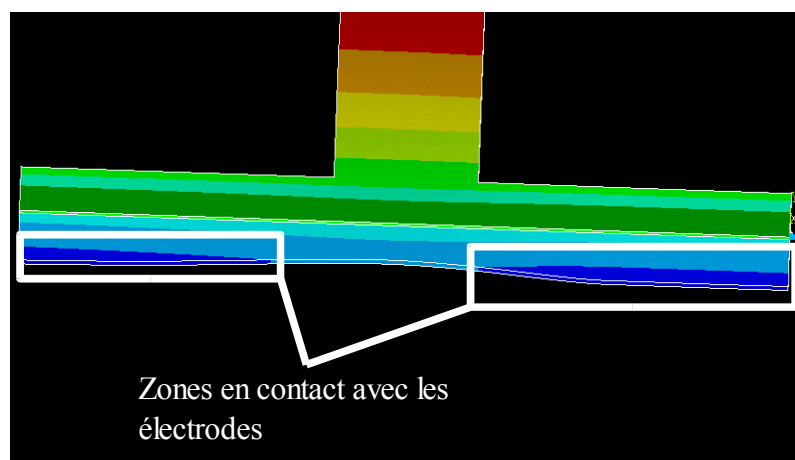


fig. 61: Atténuation de l'effet zipping grâce aux ailettes

L'utilisation des ailettes rajoute des appuis à chaque extrémité de la structure. Les bords des surfaces d'actionnement se retrouvent donc moins libres qu'en l'absence des ailettes. C'est pourquoi la déformation de la surface d'actionnement en vis-à-vis des électrodes se fait alors de manière uniforme; l'usure s'en voit donc réduite et l'actionnement amélioré. Le changement local des degrés de liberté de la structure influe également sur les fréquences de résonance de la structure comme l'explique le paragraphe suivant.

II.2.3.3. Influence sur les fréquences de résonances

Ansys autorise de nombreuses simulations, dont les analyses modales. Les degrés de libertés modélisés correspondaient à des appuis plan (et non des lignes

II. Conception mécanique de la structure

encastrées comme pour les simulations couplées) ainsi qu'aux symétries de la structure (axe au milieu de la largeur). La fréquence de résonance est importante, car elle indique la rigidité de la structure et donne ainsi une indication sur le temps de commutation. En effet, plus la structure est rigide et plus la force de rappel de la structure sera importante, ce qui diminuera le temps de commutation. Dans le cas présent, le principe de bascule crée une force de rappel plus grande, compte tenu du couple de force qui s'exerce. Les simulations ont indiqué les fréquences suivantes pour les modes fondamentaux (Cf. Fig. 62) et les premières harmoniques dans le cas d'une structure avec et sans ailette :

Numéro de mode	Sans ailette (kHz)	Avec ailette (kHz)
01	21,95	22,33
02	31,49	46,57
03	32,57	71,91
04	36,17	86,65
05	37,37	99,47
06	49,39	117,28
07	72,95	170,46

Il apparaît que la fréquence de résonance avec ailette est légèrement supérieure, ce qui est normal, puisque la structure avec ailettes est un peu plus rigide. Ce qui est intéressant, c'est que les fréquences des premières harmoniques sont supérieures dans le cas d'une structure avec ailettes. Cela s'explique par le fait que les modes 2 à 5 de la structure sans ailette sont des modes parasites (Cf. Fig. 63) qui sont dûs à la trop grande liberté des extrémités de la structure.

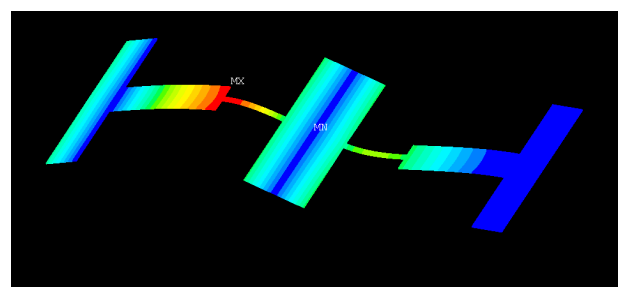
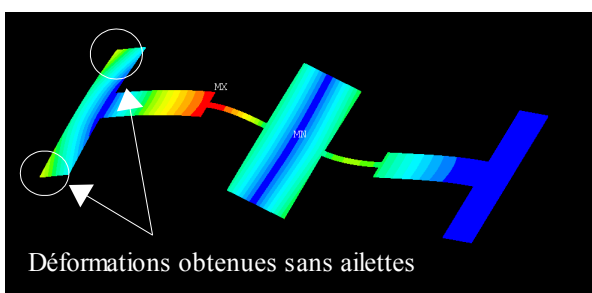


fig. 62: Mode fondamental avec (droite) et sans (gauche) ailettes

II. Conception mécanique de la structure

Dans le cas avec ailettes, ces modes sont supprimés, ce qui explique pourquoi les modes 6 et 7 de la structure sans ailette correspondent aux modes 2 et 3 de la membrane avec ailettes. En rajoutant les degrés de liberté liés aux ailettes, on isole la fréquence du mode fondamental de ses harmoniques, ce qui améliore l'efficacité d'un actionnement continu avec une composante alternative à la fréquence de résonance.

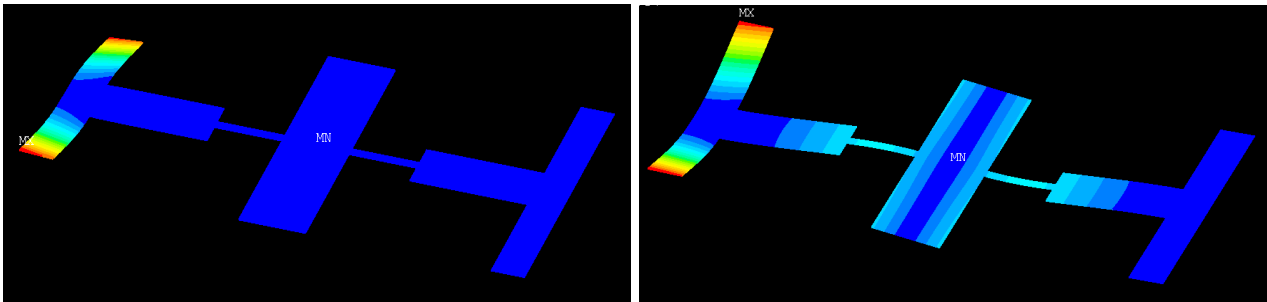


fig. 63: Modes parasites de la structure sans ailettes

II.2.3.4. Influence sur la tension d'actionnement et la flèche maximale

Comme énoncé dans le paragraphe précédent, le rajout des ailettes rigidifie la structure. Dès lors la tension d'actionnement est augmentée du fait de cette rigidité supérieure. Cette hausse de tension est proportionnelle au *gap* inter-électrodes mais reste très faible. Par exemple, pour un entrefer de $3\mu\text{m}$, cette augmentation est inférieure à 1V, ce qui correspond toutefois à une augmentation de 14% une fois normalisée à la tension de *pull-in*. Cette augmentation est acceptable compte-tenu du faible potentiel appliqué.

Par contre les ailettes présentent un deuxième désavantage. Elles diminuent la flèche maximale obtenue pour une tension identique. C'est un corollaire de l'augmentation de la tension d'actionnement, car la déflexion est liée à celle-ci. La diminution de la flèche maximale pour une tension donnée est d'environ 6%, ce qui reste relativement faible.

Avec la géométrie à laquelle ces simulations ont permis d'aboutir, il a été démontré qu'une flèche maximale de $4\mu\text{m}$ est obtenue en vis-à-vis des lignes pour une tension d'actionnement de l'ordre de 7V. Ces performances sont conformes à celles

II. Conception mécanique de la structure

envisagées, sans compter que la fiabilité avec de tels dispositifs est améliorée comme l'explique la partie suivante.

II.3. Une structure mécaniquement plus fiable

Outre le fait d'avoir des déflexions importantes avec un faible actionnement, cette structure permet d'obtenir des performances spécifiques qui la rendent plus fiable. Ainsi il a été montré que la force de contact entre les lignes et la membrane nécessaire à l'élaboration du contact capacitif est supérieure à celles que l'on peut retrouver dans la littérature. De plus, sous un autre aspect, il est apparu que, de par les degrés de liberté de la structure, il n'y a pas de dépendance en température avec de tels dispositifs. Cette partie explique les simulations qui ont permis d'arriver à ces conclusions et détaille les performances de la structure pour ces deux cas particuliers.

II.3.1. Force de contact

La rugosité du contact provoque une variation de l'impédance du contact [7], ce qui entraîne dans le cas d'un commutateur capacitif une atténuation de la capacité créée à l'état bas (Cf. Chapitre I,II.2.2.). De ce fait, la force de contact générée par l'actionnement électrostatique joue un rôle prépondérant. En effet, une force importante permet de limiter la détérioration que subit la capacité en réduisant l'impact de la rugosité.

Afin d'évaluer la force de contact obtenue au niveau d'une ligne coupée des simulations par éléments finis à l'aide du logiciel Ansys™ ont été menées. Bien que la rugosité de la ligne puisse être simulée précisément [8], la modélisation utilisée ne tenait compte que d'une valeur moyenne de 100nm, qui fut fixée comme étant le *gap* séparant la membrane de la ligne à l'état de repos. Par rapport aux modèles précédents, la ligne de signal située sous la membrane était modélisée, ainsi que des contacts entre la membrane et la ligne. Ces contacts comme ceux utilisés pour l'actionnement

II. Conception mécanique de la structure

électrostatique étaient modélisés à l'aide des éléments CONTA173 et TARGE170. Pour s'assurer de la convergence délicate des simulations, la pénétration quasi immédiate des éléments de la membrane a été gérée par la méthode des pénalités. Dans l'optique d'obtenir une valeur précise de la force générée un maillage suffisamment fin des zones de contact a été employé. La pression associée aux contacts résultant de l'actionnement a alors été intégrée sur la surface de contact afin d'obtenir la force de contact.

Ces simulations ont illustré plusieurs phénomènes. Le premier est que la force de contact évolue largement avec la tension. En effet, pour des valeurs de tension inférieures à 1V, la force générée était d'à peine quelques dixièmes de micro-newtons, alors que pour des tensions supérieures à 5V on obtenait plusieurs dizaines de micro-newtons. Cela s'explique par le fait que la force de contact évolue avec la force électrostatique, or cette dernière augmente avec la tension mais aussi, lorsque la distance inter-électrodes diminue. Une force de contact d'une telle intensité garantit un contact de bonne facture et donc une capacité correcte.

Par ailleurs, ces simulations ont mis en lumière la bonne planarité au niveau du contact réalisé. Lorsque la structure est actionnée, les déformations sur le côté passant sont importantes ($4\mu\text{m}$); pourtant l'excursion au niveau de la zone de contact reste inférieure ou égale à la rugosité de la ligne. Pour résumer, le côté bas de la membrane réalise un contact quasi uniforme avec la ligne. Compte tenu, tant de la largeur de la ligne que de la force de contact, il n'y a pas d'effet de levier au niveau du contact. Les bras de décorrélation jouent donc parfaitement leur rôle.

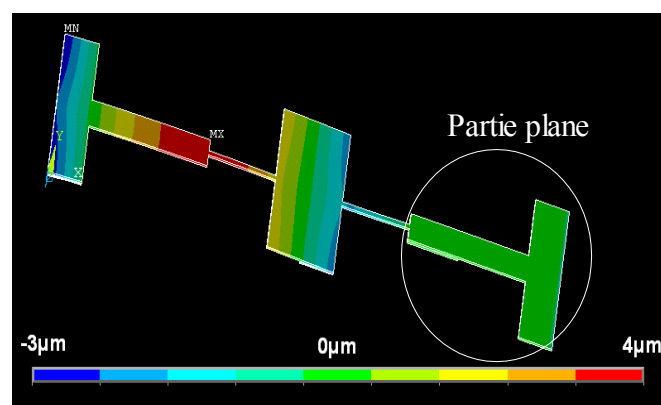


fig. 64: illustration de la planarité du contact lors de l'actionnement

II. Conception mécanique de la structure

Dans le cadre de cette campagne de simulations, l'intensité de la force entre les piliers et la membrane lors de l'actionnement a été étudiée. Il en a résulté que l'effort généré sur les appuis s'avérait très faible (bien inférieur au micro-newton). On pouvait donc en déduire que l'usure des piliers au fil des actionnements serait négligeable. Une fois ces simulations réalisées, on s'est efforcé de quantifier l'impact d'une élévation de la température sur le dispositif.

II.3.2. Tenue en température

La tenue en température de la structure est un des aspects majeurs de la fiabilité du commutateur. De par ses degrés de liberté, la membrane proposée n'est pas sujette à des phénomènes de flambement causés par la dilatation des matériaux qui la composent contrairement à des poutres bi-encastées [9]. Cependant, la dilatation a quand même lieu et il convient de s'assurer que l'élongation résultante ne gêne pas l'actionnement de la structure. Pour ce faire l'allongement thermique de la membrane a été simulé également avec le logiciel Ansys™.

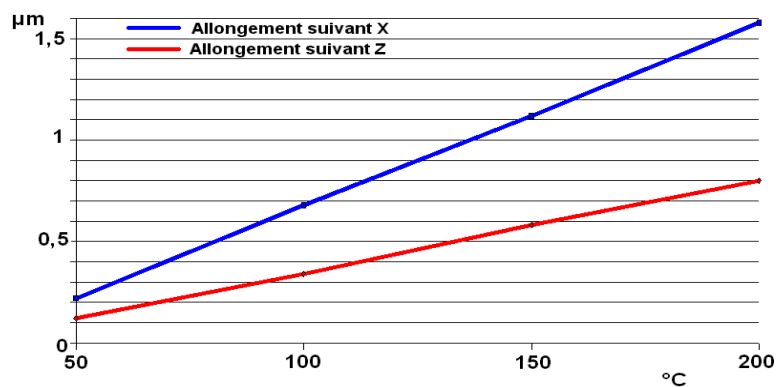


fig. 65: Allongements thermiques (μm) suivant la longueur (bleu) et la profondeur (rouge)

Les résultats obtenus peuvent être aisément vérifiés à l'aide de la formule suivante :

$$\Delta L = \alpha \cdot L_0 \cdot \Delta T \quad (2.1)$$

II. Conception mécanique de la structure

avec α le coefficient de dilatation linéaire, L_0 la longueur initiale et ΔT l'élévation de température. Seuls les allongements thermiques suivant la longueur et la profondeur importent, puisque l'épaisseur reste très faible devant les deux autres composantes. Avec de telles courbes, il est possible de définir la tenue en température de la structure en connaissant l'écart entre la membrane et les ergots de maintien. Par exemple pour un écart de 350nm, une montée de 100°C de la structure est envisageable.

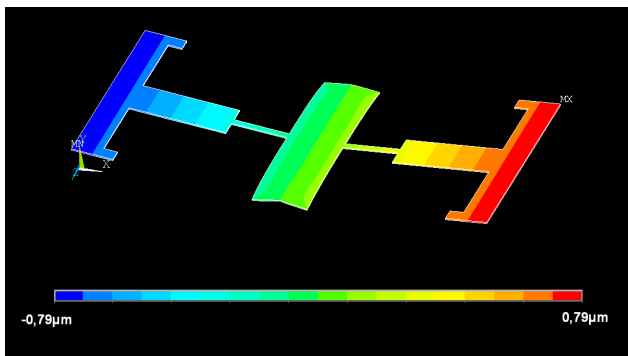


fig. 66: Visualisation de l'allongement thermique suivant x

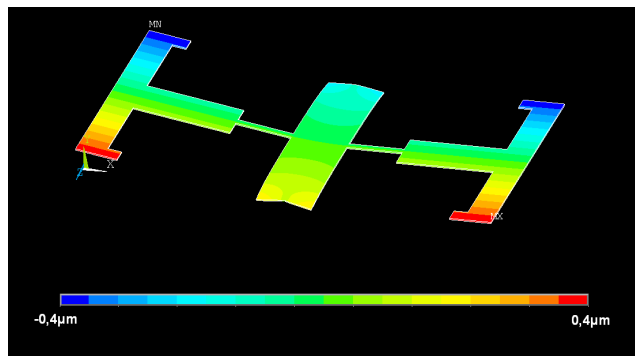


fig. 67: Visualisation de l'allongement thermique suivant z

Une fois la conception mécanique de la structure effectuée, il faut se pencher sur la conception radio-fréquence des structures pour obtenir les performances RF voulues.

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

La conception RF de la structure implique avant tout un choix du type de ligne de transmission pour le signal. Une fois ce choix établi, le modèle doit être optimisé afin d'obtenir les meilleurs paramètres S possibles. Le détail de la démarche est proposé dans cette partie.

III.1. Choix du type de ligne utilisée pour le signal RF

Deux possibilités pour faire transiter le signal dans le SPDT ont été retenues, soit utiliser des lignes coplanaires, soit une ligne microruban. Les principes, avantages et inconvénients de chacune de ces deux techniques sont explicités ci-après.

III.1.1 La ligne coplanaire

Les lignes coplanaires sont constituées d'un conducteur central et de deux plans de masses séparés par de l'air comme illustré ci-après.

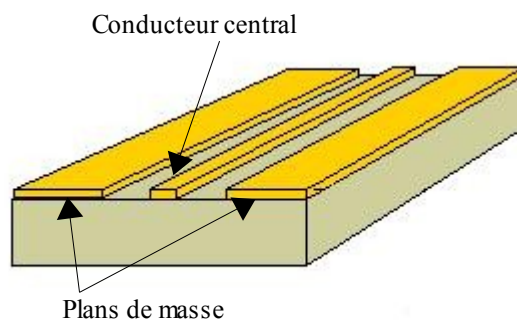


fig. 68 : Coupe schématique de lignes coplanaires

Les lignes de champ s'établissent dans cette configuration dans les espaces séparant le conducteur central et les plans de masse (*gap*). Les largeurs du conducteur central et des *gaps* ainsi que l'épaisseur de métallisation permettent de déterminer une

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

impédance de ligne pour un substrat de type et d'épaisseur donnés à une fréquence spécifique [10].

L'avantage principal de ce type de ligne est la facilité de mesure qui résulte de son utilisation, en effet, nul besoin de retour de masse ou de trous métallisés (vias) avec ce dispositif. De plus, les plans de masse et la ligne de signal sont parallèles, un système composé de 3 pointes alignées permet donc de réaliser aisément des mesures sur les dispositifs équipés de ce type de ligne. L'épaisseur du substrat importe peu également [10].

L'inconvénient majeur de cette technologie est l'encombrement présenté par les plans de masses. Il faut noter également que les phénomènes de couplage avec les structures mécaniques sont plus importants, puisque les courants sont transportés en surface du substrat.

III.1.2 La ligne microruban

Les lignes microrubans sont constituées d'un conducteur en face avant et d'un plan de masse en face arrière de la plaque. Les courants s'établissent à l'intérieur du substrat entre le conducteur central et le plan de masse. La largeur de la ligne fixe l'impédance pour un type et une épaisseur de substrat donnés à une fréquence spécifique [11].

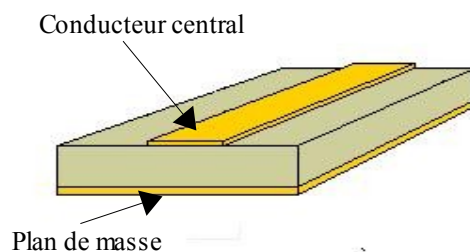


fig. 69 : Coupe schématique d'une ligne microruban

La ligne microruban est une alternative aux lignes coplanaires dans la mesure

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

où elle occupe moins de place et que le phénomène de couplage est nettement moindre avec ce type de ligne. Néanmoins, le microruban présente également des inconvénients. Tout d'abord, pour réaliser les mesures, il est nécessaire d'utiliser un retour de masse de type *wire bonding* ou *via* afin de ramener la masse dans le même plan que la ligne. De plus, selon la fréquence, il est recommandé d'utiliser des substrats de faible épaisseur avec ce type de ligne pour que les lignes de champs s'établissent correctement dans le substrat. La manipulation lors des étapes technologiques est donc plus délicate. Un autre souci technologique consiste en la nécessité d'un dépôt de faible épaisseur d'or face arrière qui n'est pas forcément compatible et qui complique le procédé dans le cas favorable [11].

III.1.3. Choix du type de ligne

A partir du moment où l'on a identifié les avantages et inconvénients de chacune de ces deux technologies, il est plus aisé de choisir celle qui convient le mieux en fonction de nos besoins. Afin de réaliser des capacités suffisantes au niveau des lignes, il faut assurer une surface de vis-à-vis importante estimée à $60\mu\text{m}$ par $60\mu\text{m}$. Compte tenu des dimensions de la « double membrane » et des lignes d'une part, et des risques de couplage lors du dédoublement de la ligne de signal d'autre part, le choix d'une ligne microruban s'impose. Toutefois, dans l'optique d'augmenter le nombre de structures mesurables par substrat, il apparaît nécessaire d'utiliser des lignes coplanaires.

En effet, le microruban autorise au maximum 4 structures pour un substrat de 3" moyennant, en plus, un clivage de la plaque (pour effectuer un retour de masse pour les mesures) alors que, lorsque l'on est en présence de coplanaire, il suffit d'avoir la place pour poser les pointes. Il est donc apparu préférable en terme de rendement par substrat d'envisager une transition coplanaire-microruban qui permet d'avoir les avantages des deux technologies à savoir, gain de place et une facilité de mesure. L'encombrement final d'une structure sera supérieur à une version réalisée uniquement à base de microruban, cependant, on pourra mesurer ainsi un plus grand nombre de

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

structures par substrat. La présence d'un plan de masse face arrière sous la partie coplanaire ne perturbe pas puisque l'épaisseur du substrat est importante.

Concernant l'épaisseur du substrat, il a été décidé en premier lieu de garder un substrat d'épaisseur 400 μm , facile à manipuler moyennant une impédance de ligne microruban supérieure. Cette impédance est de 90 Ω pour une largeur de ligne de 60 μm et un substrat en silicium avec une permittivité de 11,9. Elle a été déterminée à l'aide du logiciel APPcad d'Agilent [12]. Le fait d'utiliser un substrat d'épaisseur importante risque d'entraîner des pertes dues à des modes parasites en surface du substrat. Comme les appareils de mesure sont adaptés pour du 50 Ω , il faudra veiller à adapter l'impédance lors de la transition de 50 vers 90 Ω en plus du changement de type de ligne. La transition utilisée et le SPDT complet seront présentés dans la partie suivante. Ils ont été dimensionnés à l'aide du logiciel de simulations électromagnétiques par éléments finis HFSS d'Ansoft.

III.2. Performances RF du SPDT

Dans cette partie, on présentera en détail le cheminement qui a permis d'arriver au SPDT final, optimisé pour une fréquence de 24GHz.

III.2.1 Temps de calcul et optimisation des simulations

Il faut tout d'abord avoir à l'esprit qu'une transition coplanaire vers microruban est très gourmande en terme de ressources de calcul. En effet, l'analyse du passage des lignes de champ en surface du substrat pour la partie coplanaire à celles établies dans le substrat pour la partie microruban, nécessite un maillage très fin, ce qui induit un temps de calcul conséquent.

L'étude du SPDT complet impose la modélisation en plus des lignes et de la membrane de trois transitions, une pour l'entrée et une pour chacune des deux sorties. Les ressources informatiques nécessaires à ce type d'étude sont donc multipliées par un

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

facteur 5 environ par rapport à une simulation coplanaire ou microruban seule. De plus, il n'est pas possible d'utiliser des règles de symétrie pour simplifier le problème car on compte une entrée et deux sorties et que l'état des deux sorties est différent. Il a donc été décidé de scinder l'étude en blocs élémentaires présentés ci-après. L'optimisation de chacun de ces blocs a été réalisée de manière indépendante avant de valider le tout à l'aide d'un logiciel plus orienté circuit.

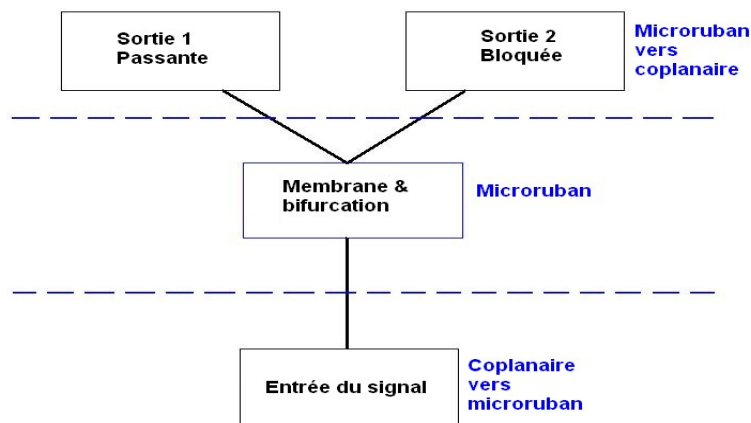


fig. 70 : Schéma illustratif de la décomposition en blocs élémentaires

Pour information, les simulations ont été effectuées sur une station de calcul sous Windows XP pro 64bits dotée d'un processeur AMD Athlon64 X2 dual core 3800 avec 4Go de mémoire en double canal.

III.2.2 Etude de la transition

III.2.2.1 Différentes possibilités de transitions

Il y a de multiples moyens de réaliser une transition coplanaire (CPW) vers microruban (MS). Rien qu'au niveau des dimensions du coplanaire, l'impédance dépend du rapport largeur de conducteur sur largeur de *gap*. Ainsi, pour des dimensions

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

différentes mais un rapport identique, on peut obtenir la même impédance. De plus, la forme des transitions influe énormément et il faut guider le signal au maximum pour que le changement de dispositions des lignes de champ du coplanaire vers le microruban génère le minimum de pertes. Enfin, il faut avoir à l'esprit que le dimensionnement des coplanaires et du microruban est valable pour une fréquence donnée. Il est donc évident que la transition ne sera valable que pour une bande de fréquence spécifique.

On a distingué et étudié quatre « types » de transition. La première consiste en une transition coplanaire 50Ω vers microruban 90Ω avec une adaptation coplanaire entre les deux. La deuxième consiste en une coplanaire 50 ohm vers microruban 50Ω suivie d'une portion d'adaptation en microruban. La troisième est basée sur une transition coplanaire 50Ω vers microruban 90Ω sans portion d'adaptation. Enfin, la dernière repose sur une transition coplanaire 67Ω vers microruban 90Ω. Ces quatre transitions sont illustrées par le schéma suivant.

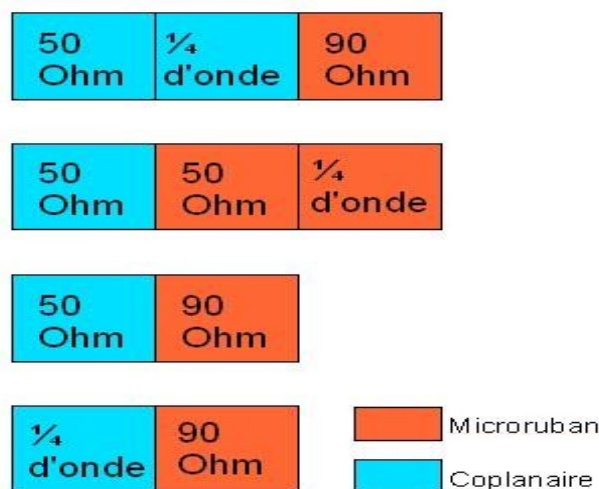


fig. 71 : Vue schématique des 4 types de transitions étudiés

Les transitions coplanaire 90Ω vers microruban 90Ω; coplanaire 50Ω vers microruban 50Ω; coplanaire 50Ω vers microruban 90Ω ; ont été étudiées séparément avant de rajouter les portions quart d'onde destinées à l'adaptation d'impédance.

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

III.2.2.2 Transition coplanaire 50Ω vers microruban 90Ω

Cette transition avait pour but d'estimer les pertes induites par la désadaptation et le passage du coplanaire au microruban. La géométrie de la transition présentée ci-après est donc volontairement abrupte.

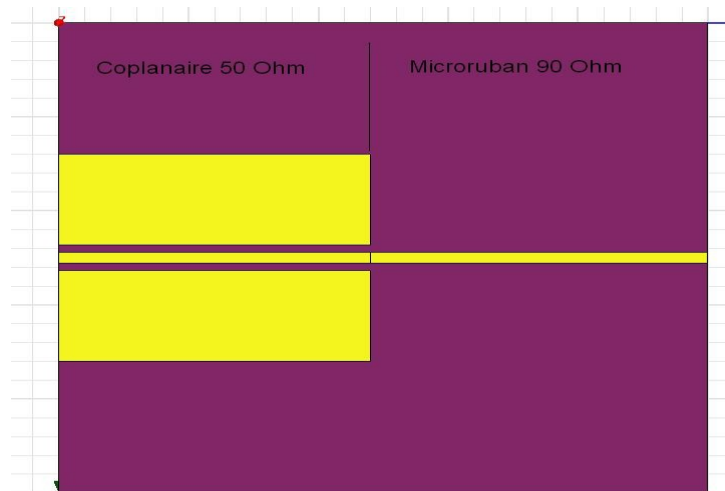


fig. 72 : Transition CPW50 vers MS90 sans adaptation

Il s'est avéré que les pertes par réflexion étaient très élevées, ce qui indique une adaptation insuffisante. Il était donc hors de question de réaliser une transition sans tronçon d'adaptation, ce qui implique un passage coplanaire microruban à impédance équivalente avant ou après un tronçon de type quart d'onde [13,14].

III.2.2.3 Transitions coplanaire vers microruban 50Ω et 90Ω

La transition précédente a illustré la nécessité de passer d'un type de ligne à l'autre à impédance égale. Il reste alors à déterminer s'il vaut mieux réaliser ce passage à 50Ω ou 90Ω. Dans le cas d'un passage à 50Ω, le tronçon d'adaptation se fera plus aisément en microruban, alors que pour un passage en 90Ω, le tronçon quart d'onde sera en coplanaire.

La longueur du quart d'onde est fixée par sa fréquence de fonctionnement

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

comme l'indique la formule suivante :

$$\frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

avec c , la célérité de la lumière, f la fréquence et ϵ_r la permittivité relative. Son impédance est égale à la racine carrée du produit des impédances de chaque côté soit:

$$Z_{\lambda_g/4} = \sqrt{(Z_0 Z_{out})} \quad (2.3)$$

On obtient alors dans le cas présent une impédance de 67Ω environ. A partir des dimensions en jeu et de la fréquence, on détermine la longueur du tronçon à l'aide du logiciel Appcad qui nous renvoie la permittivité relative du dispositif. Il est possible également d'obtenir la longueur précédente directement sur Appcad, en ajustant les dimensions afin d'obtenir une longueur électrique correspondante à 90° . Pour un quart d'onde en coplanaire avec plan de masse, la longueur du tronçon d'adaptation est alors de 1,285mm contre 1,12mm environ en microruban.

Concernant les dimensions des lignes, il apparaît qu'une transition 50Ω nécessite une largeur de ligne microruban supérieure à une ligne d'impédance 90Ω : $460\mu\text{m}$ au lieu de $60\mu\text{m}$. Le passage de la portion coplanaire à la portion microruban se fait par variation progressive des largeurs des *gaps* et du conducteur sur une longueur de transition afin d'accompagner les lignes de champ comme illustré ci-après [15].

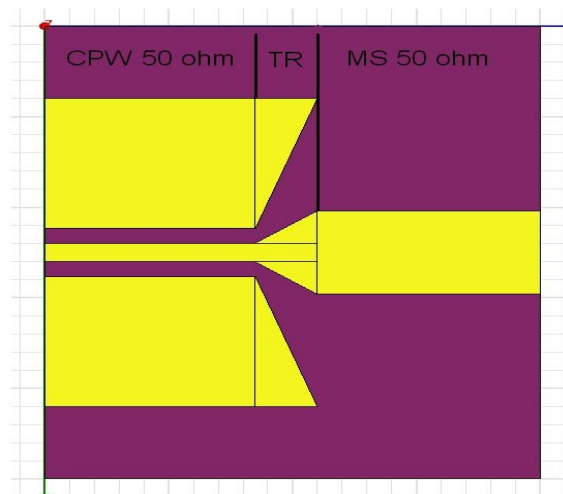


fig. 73 : Exemple de transition de CPW 50 vers MS 50 guidé

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

Il apparaît une résonance dans les deux cas de transition. Cette résonance peut être décalée en fréquence en changeant la longueur de la partie transitoire. Une augmentation de ce paramètre permet de décaler la résonance vers les basses fréquences.

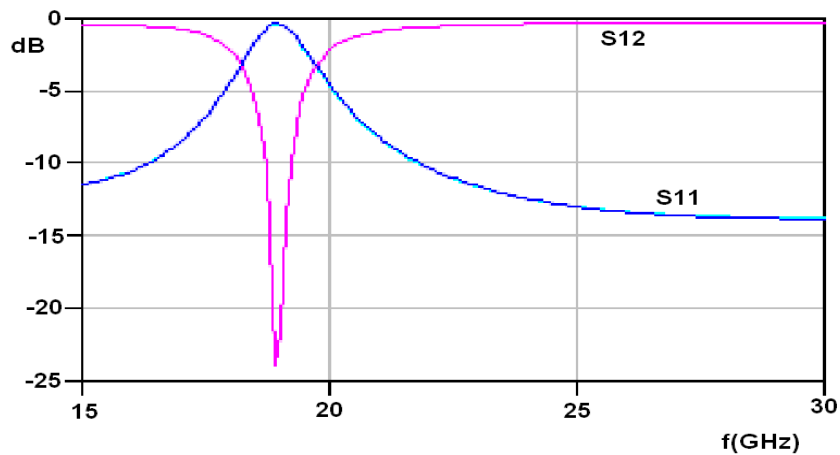


fig. 74 : Paramètres S d'une transition CPW 50 vers MS 50 guidée

Le niveau d'adaptation sur l'ensemble de la bande de fonctionnement de la transition reste assez faible, une valeur d'au moins -20dB est attendue pour les pertes par réflexion, ce qui n'est pas le cas. Il est à noter que l'angle présenté par la transition, qui découle directement de la longueur de transition, influe sur le niveau d'adaptation de la transition. Un angle petit (inférieur à 40°) présente une adaptation optimale [15]. Il faut donc trouver un artifice afin de diminuer les pertes générées par la transition.

III.2.2.4 Transition coplanaire 67 Ω vers microruban 90 Ω

Cette transition avait pour objectif de gagner en encombrement en concaténant la transition en elle même et le tronçon d'adaptation en impédance. L'accès 50 Ω est ramené par les appareils de mesure, ce qui permet d'attaquer directement avec le tronçon quart d'onde à 67 Ω .

Les performances obtenues étaient encourageantes puisque la résonance était décalée d'au moins 10GHz de la fréquence cible de 24GHz. La longueur de la transition

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

et son placement vis-à-vis du quart d'onde (à l'intérieur ou à l'extérieur) influent sur les niveaux d'adaptation. De la même manière que précédemment, une transition plus progressive (plus longue donc) génère moins de pertes. Par ailleurs la somme de la longueur de la partie transition et coplanaire 67Ω doit correspondre à la longueur quart d'onde, la transition est donc intégrée au quart d'onde.

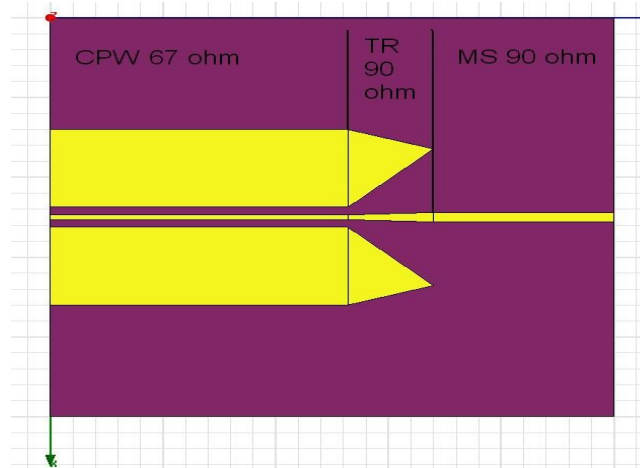


fig. 75 : Transition CPW 67 quart d'onde vers MS 90 guidé

En optimisant la longueur de transition et la composante quart d'onde, on arrive à atteindre des valeurs d'adaptation proches de -20dB . Toutefois pour obtenir des performances supérieures, on a décidé d'utiliser des *stubs* au niveau de la transition.

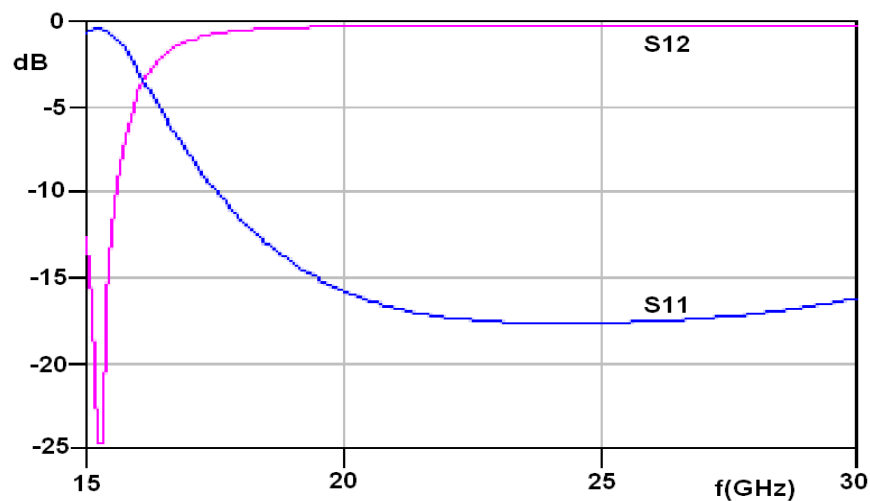


fig. 76 : Paramètres S d'une transition CPW 67 quart d'onde vers MS 90 guidé

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

III.2.2.5 Transition avec stubs ouverts

Afin de diminuer les pertes et ainsi obtenir une meilleure adaptation, on a utilisé des *stubs* perpendiculaires à la transition en complément de celle-ci [14,17]. Ils sont situés dans le prolongement de la partie guidée de la transition et de largeur égale à la longueur de transition comme illustré ci-après.

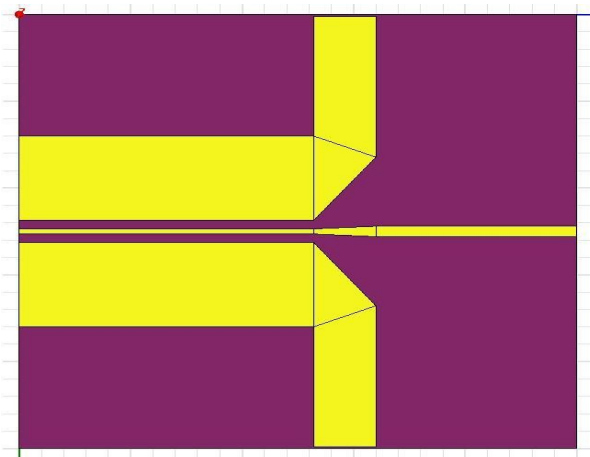


fig. 77 : Transition CPW 67 quart d'onde vers MS 90 guidé avec stubs ouverts

Ces *stubs* terminés par des circuits ouverts sont de longueur environ égale à celle d'un tronçon quart d'onde à la fréquence de fonctionnement des *stubs* (24GHz dans notre cas).

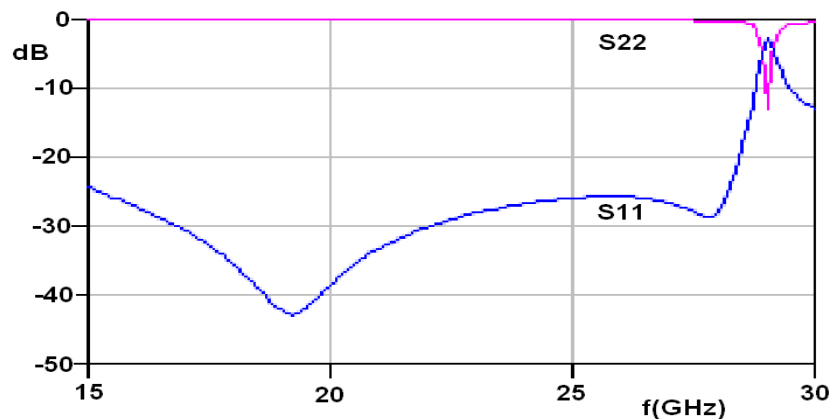


fig. 78 : Paramètres S d'une transition CPW 67 quart d'onde vers MS 90 guidé avec stubs ouverts

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

Ils ramènent alors un court circuit au niveau de la partie coplanaire et empêchent ainsi la réflexion du microruban vers la transition détruisant de la sorte les modes parasites [16]. Les pertes liées à la transition sont alors considérablement diminuées comme le montre les paramètres S liés au modèle précédent.

III.2.2.6 Détail de la solution choisie

A la transition précédente, a été rajouté un accès 50Ω pour la pose des pointes lors des mesures. L'ensemble a alors été optimisé afin d'obtenir une bande de fréquence la plus large possible avec une bonne adaptation. La géométrie finalement obtenue est détaillée ci-après ainsi que ses paramètres S.

Les paramètres associés sont les suivants :

Paramètres de la transition	
Intitulé	Valeur (µm)
Longueur microruban	820
Longueur transition	280
Longueur quart d'onde	1200
Longueur portion 50 ohm	150
Longueur transition accès 50 ohm portion 50 ohm	20
Longueur accès 50 ohm	50
Largeur coplanaire accès 50 ohm	60
Largeur <i>gap</i> accès 50 ohm	38
Largeur coplanaire portion 50 ohm	32
Largeur <i>gap</i> portion 50 ohm	21
Largeur coplanaire quart d'onde	30
Largeur <i>gap</i> quart d'onde	48
Largeur microruban	60
Largeur masse coplanaire	500
Dépassement <i>stub</i> de la masse	690
Distance <i>stub</i> microruban	413

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

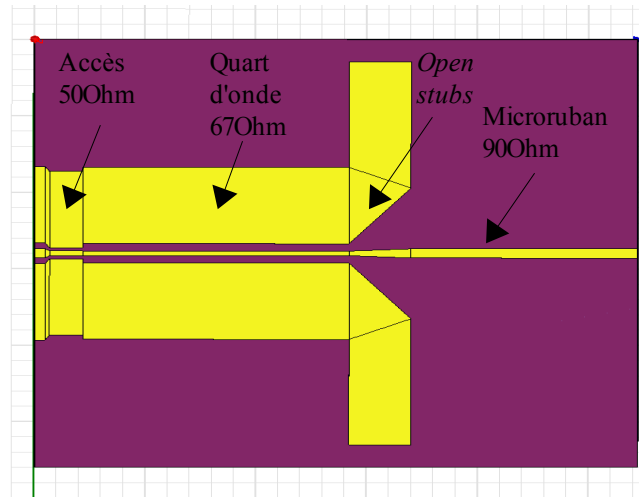


fig. 79 : Transition adoptée

Cette transition a permis d'obtenir des pertes minimales et présente un niveau d'adaptation inférieur à -20dB sur une bande de fréquence large allant de 15GHz à presque 30GHz. L'adaptation maximale n'est pas centrée sur 24GHz, afin de ne pas limiter la bande de fonctionnement de la transition. En effet, lorsque l'on décale avec cette topologie la bande de fonctionnement vers 24GHz, le niveau d'adaptation général diminue fortement. Il a donc été décidé de garder un fonctionnement plus large bande au détriment d'une adaptation centrée sur la fréquence de travail.

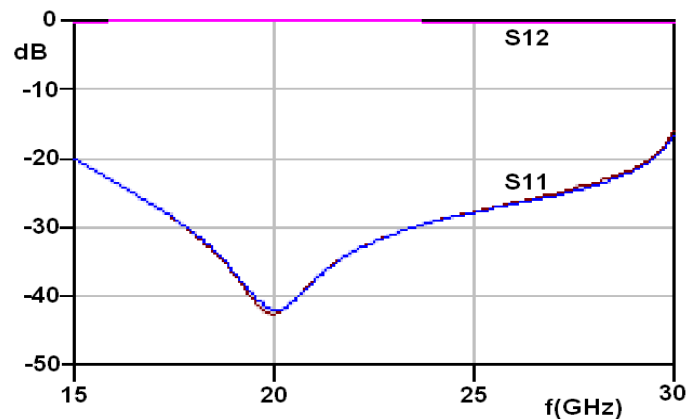


fig. 80 : Paramètres S de la transition CPW 67 MS 90 guidé avec stubs ouverts et accès 50Ω

III.2.3 Etude du stub radial

Avant de simuler la partie bifurcation du SPDT, il a été simulé au préalable une ligne simple non passante, bloquée par la membrane reliée à la masse. L'intérêt était de relier la membrane aux masses des coplanaires des transitions afin d'obtenir un modèle simplifié. Il est apparu que la ligne restait passante et qu'il fallait utiliser des *stubs* radiaux papillons afin de garantir une isolation correcte. Cette partie présente la modélisation de ces *stubs* et les performances obtenues.

III.2.3.1 Principe

Les *stubs* radiaux sont souvent utilisés dans les designs électromagnétiques car ils possèdent une bande de fonctionnement plus large que des *stubs* classiques comme ceux utilisés dans la transition décrite précédemment. L'utilisation de tels dispositifs permet de ramener une masse virtuelle en dimensionnant le *stub* de telle façon que le circuit voit un tronçon quart d'onde au niveau de la capacité. La masse ainsi créée au niveau du contact capacitif permet d'avoir des isolations importantes similaires à celles obtenues avec des vias.

La fréquence de fonctionnement du *stub* est fixée par ses grandeurs géométriques, à savoir son ouverture et son rayon. Son placement vis-à-vis du reste du circuit est primordial mais également très difficile à prévoir. Afin de déterminer rapidement les grandeurs géométriques du *stub* il est indispensable de le modéliser sous un logiciel circuit de type 2,5D. Une fois le rayon et l'ouverture obtenus, il faut l'implémenter en 3D pour valider l'ensemble du modèle. Le rayon doit être inférieur à un tronçon quart d'onde car la différence de longueur est compensée par la surface plus grande créée grâce à l'ouverture du *stub*.

III.2.3.2 Conception du stub papillon

Le degré d'ouverture a été estimé à 60° et le rayon à $700\mu\text{m}$ avec un logiciel

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

2,5D. Pour vérifier les dimensions et donc s'assurer de la bande de fréquence du *stub*, une ligne simple bloquée par la double membrane a été simulée. Une conception fonctionnelle du *stub* papillon est garantie par une isolation importante à la fréquence de travail choisie.

Le fait de garder la membrane entière avec deux *stubs* papillons symétriques permet de reproduire plus fidèlement l'influence réelle du SPDT. Le temps de calcul pour ce type de simulation étant moindre, il est avantageux de procéder de la sorte plutôt que de simuler une membrane simple avec un seul *stub* et ajuster par la suite avec le SPDT complet.

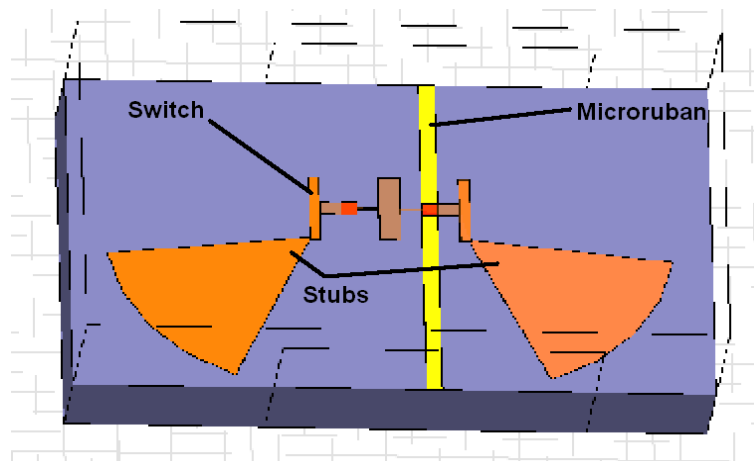


fig. 81 : Modélisation sous HFSS d'un court circuit utilisant un stub radial

III.3.2.3 Performances présentées par le stub radial

Il a été constaté que pour obtenir un fonctionnement à 24GHz, le rayon du *stub* était de l'ordre de 750 μ m. De plus le positionnement du *stub* a mis en lumière le fait qu'un éloignement de la ligne par rotation de centre le point d'accroche du *stub* influe sur la bande de fonctionnement. Une isolation de -40dB à la fréquence de 24GHz peut être obtenue avec de tels dispositifs comme illustré par les paramètres S suivants.

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

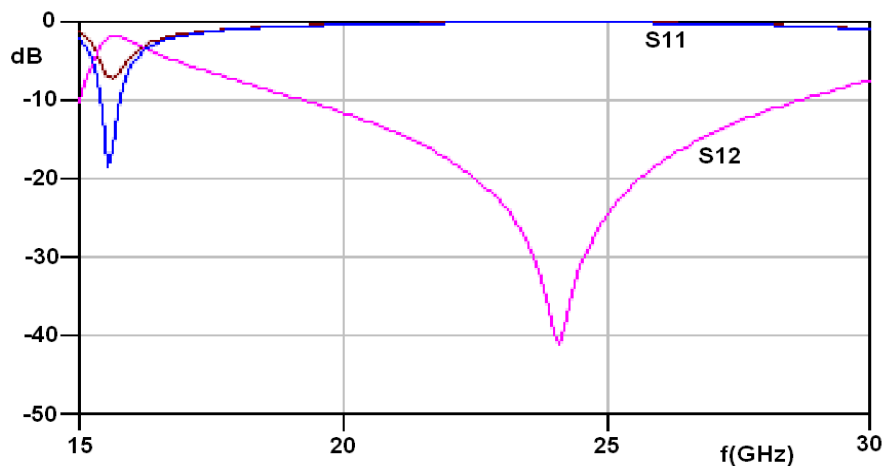


fig. 82 : Isolation du modèle précédent.

III.2.4 Etude RF du SPDT

III.2.4.1 Spécificités de la conception

La partie bifurcation englobe le dédoublement de la ligne microruban ainsi que la membrane et les deux *stubs* papillons associés. Deux aspects ont été déterminants dans la conception de ce bloc : les différentes longueurs des portions microrubans et le placement des *stubs*.

En ce qui concerne le premier point, il faut penser à adapter la bifurcation car le signal aura tendance à aller vers le côté bloqué, puisque l'impédance présentée par cette voie sera plus faible que celle passante à 90Ω . En effet, un court circuit ramène une impédance nulle. Il faut donc utiliser un tronçon quart d'onde afin de présenter au niveau du dédoublement de la ligne de signal un circuit ouvert résultant de la transformation par le quart d'onde du court circuit réalisé par la capacité. La longueur du quart d'onde est dimensionnée à l'aide de Appcad de la même manière que pour celle de la transition. Cette distance intervient entre le milieu de la capacité et le dédoublement.

Autre spécificité liée aux lignes RF, les angles droits doivent être biseautés

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

afin de limiter les pertes lignes. Un chanfrein a donc été modélisé pour remplacer chaque angle droit afin de convenir à ces besoins. La présence d'angles droits introduit des éléments rayonnants dans le modèle qui augmentent les pertes lignes.

Par rapport au second point critique, à savoir le placement du *stub*, il a été constaté que la présence de la seconde ligne, de la bifurcation et des coudes perturbait le fonctionnement de ce dernier. Il a donc fallu le redimensionner légèrement et réaliser une étude paramétrique du placement du *stub*, afin de déterminer le positionnement optimal. Le modèle finalement optimisé est illustré par la figure suivante.

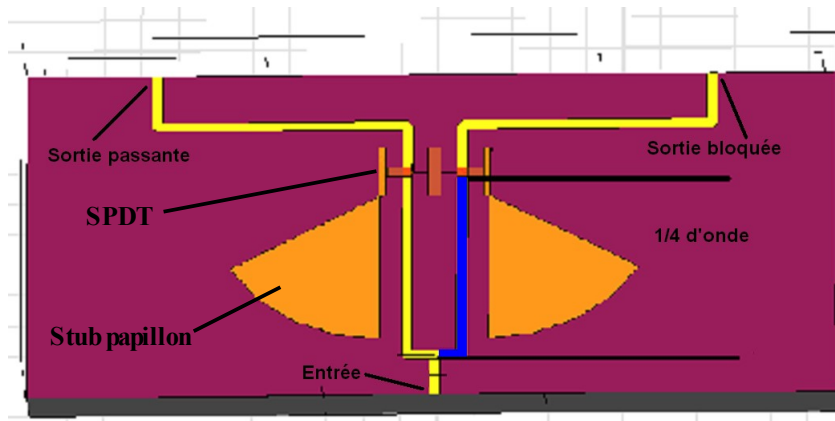


fig. 83 : Modèle de la bifurcation simulée, la partie quart d'onde est représentée en bleu.

Dans cette simulation, la voie de droite est bloquée tandis que celle de gauche est passante. On peut s'étonner de la proximité des *stubs* et des lignes microruban. Elle est volontaire car le léger couplage introduit par cette proximité permet d'augmenter fortement le niveau d'adaptation du circuit.

III.2.4.2 Résultats obtenus avec le modèle optimisé

Le positionnement du *stub* s'est révélé délicat car, comme énoncé dans la partie conception du *stub* radial, une rotation du *stub* influe énormément sur l'impédance présentée au niveau de la capacité. De plus le niveau d'adaptation de

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

l'ensemble du dispositif restait relativement faible. Il a alors été décidé d'utiliser les phénomènes de couplage entre le microruban et les *stubs* afin de guider le signal et de diminuer par là même les pertes par réflexion.

En minimisant les effets de couplage et en ciblant une fréquence centrale de fonctionnement de 24GHz, il a été possible d'obtenir à la fois une isolation (S_{13}) de -30dB sur la voie bloquée (port 3) et une adaptation (S_{22}) supérieure à -25dB sur la voie passante (port 2). Il est à noter que l'isolation entre les deux sorties (S_{23}) est plus faible, ce qui est prévisible, compte tenu du type de bifurcation qui n'est pas en forme de T mais plutôt en forme de diapason. Les performances de cette bifurcation sont donc supérieures à celles visées au commencement de cette étude; elles sont présentées ci-après. L'entrée (port 1) est bien adaptée (S_{11}) puisque les pertes par réflexions sont de -31dB.

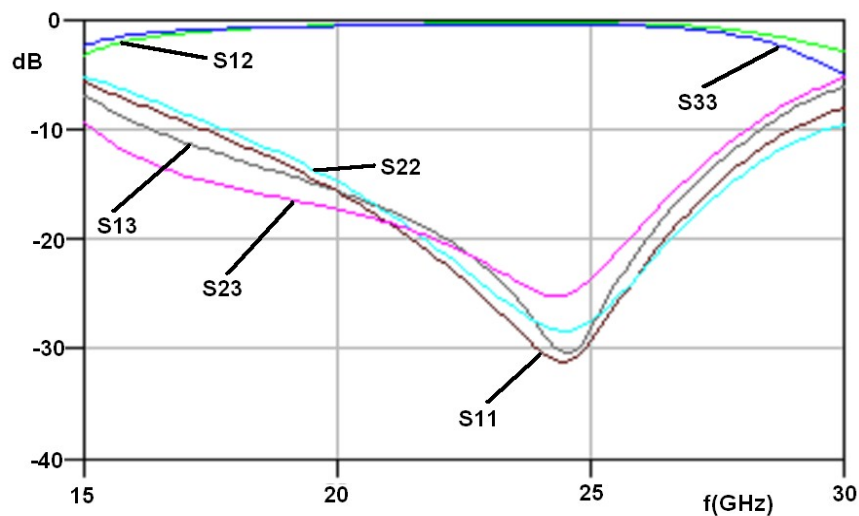


fig. 84 : Paramètres S de la bifurcation.

III.2.5 Validation du système complet

Pour s'assurer que l'ensemble du SPDT fonctionne comme il est souhaitable, les paramètres S de chaque bloc élémentaire ont été exportés au format snp. Le système complet, à savoir la bifurcation et trois transitions, a été implémenté sous un

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

logiciel circuit (ansoft designer version étudiante). Les paramètres de simulation étaient les données au format snp déterminées par HFSS des transitions et de la bifurcation. Il en résulta après un temps de calcul bien inférieur à une simulation 3D, que les transitions étaient transparentes du point de vue du fonctionnement. En effet, on a obtenu une courbe identique à celle de la bifurcation moyennant des pertes lignes plus élevées dues aux longueurs de lignes plus importantes car comprenant les transitions. Ces pertes d'insertion restaient avec les trois transitions inférieures à 1dB, ce qui est tout à fait acceptable.

Une fois la conception du système complet effectuée, il a paru intéressant d'étudier l'impact de certains paramètres sur ce modèle.

III.3. Etudes complémentaires

Des études complémentaires et des rétro-simulations, suite à la réalisation des masques pour la lithographie optique, ont été menées afin de valider certains points précis de cette partie RF.

III.3.1 Influence des règles de conception technologique sur la RF

Lors de la conception des masques de lithographie optique dédiés à la fabrication des dispositifs SPDT, il s'est avéré impossible de placer les *stubs* radiaux conformément aux simulations électromagnétiques précédentes. En effet, tant les marges de sous gravure et les considérations de recouvrement que la nécessité de rattacher le *stub* à la membrane ont fait que celui-ci s'est vu décalé d'une trentaine de micromètres vers le bas et l'intérieur de la membrane. Les simulations complémentaires ont illustré qu'il en résultait un décalage en fréquence inférieur à 1GHz ce qui était tout à fait acceptable. (23,5Ghz au lieu de 24GHz)

En complément de cette étude, il a fallu s'assurer que la présence des *pads*

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

d'actionnement DC destinés à ramener le potentiel utilisé pour l'actionnement électrostatique ne gênait en rien le fonctionnement RF. Ces considérations ont montré du doigt la nécessité de limiter le vis-à-vis entre les lignes DC et RF. De plus une distance de 100 micromètres est souhaitable entre les deux types de ligne, ce qui s'avère nettement supérieur à la moitié de largeur d'une ligne microruban qui correspond typiquement à la zone où le couplage est maximal.

III.3.2 Influence des marges de couche d'accroche

Les lignes étant réalisées par croissance électrolytique d'or dans un moule en oxyde de silicium, comme explicité dans le processus de fabrication, il y a eu un masque de couche pour favoriser l'adhérence à créer. Sur ce masque on éprouve l'utilité de marge de débordement afin de faire face aux problèmes inhérents aux phénomènes de sous gravures. Il a donc fallu simuler, en fonction de ces marges, quelle largeur de ligne électrolysée utiliser afin de garantir l'impédance des parties coplanaires et microruban.

Cette étude a montré que pour des lignes électrolysées d'une épaisseur de $3\mu\text{m}$ et une couche d'adhérence de 300nm la largeur des lignes simulées devait être égale à la somme des débordements plus la largeur de la partie électrolysée avec des marges de $2\mu\text{m}$. Typiquement, pour une ligne microruban de $60\mu\text{m}$, on a donc $56\mu\text{m}$ de largeur électrolysée.

III.3.3 Influence du nitrure de silicium PECVD capacitif

Enfin, dans un souci de prévision par rapport aux mesures, il a été simulé l'influence du nitrure de silicium PECVD utilisé comme diélectrique pour réaliser la capacité entre la membrane et les lignes. En effet un écart au niveau de la bande de fonctionnement peut être attribué à un mauvais paramètre de ce dépôt. Pour ce faire, on a comparé la bande de fonctionnement d'un *stub* unique relié à un pont réalisant une capacité avec la ligne de signal. Le diélectrique avait une permittivité de 5 dans les simulations précédentes. On a donc réalisé une comparaison entre un tel diélectrique

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

d'épaisseur 100nm et 300nm et entre ce diélectrique et un de permittivité égale à 7. Il en résulte les paramètres S suivants.

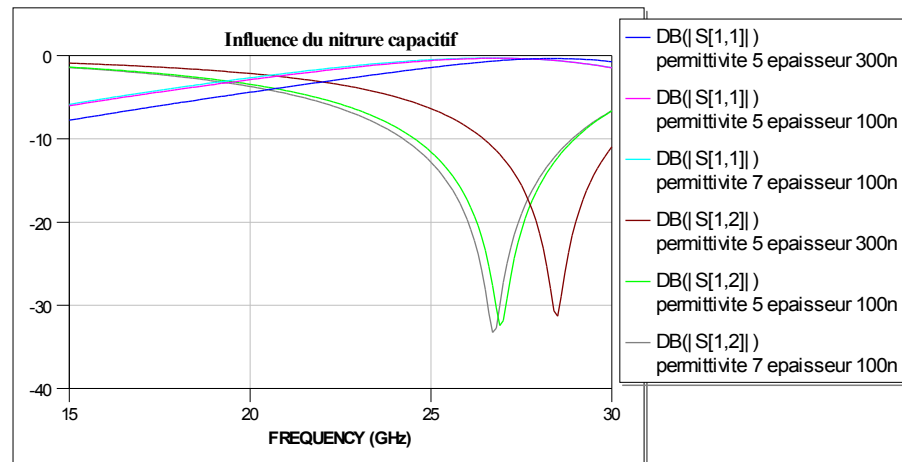


fig. 85 : Influence de la permittivité et de l'épaisseur du diélectrique.

On remarque que le changement d'épaisseur décale plus en fréquence que le changement de permittivité, ce qui est logique puisque le rapport des épaisseurs est supérieur à celui des permittivités et que les deux paramètres interviennent de façon linéaire.

III.3.4 Evaluation des pertes dues au commutateur

Connaître précisément les pertes générées par le commutateur est primordial. En effet, le niveau de pertes est l'une des spécifications premières demandée par les industriels. Lorsque l'on simule les performances RF du système, il s'avère impossible de distinguer d'un point de vue pertes la contribution de la ligne et celle du commutateur.

Pour palier ce problème, un tronçon de ligne équivalent à celui emprunté par le signal dans son cas passant est modélisé séparément de la structure. Il suffit alors de soustraire les pertes obtenues à celles du système complet afin d'obtenir les pertes uniquement dues au commutateur.

III. Modélisation radio-fréquence du SPDT

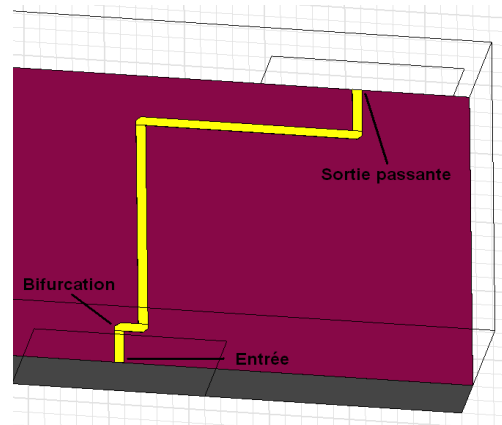


fig. 86 : Modélisation d'un tronçon passant équivalent : seule la voie passante est modélisée.

Le comportement d'une telle ligne est des plus classique : le niveau de pertes augmente avec la fréquence de manière linéaire sur la bande 15-30GHz. Les pertes inhérentes au commutateur auront donc le même comportement que celles du système complet à une translation vers le haut près. On constate également que les pertes sont minimales à la fréquence de 24GHz ce qui est normal puisque la conception du switch est optimisée pour cette fréquence précise. L'adaptation est supérieure à cette fréquence, ce qui entraîne naturellement une diminution des pertes pour cette même fréquence.

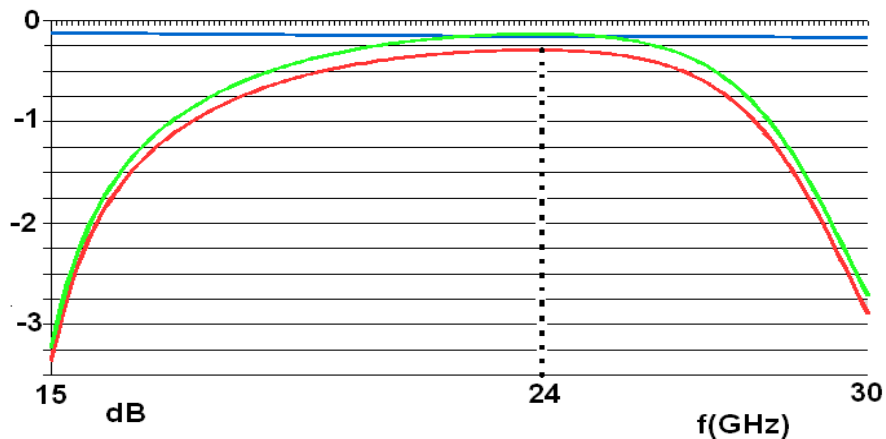


fig. 87 : Pertes d'insertion : ligne simple(bleu); système complet(rouge); commutateur(vert).

Le minima qui est de 0,136dB dans le cas du commutateur seul, est donc obtenu pour 24GHz précisément. Le substrat a été considéré comme sans pertes pour cette simulation.

Conclusion

Ce deuxième chapitre présentait les simulations mécaniques et électromagnétiques qui ont permis d'optimiser la structure imaginée en vue d'obtenir les performances désirées. Ainsi, il a été possible de démontrer que la structure pouvait allier à la fois des performances RF élevées, notamment grâce à des excursions et une force de contact importante, et une tension d'actionnement faible. Cette tension d'actionnement faible résulte en partie des degrés de libertés du commutateur mais aussi des larges plateaux d'actionnement qui augmentent la force électrostatique générée pour une tension donnée.

Des compromis ont été réalisés afin d'obtenir les performances souhaitées tout en conservant un encombrement réduit. Un exemple de ces compromis consiste en l'utilisation des bras de décorrélation afin de garantir une flèche maximale grande sans pour autant augmenter la distance inter-électrodes, ce qui causerait une élévation de la tension d'actionnement. De manière analogue, l'emploi des ailettes augmente la tension d'actionnement car il rigidifie la structure mais limite en même temps le phénomène de *zipping* et divise par un facteur important les niveaux de contraintes dans le SPDT.

En ce qui concerne la conception RF, des choix ont été opérés afin de privilégier une facilité de réalisation technologique et de caractérisation. De ce fait, on a préféré employer des *stubs* papillons plutôt que d'utiliser des vias pourtant plus large bande. C'est également de telles considérations qui ont conduit à l'utilisation de microruban combinée à des transitions plutôt que du microruban seul.

A ce stade de la conception, la structure est prête à être réalisée. Il faut donc déterminer puis optimiser un procédé de fabrication adéquat, avant de pouvoir caractériser la structure. L'ensemble des démarches associées à ces étapes sont présentées dans le chapitre suivant.

Bibliographie Chapitre 2

- [1] B. Schauwecker, K.A. Strohm, W. Simon, J. Mehner and J.-F. Luy, "**Toggle Switch - A New Type Of RF MEMS Switch For Power Applications**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 219-222, Seattle USA, 2-7 June 2002.
- [2] C.-H. Kim, Y. Hong, S. Lee, S. Kwon, I. Song, "**Force Coupled Electrostatic RF MEMS SP3T Switch**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1281-1284, San Francisco USA, 11-16 June 2006.
- [3] Ansys™ 10.0 helpmanual.
- [4] www.memsnet.org/material/.
- [5] G.W.C. Kaye and T.H. Laby, "**Tables of physical and chemical constants**", Longman, London, UK, 15th edition, 1993.
- [6] R. Robin, L. Le Garrec, K. Segueni, O. Millet, L. Buchaillet, "**A Design For 24GHz SPDT Using A Single RF MEMS Switch Based On A Totally Free Flexible Membrane**", Memswave 2007, pp. 193-195, Barcelona, 26-29 June 2007.
- [7] S. Majumder, N.E. McGruer, G.G. Adams, A. Zavracky, P.M. Zavracky, R.H. Morrison, J. Krim, "**Study of contacts in an electrostatically actuated microswitch**", Proceedings of the Forty-fourth IEEE Holm Conference on Volume, pp. 127 - 132, 26-28 Oct 1998.
- [8] M.K. Thompson, "**Methods for the Generation of Rough Surfaces in ANSYS**" Proceedings of the 2006 International ANSYS Users Conference & Exhibition, Pittsburgh, PA, 2006.
- [9] S.M. Jessen and H. Küppers, "**The Precision of Thermal-Expansion Tensors of Triclinic and Monoclinic Crystals**", J. Appl. Cryst. 24, pp. 239-242, 1991.
- [10] V. Varadan, K. J. Vinoy and K. A. Jose, "**RF MEMS and their applications**", Wiley and sons, 2003.
- [11] F. Gardiol, "**Microstrip Circuits**", Wiley and sons, New York, 1994.
- [12] <http://www.hp.woodshot.com/appcad/appcad.htm>.

Bibliographie Chapitre 2

- [13] J-P Raskin, G. Gauthier, L. P. Katehi, and G. M. Rebeiz, "**Mode Conversion at GCPW-to-Microstrip-Line Transitions**", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 48, NO. 1, pp. 158-161, January 2000.
- [14] G. Gauthier, J-P Raskin, L. P. Katehi, and G. M. Rebeiz, "**A 94-GHz Aperture-Coupled Micromachined Microstrip Antenna**", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 47, NO. 12, pp. 1761-1766, December 1999.
- [15] G. Zheng, J. Papapolymerou and M. M. Tentzeris, "**Wideband Coplanar Waveguide RF Probe Pad to Microstrip Transitions without Via Holes**", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 13, Issue 12, pp. 544-546, December 2003.
- [16] M. Abdel-Aziz, H. Ghali, H. Ragaie, H. Haddara, E. Larique, B. Guillon and P. Pons, "**Design, Implementation and Measurement of 26.6 GHz Patch Antenna using MEMS Technology**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 1, 22-27, pp. 399-402, June 2003.

Chapitre 3 :

Réalisation technologique et caractérisation
du commutateur

Introduction

Le chapitre précédent présentait le cheminement qui a conduit à une structure optimisée, tant d'un point de vue mécanique que radio-fréquence. Conformément au cahier des charges fixé, cette structure présente a priori les performances souhaitées. Ce chapitre a pour but de présenter la validation des différents paramètres estimés par les simulations précédentes.

Dans cette optique, un procédé de fabrication a été élaboré et optimisé à la fois au niveau des matériaux employés et des opérations technologiques afin de pouvoir réaliser de la façon la plus fiable possible les structures. La synthèse de ce procédé sera exprimée avant de présenter les choix associés à ce procédé ainsi que l'optimisation des différentes étapes technologiques. Un descriptif des masques employés et des règles de conception utilisées sera ensuite proposé.

Dans un second temps sera présenté l'ensemble des résultats découlant des caractérisations des composants obtenus avec le procédé de fabrication ainsi établi. Les mesures des paramètres mécaniques et radio-fréquences seront ainsi détaillées avant de comparer ces valeurs à celles estimées lors des campagnes de simulations. Une analyse sera alors proposée, agrémentée de rétro-simulations, afin de conclure quant aux écarts éventuels et aux performances du système en général.

I. Réalisation technologique des dispositifs

Le procédé de fabrication utilisé pour la réalisation des membranes a été élaboré au sein de l'entreprise DelfMEMS. Il est basé sur une double couche sacrificielle en chrome et en oxyde de silicium PECVD. Il comporte 8 niveaux de masques qui seront explicités plus en détail dans la suite de cette partie. Les différentes étapes du procédé sont présentées avec leurs paramètres associés en annexe A3; une synthèse du procédé est proposée ci-après.

I.1. Synthèse du procédé technologique

Les substrats utilisés sont des substrats de silicium (100) intrinsèques (fig. a.). Les pertes avec ce type de substrat sont supérieures à celles obtenues avec un substrat de silicium à haute résistivité mais le coût étant nettement moindre ; on a choisi cette référence pour le développement du composant. Pour réduire ces pertes, une couche de 300nm de nitrure de silicium LPCVD faiblement contraint est déposée (fig. b.). Le procédé est un procédé froid, en effet le budget thermique est inférieur à 300°C. Il est basé sur du micro-usinage de surface combiné avec deux couches sacrificielles que sont le chrome et l'oxyde de silicium PECVD.

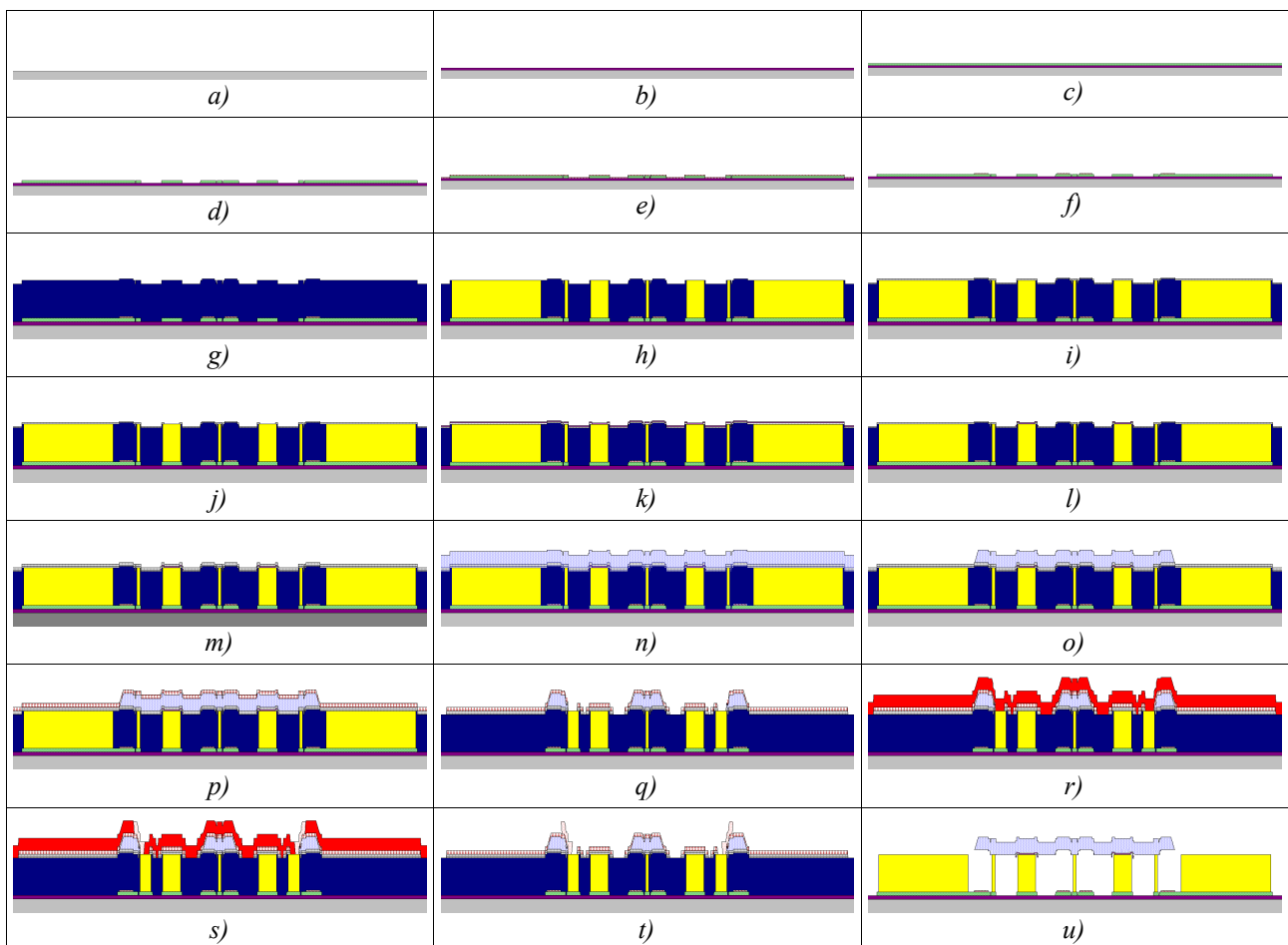
La première étape consiste en la formation d'une couche de croissance d'or d'une épaisseur de 200nm (fig. c.&d.) recouverte par 100nm de nitrure de silicium stœchiométrique pour l'isolation électrique au niveau des électrodes (fig. e.&f.). On utilise alors une couche de 200nm de chrome déposé par pulvérisation cathodique afin, à la fois, de protéger le diélectrique des électrodes pendant la phase de libération et de permettre le contact électrique entre les zones à électrolyser.

Une épaisseur de 2,8µm d'oxyde de silicium est alors déposée (fig. g.) puis formée par gravure sèche pour réaliser un moule d'électrolyse (fig. h.) pour les piliers. Une nouvelle couche de chrome d'épaisseur 150nm est déposée afin d'éviter le contact

I. Réalisation technologique des dispositifs

entre les piliers et la membrane (fig. i.). Cette couche est ensuite ouverte au niveau des lignes par une attaque humide commerciale (fig. j.). Une couche de nitrure de silicium PECVD stœchiométrique est alors déposée (fig. k.) puis formée par plasma afin de réaliser le contact capacitif (fig. l.). Une nouvelle couche de chrome de 150nm est ensuite déposée afin de permettre l'encapsulation du nitrure capacitif (fig. m.).

La membrane est alors réalisée par une croissance électrolytique d'or de deux micromètres (fig. n.&o.). Par la suite, une couche de chrome de 500nm est déposée (fig. p.&q.) avant de former les ergots de maintien par électrolyse d'or dans un moule en résine photosensible positive (fig. r.,s.&t.). Enfin, les structures sont libérées en gravant le moule d'oxyde à l'acide fluorhydrique (HF), puis le chrome, à l'aide de la même attaque commerciale que précédemment, avant d'être séchées à l'aide d'un séchage CO_2 supercritique (fig. u.).



I. Réalisation technologique des dispositifs

I.2. Choix et optimisations des matériaux

Bien connaître les propriétés des matériaux employés lors d'une réalisation technologique en salle blanche s'avère fondamental. Pour ce faire, on s'est efforcé de caractériser les divers matériaux, notamment en terme de contraintes résiduelles ou de gradient de contraintes. En effet, compte-tenu de l'empilement des différentes couches, obtenir des dépôts faiblement contraints est une des clés de réussite.

Les différents matériaux utilisés dans le procédé de fabrication sont détaillés dans le tableau suivant ainsi que leurs fonctions.

<i>Matériau</i>	<i>Technique de déposition</i>	<i>Epaisseur</i>	<i>Fonction</i>
Nitride de silicium faiblement contraint	LPCVD	300nm	Réduire les pertes dû au <i>wafer</i>
Titane	Pulvérisation cathodique	20nm	Couche d'accroche/barrière de diffusion
Or 1	Pulvérisation cathodique	100nm	Couche de croissance pour l'électrolyse
Nitride de silicium	PECVD	300nm et 100nm	Isolation des électrodes d'actionnement / réalisation du contact capacitif
Chrome	Pulvérisation cathodique	200nm ou 500nm ou 2*150nm	Etablir le contact électrique entre les parties électrolysées / Couche sacrificielle entre membrane et lignes / Protection du nitride lors de la réalisation
Oxyde de silicium	PECVD	2,8µm	Moule pour la croissance des lignes
Or 2	Electrolyse	2,8µm ou 1,8µm	Réalisation des lignes et piliers/ Membrane / Ergots

Une couche d'épaisseur 300nm de nitride de silicium faiblement contraint (Si_xN_y) a été employée pour réduire les pertes d'insertions liées à l'utilisation de substrats intrinsèques. Son dépôt de type LPCVD ainsi que ses faibles contraintes résiduelles

I. Réalisation technologique des dispositifs

garantissent une tenue dans le temps qui justifie le choix de ce matériau.

L'oxyde de silicium PECVD a été retenu plutôt que du polymère pour la réalisation du moule d'électrolyse. Un polymère comme la PMGI est plus difficile à retirer lors de l'étape de libération, sans compter le fait qu'il rend les étapes de dérésinage après chaque lithographie optique plus délicates, en ne permettant pas l'utilisation de certains solvants. L'oxyde, quant à lui, est insensible aux solvants et se grave par plasma, ce qui évite les sous gravures.

Pour l'isolation des électrodes et le contact capacitif, du nitrure de silicium PECVD stœchiométrique a été utilisé. Il est apparu que les contraintes du nitrure de silicium PECVD faiblement contraint évoluaient énormément avec un recuit en température. Pour le Si_xN_y PECVD, la recette de dépôt était la suivante : 200°C, 10W, 1T, SiH_2 500sccm, NH_3 17sccm, 100nm avec une vitesse de dépôt de $134\text{\AA}\cdot\text{min}^{-1}$. Pour déterminer la constante diélectrique du matériau, des capacités fixes ont été intégrées dans les masques. Il en a résulté une permittivité d'environ 5.

Les contraintes résiduelles dans les matériaux ont été déterminées à l'aide de la formule de Stoney [1]. La technique consiste à mesurer le rayon de courbure du substrat avant et après dépôt. Le dépôt, lorsqu'il est contraint, courbe le substrat de manière convexe (compression) ou concave (tension). Les rayons de courbure ont été déterminés à partir de la flèche mesurée par profilomètre sur des substrats deux pouces. On remonte alors aux valeurs de contraintes en appliquant la formule de Stoney:

$$\sigma = E_s \frac{e_s^2}{6e_f} \left(\frac{1}{R_{av}} - \frac{1}{R_{ap}} \right) \quad (3.1)$$

En ce qui concerne le Si_xN_y PECVD, les contraintes mesurées étaient de $14.6\text{MPa} \pm 3\text{MPa}$ en tension, mais après un recuit à 200°C pendant deux heures, elles atteignaient $195\text{MPa} \pm 23\text{MPa}$. Le Si_3N_4 PECVD présentait des contraintes légèrement supérieures (de l'ordre de 30MPa en tension), mais il était stable après recuit. Le nitrure stœchiométrique a donc été préféré au faiblement contraint.

I. Réalisation technologique des dispositifs

Pour optimiser les dépôts par pulvérisation cathodique (or, titane et chrome), des échantillons tests ont été réalisés afin de déterminer les contraintes en fonction du débit d'argon ou de la puissance. Il est apparu que la vitesse de dépôt dépendait peu du débit d'argon; contrairement à la puissance utilisée et la méthode (DC ou RF). Ces résultats sont conformes à ce que l'on retrouve dans la littérature [7, 8]. Le débit d'argon fixe la pression dans l'enceinte, pression qui influence directement sur les contraintes du dépôt.

Par ailleurs, pour rendre la gravure plus homogène il était primordial d'avoir un dépôt conforme. L'utilisation de cible 6 pouces garantissait une conformité inférieure à 5% sur un substrat 4 pouces, moyennant un réglage correct de la distance entre les électrodes pour chaque cible.

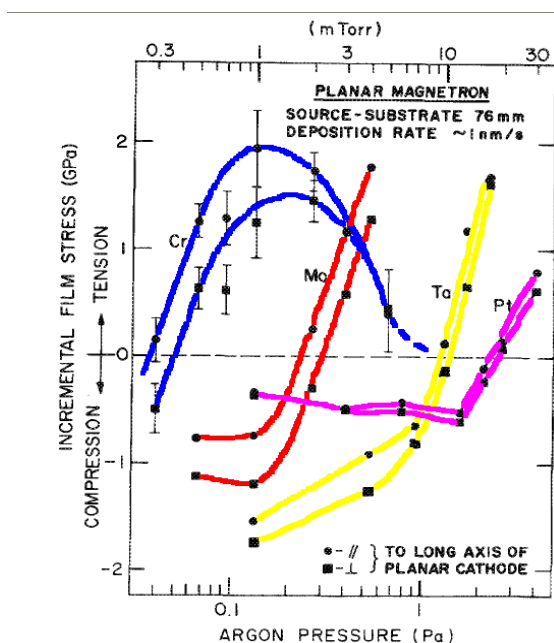


fig. 88 : Evolution de la contrainte résiduelle de certains dépôts métallique en fonction du débit d'argon[7]

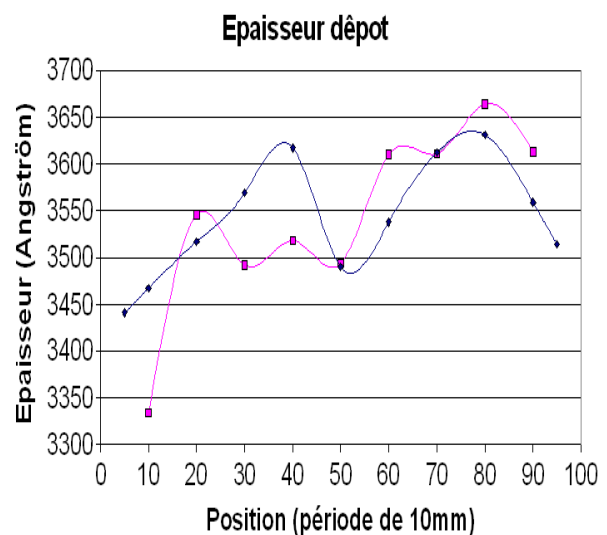


fig. 89 : Uniformité du dépôt de chrome sur un substrat 4 pouces

Le choix du titane s'est avéré naturel étant donné sa qualité en tant que couche d'adhérence. L'or a été choisi pour ses qualités électriques, thermiques et ses caractéristiques mécaniques (Module de Young). De plus, il était possible au sein de l'I.E.M.N. de l'électrolyser aisément. Le choix du chrome a été plus délicat. Il fallait un film mince qui puisse faire office de couche sacrificielle entre la membrane et les lignes

I. Réalisation technologique des dispositifs

et entre la membrane et les ergots. Ce même film devait résister à une gravure humide à l'acide fluorhydrique tout en étant peu poreux. Il devait présenter une bonne adhérence sur l'or. Enfin, compte tenu des épaisseurs déposées (150nm+150nm +200nm +500nm) il fallait un dépôt peu contraint afin d'éviter tout décollement ou fissure.

L'utilisation d'aluminium n'était pas possible car il y a formation d'un alliage avec l'or par diffusion de l'aluminium dans l'or lorsque l'on monte en température (lors d'un dépôt par exemple). On parle alors de peste pourpre ou de peste blanche selon le type d'alliage créé (Au_2Al_2 pour la blanche $AuAl_2$ pour la pourpre)[2]. Il est possible de passer outre en rajoutant des films minces qui permettent d'éviter la diffusion mais cela complexifie le procédé de fabrication, ce qui n'est pas souhaitable [12].

Plusieurs autres dépôts étaient envisageables : le chrome, le nickel, le tungstène et le molybdène. En ce qui concerne le nickel, la solution n'a pas été retenue car la cible était une cible 2" ce qui donne lieu à des dépôts peu conformes entraînant des sous gravures sur une large partie du substrat et en plus l'adhérence sur l'or était insuffisante. Le tungstène et le molybdène sont tous deux des matériaux résistant au HF mais dont les dépôts sont très contraints ($-2.5GPa \pm 500MPa$ en compression mesuré sur un dépôt de tungstène).

Il a donc été décidé d'employer du chrome car il résiste également au HF et les contraintes résiduelles ne sont pas excessives. Le problème avec ce matériau réside dans le contrôle de la gravure. En effet, l'attaque chrome commerciale utilisée pour la gravure humide des films minces de chrome présente une vitesse de gravure supérieure à 100nm/min [3]. Il en résulte des sous gravures importantes, si l'attaque n'est pas uniforme. Une optimisation du dépôt de chrome a alors été réalisée en vue de diminuer les contraintes résiduelles et obtenir un dépôt plus conforme. Au final après comparaison des contraintes obtenues en fonction des débits d'argon pour les pulvérisations RF et DC, des contraintes résiduelles de l'ordre de 150MPa en tension ont été mesurées. La recette utilisée était la suivante : DC, argon 100sccm, 500W, 150nm/min.

I. Réalisation technologique des dispositifs

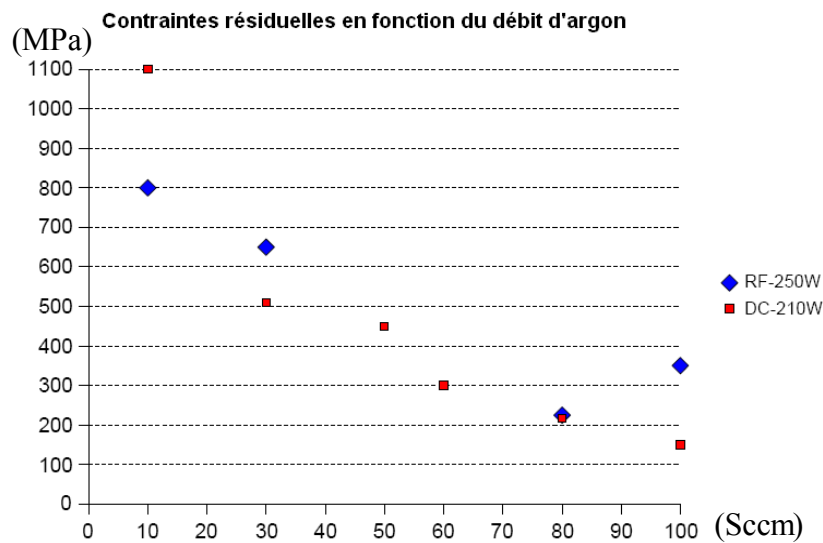


fig. 90: Evolution des contraintes résiduelles du chrome

De la même manière, il a été établi une recette pour déposer de l'or et une autre pour le titane. Ces deux recettes sont réalisées à 250W en RF. Elles permettent d'obtenir un bicouche titane/or (40nm/300nm) dont les contraintes résiduelles sont de 64MPa en compression et qui évoluent vers 40MPa en tension, après un recuit de 2h à 200°C. Le détail des recettes est exposé dans le procédé de fabrication.

1.3. Optimisations des opérations technologiques

Pour une bonne reproductibilité des opérations ainsi qu'une augmentation du rendement, il est indispensable de fiabiliser le procédé en optimisant les différentes étapes technologiques. Le détail de ces optimisations est présenté ci-après.

1.3.1. Optimisation de l'électrolyse

La membrane est réalisée à partir d'or électrolysé. Il s'est donc avéré nécessaire de contrôler les contraintes résiduelles de l'or déposé de la sorte. Pour ce faire, différentes structures de tests ont été employées : des poutres encastées-libres

I. Réalisation technologique des dispositifs

pour déterminer le gradient de contraintes [4], des poutres bi-encastées pour la contrainte en compression [5] et enfin des anneaux de Guckel pour la contrainte en tension [6].

La vitesse de la croissance électrolytique pour un type de bain donné dépend essentiellement des facteurs suivants : la dimension des ouvertures, le courant utilisé pour l'électrolyse et la température du bain. Un faible courant, tout comme une faible température de bain, permettent de diminuer les contraintes de l'or électrolysé mais diminuent également la vitesse d'électrolyse [9]. A l'inverse, plus la taille des zones électrolysées est faible plus la vitesse de croissance sera grande [10]. La recette retenue est composée d'un bain cyanuré à 40°C, une agitation de 160 tour/min et un courant de 10mA.

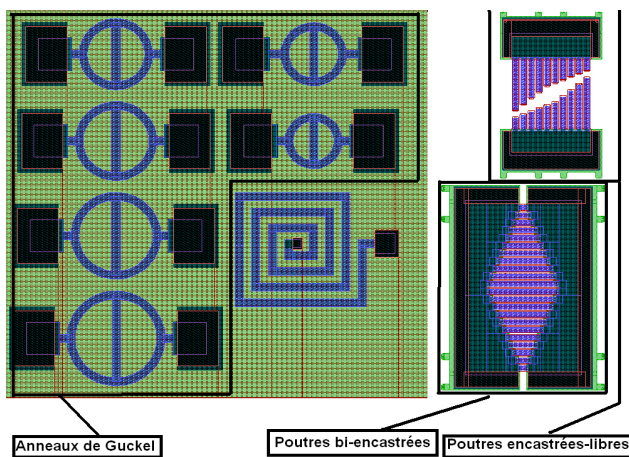


fig. 91 : Structures de test utilisées pour le calcul des contraintes résiduelles

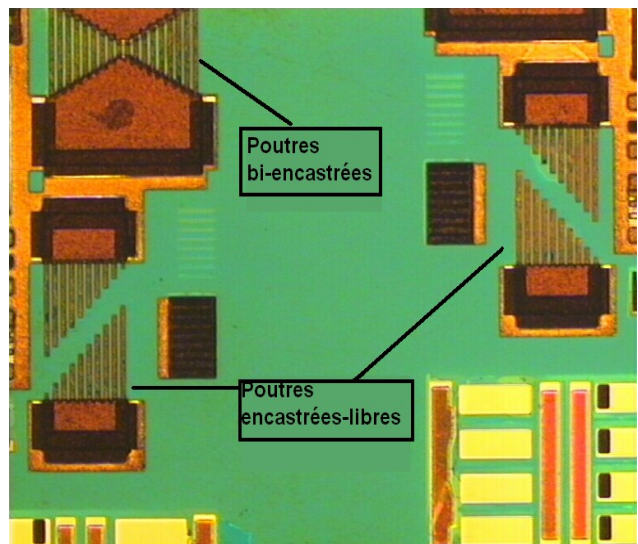


fig. 92 : Certaines des dites structures après libération

Le courant de 10mA permet d'avoir un bon compromis entre la vitesse de croissance et la taille des grains de l'électrolyse. Les contraintes sont donc maîtrisées tout comme la planarité entre le moule et les parties électrolysées dans le cas de la croissance des lignes et des piliers. La couche de croissance utilisée influence dans une moindre mesure la vitesse de croissance de par la résistivité qui la caractérise. Un bicouche titane 40nm or 100nm est utilisé à cette fin.

I. Réalisation technologique des dispositifs

La dimension des grains d'électrolyse est importante car, en plus d'agir sur les contraintes, elle a une influence non négligeable sur la planarité de la croissance électrolytique. Une bonne planarité permet d'améliorer la valeur de la capacité réalisée au niveau des lignes de signal car la capacité augmente lorsque la rugosité diminue. (Cf. Chapitre I,II.2.2).

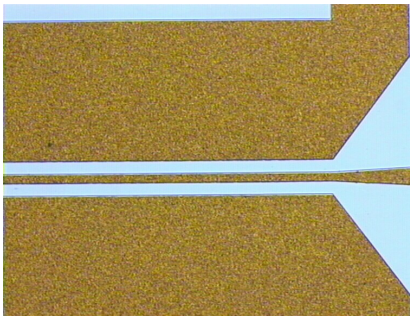


fig. 93 : Grain fin

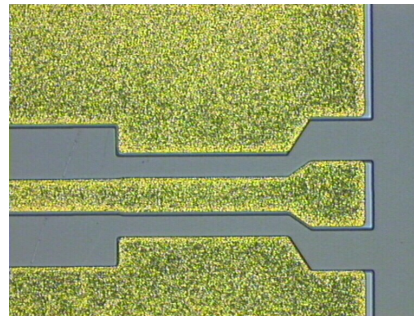


fig. 94 : Grain moyen

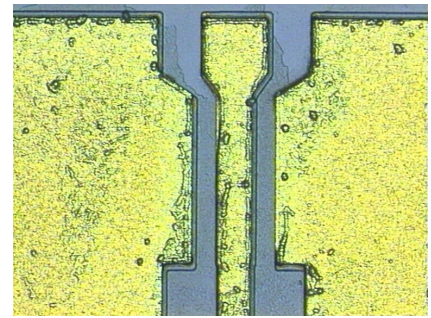


fig. 95 : Grain gros

La rugosité peut également être induite par une variation de la résistivité de la couche de croissance. En effet, des sous gravures différentes pour l'or et le titane au niveau du bicouche titane/or donnent lieu à des bourrelets dans ces sous gravures lors de l'électrolyse. Au final pour un temps d'électrolyse important un profil « cuvette » est visible, ce qui empêche d'avoir une bonne planarité.



fig. 96 : Bourrelets d'électrolyse dans les sous-gravures

Une fois ces considérations prises en compte, des mesures de contraintes ont été effectuées. Les cantilevers utilisés pour déterminer le gradient de contrainte

I. Réalisation technologique des dispositifs

avaient comme longueur de 40 à 150µm avec pour épaisseur 1µm et largeur 15µm. Leurs déflexions ont été mesurées par microscope à interférométrie. A partir de ces déflexions, il est possible de remonter à la valeur du gradient de contrainte grâce à la formule suivante [4] :

$$\sigma_g = \frac{t_{Au} \times E_{Au} \times \delta}{L^2} \quad (3.2)$$

avec t_{Au} l'épaisseur d'or électrolysé, E_{Au} le module de Young de l'or électrolysé, δ la déflexion du cantilever et L la longueur du cantilever. La figure suivante présente les déflexions théoriques et mesurées du gradient de contraintes de l'or électrolysé. Il en résulte une valeur moyenne de 10MPa/µm.

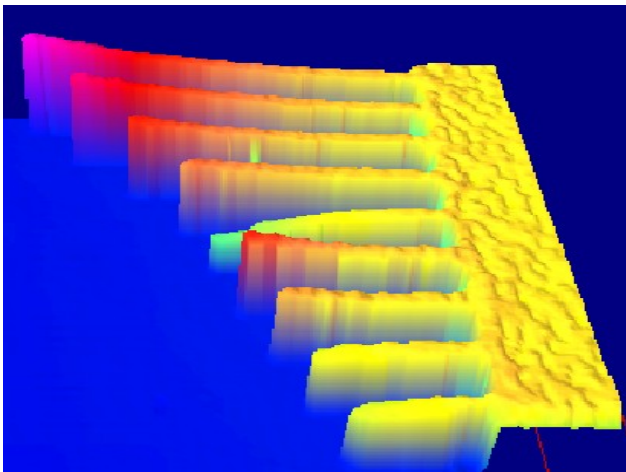


fig. 97 : Image 3D des cantilevers par interférométrie

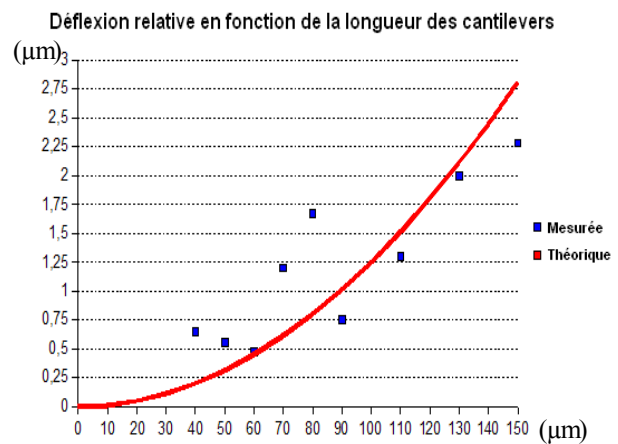


fig. 98 : Mesure des déflexions des cantilevers

La contrainte initiale a été déterminée à l'aide de poutres bi-encastées dont la longueur variait de 30 à 230µm. Pour ce type de structure, [11] a établi une formule permettant de déterminer la contrainte initiale en fonction de la déflexion des poutres :

$$\sigma_0 = \frac{n^2 \cdot \pi^2 \cdot t_{Au}^2 \cdot E_{Au}}{3 \cdot L_{buckling}^2} \quad (3.3)$$

où n correspond au nombre de mode, t_{Au} est l'épaisseur d'or électrolysé, E_{Au} le module d'Young de l'or électrolysé et L la longueur minimale des poutres défléchies. La figure suivante présente la mesure de ces déflexions au microscope par interférométrie. La première poutre bi-encastée présentant une déflexion fait 210µm de long, ce qui indique en appliquant la formule (3.3) une valeur de contrainte initiale de 6MPa/µm.

I. Réalisation technologique des dispositifs

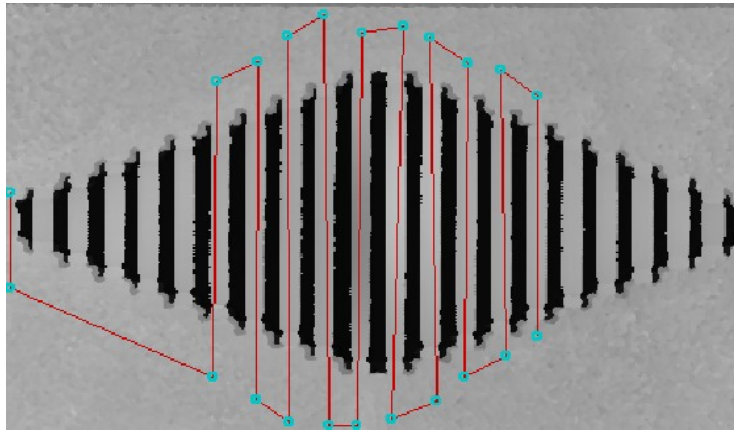


fig. 99 : Mesure sur des poutres bi-encastées au microscope par interférométrie

Une fois les matériaux mieux connus et optimisés en terme de contrainte et d'uniformité, il s'agit de déterminer les meilleures méthodes de gravures, humide ou sèche, pour le procédé de fabrication.

1.3.2. Optimisation des gravures humides

On distingue trois types de gravures humides dans le procédé de fabrication : la gravure du titane, de l'or et du chrome. La gravure du titane était assez délicate car il s'agissait d'obtenir une sélectivité importante entre le nitrure et le titane d'une part et peu de sous gravures d'autre part. Pour éviter de graver la résine, il fallait employer une solution tamponnée de HF ou alors un mélange commercial avec additifs empêchant la gravure de la résine. Le mélange d'attaque à base de HF de chez Honeywell correspond à cette description. Cependant, il n'y avait pas une sélectivité suffisante entre le nitrure et le titane avec cette solution.

La solution $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2\text{O}_2/\text{HF}$ 1% (20/1/1) offre une excellente sélectivité entre le nitrure et le titane [13]. Les vitesses de gravure sont de $8800\text{\AA}/\text{min}$ et $8\text{\AA}/\text{min}$ pour respectivement le titane et le nitrure stœchiométrique. La gravure du titane avec cette recette s'avérait être très lente. Il a donc été décidé de réduire la dilution de la solution pour obtenir finalement la recette suivante : $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2\text{O}_2/\text{HF}$ 1% (10/1/1). Le temps de gravure était fortement diminué tout en conservant une bonne sélectivité ainsi qu'un

I. Réalisation technologique des dispositifs

contrôle suffisant des sous gravures. Les vitesses de gravure avec cette solution étaient de 86Å/min et 20Å/min respectivement, pour le titane et le nitrure.

Compte tenu de l'épaisseur de titane déposée (20nm), comparée à celle du nitrure (300nm), la sélectivité était suffisante, d'autant plus que le nitrure était alors protégé par de la résine. La vitesse de gravure, quant à elle, était adaptée car elle permettait de ne pas obtenir de sous gravures. La validation de la gravure s'effectuait par contrôle de la résistivité au niveau du nitrure LPCVD, qui était recouvert par le titane avant la gravure, à l'aide d'une station sous pointe et d'un ohmmètre.

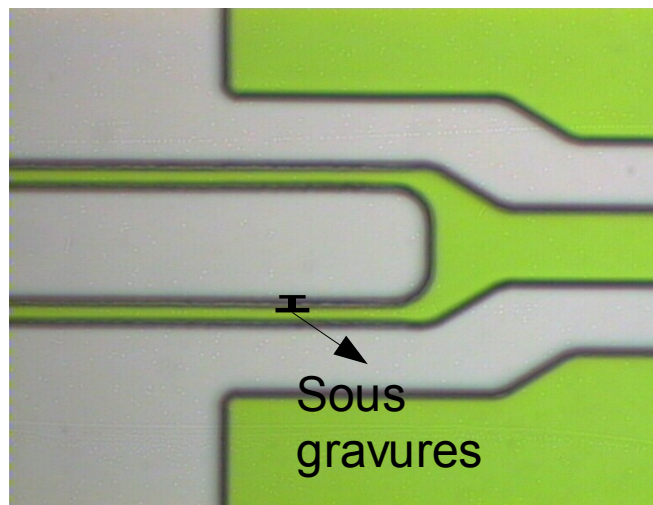


fig. 100 : Sous gravures de titane maximales

La gravure de l'or se faisait par attaque KI. Cette attaque est très sélective au niveau de l'or; par contre la vitesse de gravure est importante, ce qui conduit à des sous gravures si l'attaque n'est pas uniforme. Pour palier ces problèmes, la gravure humide est effectuée de la manière suivante : utilisation de deux bains de rinçage consécutifs et immersion du substrat à graver dans un bain de solution pendant des durée de 5s maximum avant rinçage dans les deux bains. A chaque nouvelle immersion, l'angle de plongée dans le bain est changé (prise du substrat à un autre endroit), ce qui garantit une gravure plus uniforme. Sur une couche de 200nm d'épaisseur des sous gravures inférieures à 500nm sont obtenues.

I. Réalisation technologique des dispositifs

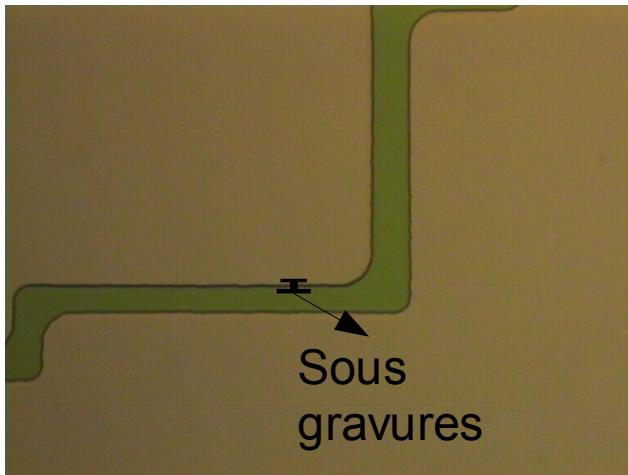


fig. 101 : Sous gravures d'or minimisées

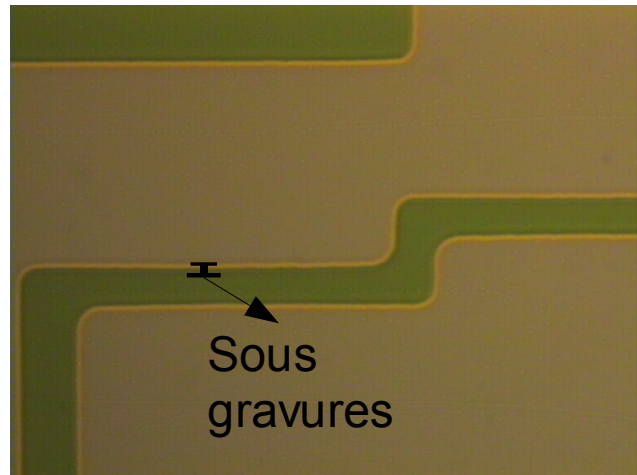


fig. 102 : Sous gravures d'or maximales

En ce qui concerne la gravure de chrome, il est apparu que peu de recettes de gravures humides étaient vraiment reproductibles exceptée celle utilisant une attaque commerciale mais qui présentait des sous gravures importantes. Par exemple l'utilisation d'acide chlorhydrique (HCl) dilué gravait avec des vitesses aléatoires l'oxyde de chrome qui s'était éventuellement formé. Lors d'une utilisation d'HCl pure, la gravure de l'oxyde de chrome se déroulait correctement mais les sous gravures obtenues au final étaient trop importantes. L'attaque commerciale d'Honeywell initiale a donc été employée: "chrome etch 3144" à base de nitrure de cérium d'ammonium et d'acide perchlorique. Comme mentionnée précédemment, les sous gravures avec cette solution étaient importantes, mais un travail sur l'optimisation du dépôt a permis de les réduire.

Les sous gravures de chrome sont critiques à deux niveaux : celui recouvrant la couche d'accroche et celui encapsulant le nitrure capacitif. Le premier niveau recouvrant la couche d'accroche a deux fonctions : protéger le nitrure des électrodes lors de l'étape de libération de l'oxyde de silicium au HF et établir un contact électrique entre les différentes zones à électrolyser. Dans le cas défavorable où les sous gravures sont trop importantes, le contact électrique n'est plus garanti puisque le chrome n'est plus en contact avec la couche favorisant l'adhérence.

I. Réalisation technologique des dispositifs

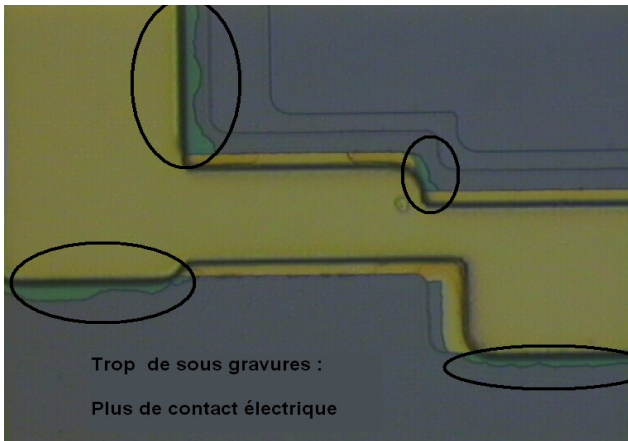


fig. 103 : Pas de contact électrique à cause des sous gravures

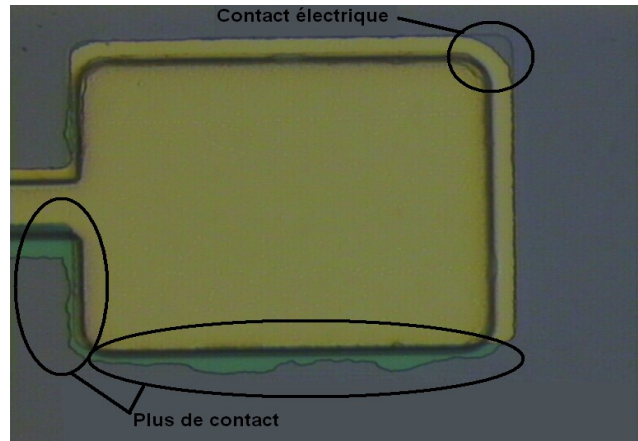


fig. 104 : Contact électrique limite

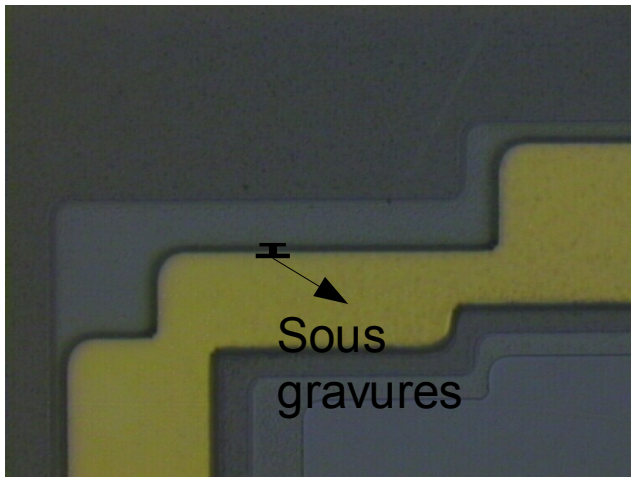


fig. 105 : Sous gravures minimales

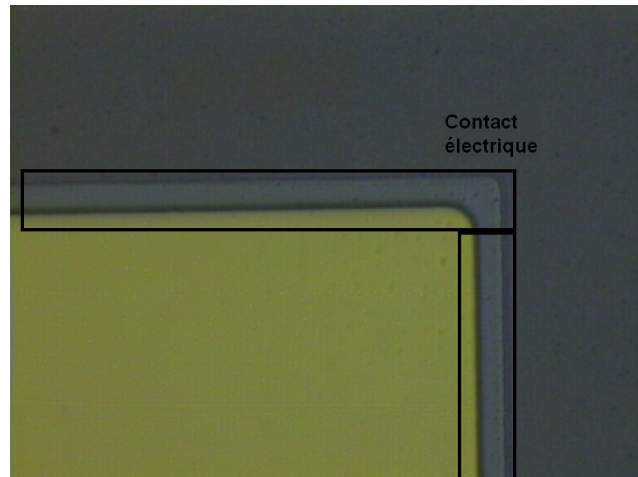


fig. 106 : Très bon contact électrique

De manière analogue, il est possible que par le jeu des sous gravures, le HF atteigne le nitrure des électrodes lors de la libération. Avec l'optimisation des dépôts, des sous gravures maximales de l'ordre du micromètre sont constatées sur la plaque. L'autre conséquence des sous gravures pour cette couche est de permettre une électrolyse latérale non désirée là où le chrome a été surgravé. Il en résulte des risques de fissure du chrome ou des contacts électriques indésirables entre deux zones séparées par des faibles espaces (entre deux *pads* d'actionnement par exemple).

I. Réalisation technologique des dispositifs

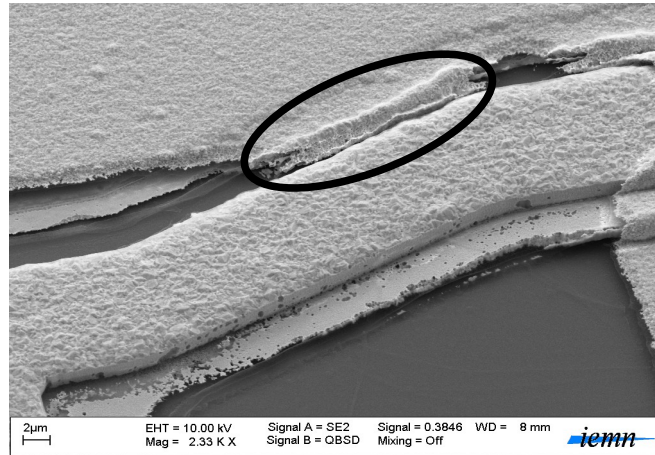


fig. 107 : Court-circuit dû à une électrolyse dans les sous gravures vu au MEB

Une électrolyse non désirée dans les sous gravures peut également provoquer le décollement voire la fissuration du moule d'oxyde. La poursuite du procédé technologique devient alors quasi impossible.

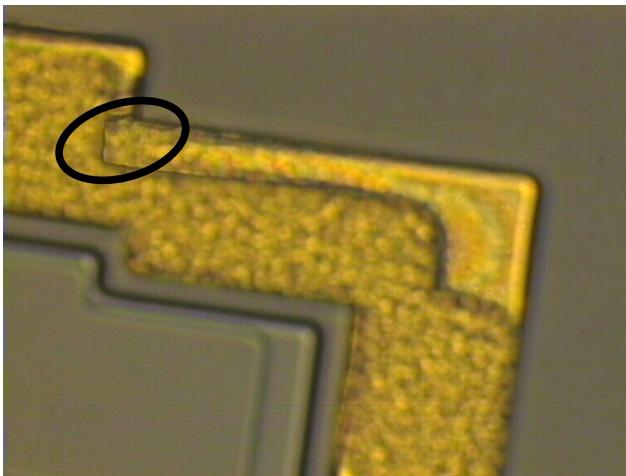


fig. 108 : Décollement de l'oxyde après une électrolyse dans les sous-gravures

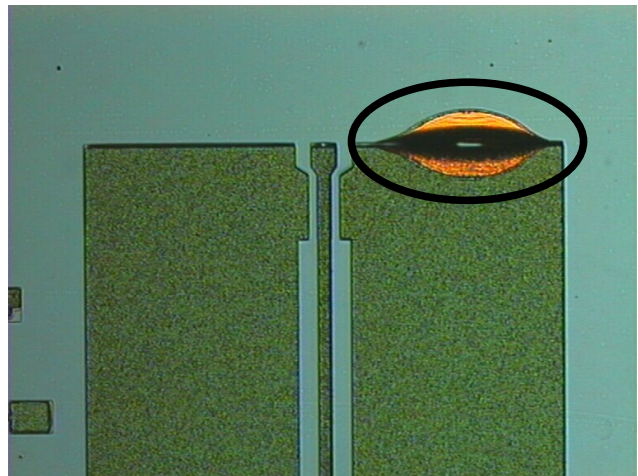


fig. 109 : Oxyde brisé à cause d'une électrolyse indésirable

Pour l'autre couche de chrome le risque provient également des sous gravures. Si celles-ci sont trop grandes, alors le nitrure employé pour réaliser le contact capacitif sera accessible par le HF lors de la libération. Pour l'ensemble des gravures humides, des motifs de tests ont été implémentés dans les masques afin de quantifier les sous gravures obtenues.

I. Réalisation technologique des dispositifs

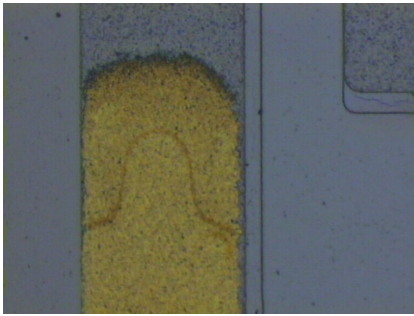


fig. 110 : Mauvaise ouverture du chrome pour l'encapsulation

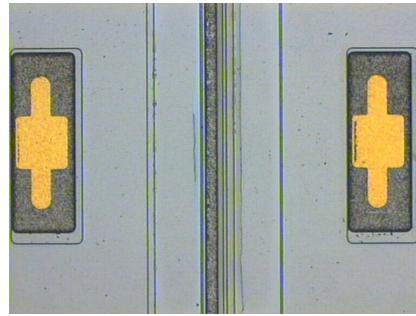


fig. 111 : Ouvertures du chrome correctes

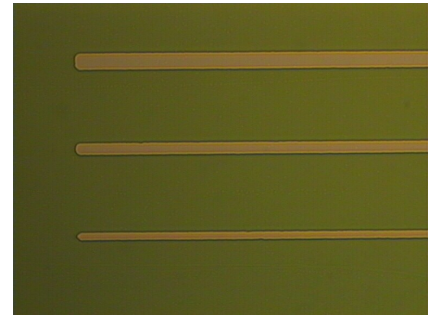


fig. 112 : Motifs de tests pour la mesure des sous gravures

Une grande disparité a été observée au niveau des sous gravures de chrome. Elle était due à une diffusion du chrome dans l'or. Cette diffusion rend la gravure du chrome à l'interface or-chrome très aléatoire, car elle intervient à température ambiante et est amplifiée à plus haute température. Le chrome peut même diffuser totalement dans l'or, ce qui explique la mauvaise gravure humide du matériau [14-17].

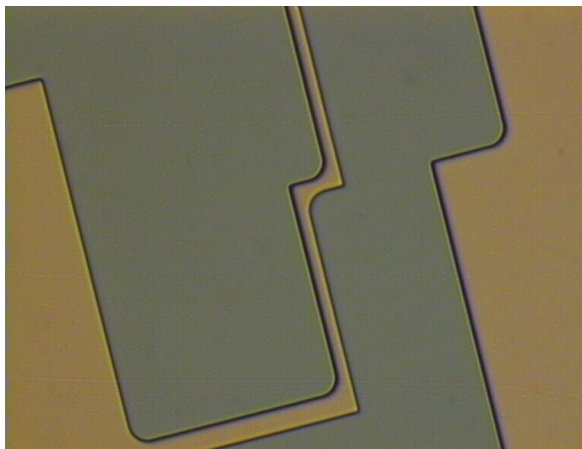


fig. 113: Gravure de chrome sur un bicouche Ti/Au

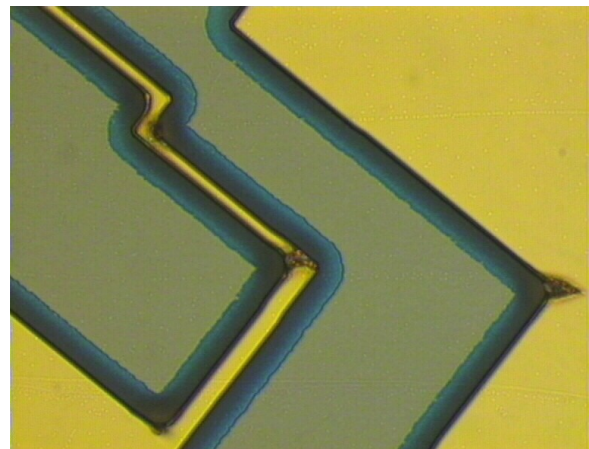


fig. 114: Gravure de chrome sur de l'or après un recuit de plus d'une heure à 210°C

Cette diffusion a été vérifiée par un simple test : du chrome était déposé à la fois sur de l'or avant de subir divers recuits et sur un bicouche titane/or. Il est apparu que le chrome séparé de l'or par une couche de 20nm de titane se gravait parfaitement et qu'à l'inverse, le chrome déposé directement sur de l'or se gravait très mal surtout pour les recuits les plus élevés ou les plus longs.

I. Réalisation technologique des dispositifs

Ce phénomène de diffusion, en plus d'influencer la gravure du chrome, augmente le niveau de contrainte dans l'or dans lequel le chrome diffuse, et ce notamment après un recuit [18-19]. En effet, on observe sur des poutres bi-encastées une élévation des contraintes en compression lorsque l'or des poutres étaient en contact avec du chrome. Pour pallier ces difficultés, des couches de titane de 20nm ont été employées afin de garantir une barrière de diffusion efficace. Le titane diffuse dans l'or à des températures bien supérieures à celles du procédé de fabrication (450°C), ce qui autorise son emploi [20]. En ce qui concerne la qualité de la barrière de diffusion, il a été démontré que la séparation du chrome et de l'or par une fine couche de titane fonctionne et est en plus stable thermiquement [21].

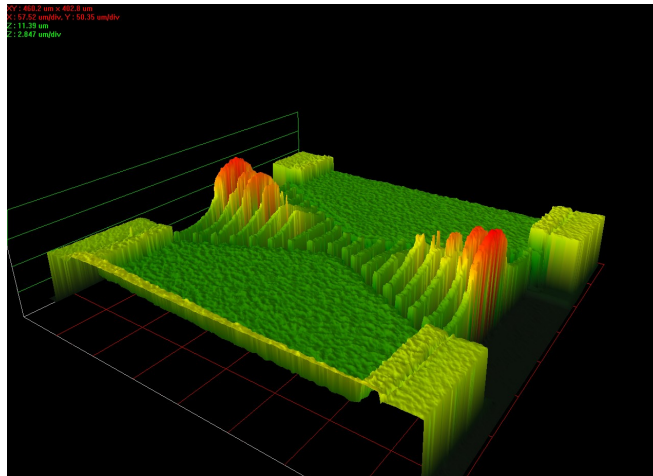


fig. 115 : Vue au microscope par interférométrie des deflexions obtenues suite à la diffusion du chrome

1.3.3. Optimisation des gravures sèches

Les matériaux déposés par phase vapeur assistée par plasma sont tous gravés par voie sèche afin de contrôler les flancs de gravure et les sous gravures. Le nitrure servant à l'isolation électrique entre les électrodes d'actionnement et la membrane peut être gravé avec une recette à base de SF_6 ou de CHF_3/CF_4 car les flancs de gravure ne sont pas critiques. En ce qui concerne le nitrure destiné au contact capacitif, un plasma à base de CHF_3/CF_4 est utilisé plutôt qu'un plasma à base de SF_6 .

I. Réalisation technologique des dispositifs

La gravure du moule d'oxyde comportait plus de contraintes. Il fallait en effet obtenir des flancs rectilignes afin d'avoir une croissance d'or conforme aux dimensions du masque sur l'ensemble de l'épaisseur de la croissance. De plus, si les flancs de gravures ne sont pas verticaux, le recouvrement par le chrome du moule d'oxyde et des motifs électrolysés n'est pas bon et il y a risque de soudure (Cf. Chapitre III, I.3.4) même si la planarisation entre les deux est bonne. Une gravure humide est donc évidemment proscrite. Bien qu'il existe actuellement des bâtis permettant de réaliser des gravures profondes d'oxyde de silicium (DRIE SiO₂ etching) [22], il a fallu développer des recettes sur des bâtis de gravure RIE (reactive ion etching) simple, l'I.E.M.N. ne disposant pas des premiers équipements.

Le facteur principal influant sur les flancs de gravure est la puissance utilisée; plus elle est importante, plus l'angle des flancs se rapproche de 90°. Néanmoins, augmenter la puissance n'est pas sans risque car cela a tendance à faire chauffer la résine employée en tant que masque de gravure. Une résine qui a chauffé est bien plus difficile à retirer. Il faut donc réaliser un compromis entre puissance et état de la résine. Des pauses durant la gravure sont pratiquées afin de refroidir la résine tout en autorisant une puissance conséquente.

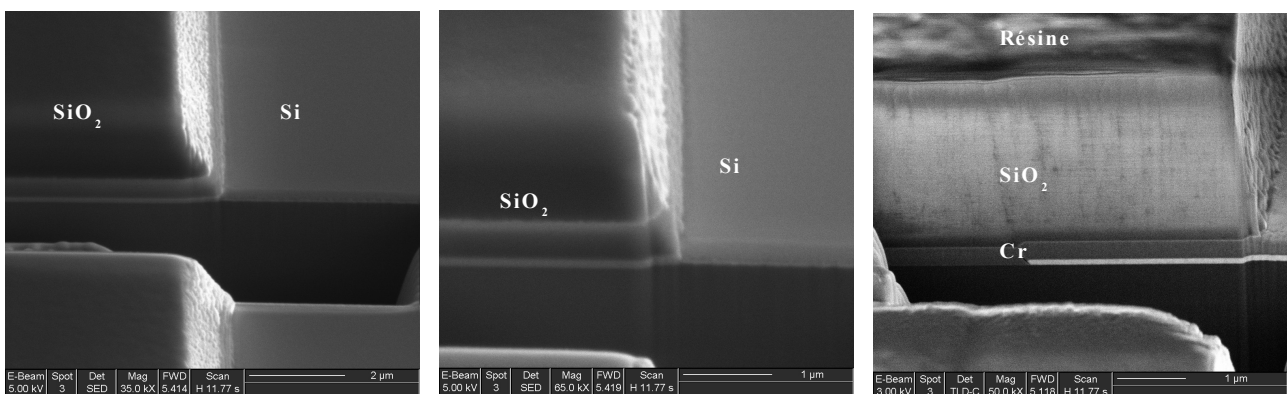


fig. 116 : Images MEB des flancs de gravure avec différentes puissances

Ainsi deux recettes ont été établies sur chacun des bâtis de gravure RIE disponibles à l'I.E.M.N. Sur le bâti Oxford, la recette adoptée utilisait un mélange CHF₃/CF₄ à débit identique, typiquement 30sccm, 50mT pour forcer une attaque plus physique que chimique [23] et une puissance de 250W avec une pause toutes les deux minutes.

I. Réalisation technologique des dispositifs

Sur le bâti TRION, la recette était CHF_3/CF_4 avec les débits suivants 4/12sccm, 25mT et une puissance de 200W. La vitesse de gravure et l'angle des flancs (quasi 90°) sont sensiblement les mêmes avec les deux recettes. Une gravure correcte du moule d'oxyde allié à une planarisation de l'ordre de 100nm lors de la croissance électrolytique des lignes et piliers est une des clés de la réussite d'un bon recouvrement du chrome.

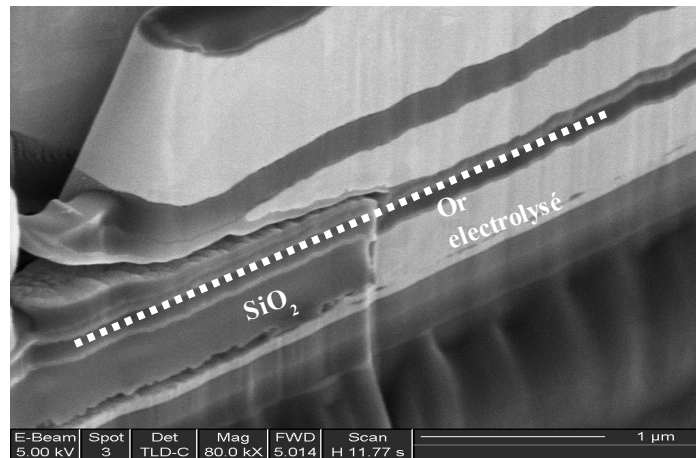


fig. 117 : Image MEB illustrant la planarité obtenue (pointillé) entre l'oxyde et l'électrolyse

1.3.4. Recouvrement et encapsulation

Pour la fiabilité du procédé de fabrication, il est indispensable de s'assurer tant du bon recouvrement des différentes couches de matériaux déposés que de la bonne encapsulation du nitrure. Ces deux aspects sont connexes car l'encapsulation du nitrure sera garantie par le choix des marges de sous gravures et un bon recouvrement.

Afin de valider les étapes d'encapsulation du nitrure capacitif et de protection des électrodes, différentes structures de tests ont été élaborées. Elles ont permis de vérifier plusieurs points. Tout d'abord valider les marges de sous gravures lors de l'ouverture du chrome avant dépôt du nitrure capacitif, puis ces mêmes marges lors de la même ouverture pour les ergots et l'accès lors de la libération.

I. Réalisation technologique des dispositifs

Il fallait en effet s'assurer que le nitrure ne devenait pas apparent lors de ces étapes afin de le préserver lors de la libération au HF. Enfin, ces motifs ont également permis d'éprouver l'efficacité des languettes de maintien du nitrure capacitif qui ont par la suite étaient supprimées des masques.

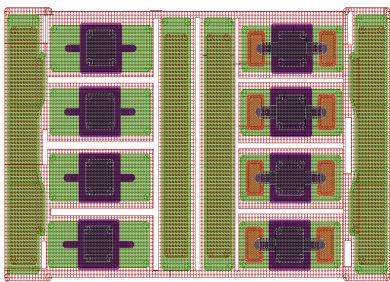


fig. 118 : Motifs de test pour l'encapsulation du nitrure

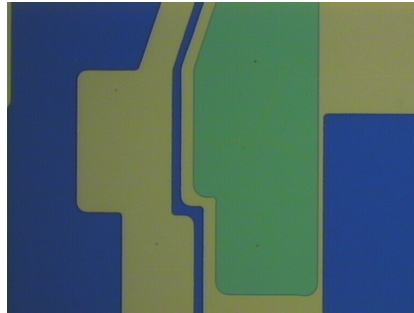


Fig. 119 : Nitrure des électrodes protégé

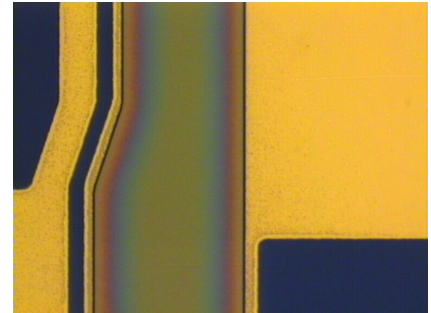


fig. 120 : Nitrure des électrodes partiellement gravé

Les divers recouvrements : chrome sur nitrure, chrome sur membrane, nitrure sur capacitifs sur les lignes, etc... ont été étudiés grâce aux motifs de tests présentés ci-après.

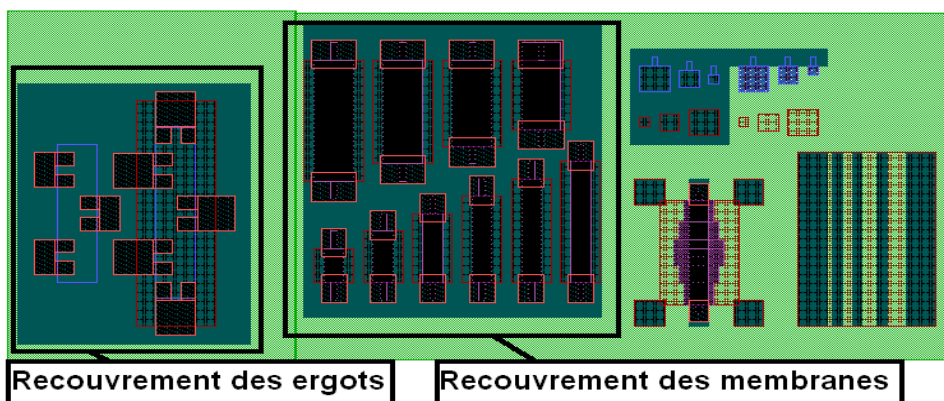


fig. 121 : Structures de test utilisées pour l'étude des recouvrements

Ainsi a été mis en lumière le fait que l'épaisseur de chrome déposé en couche sacrificielle pour séparer les lignes et la membrane doit être au moins égale à la différence de marche entre les parties électrolysées et le moule d'oxyde. Dans le cas défavorable où cette épaisseur est inférieure il apparaît des microsoudures entre la membrane et les lignes (ou les piliers) lors de l'électrolyse de la membrane.

I. Réalisation technologique des dispositifs

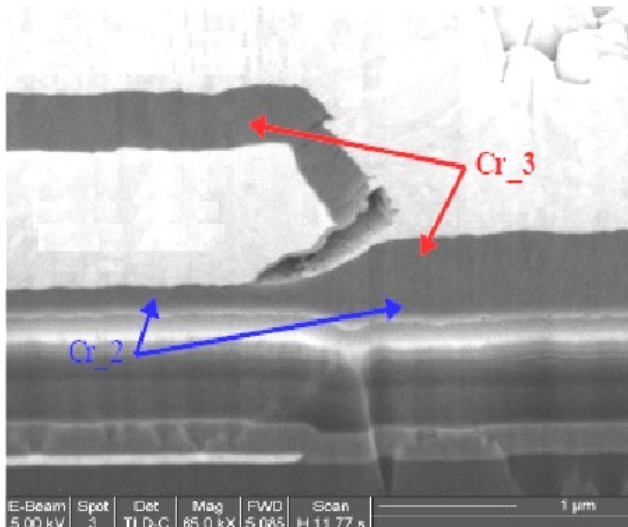


fig. 122 : Mauvais recouvrement conduisant à des micro-soudures

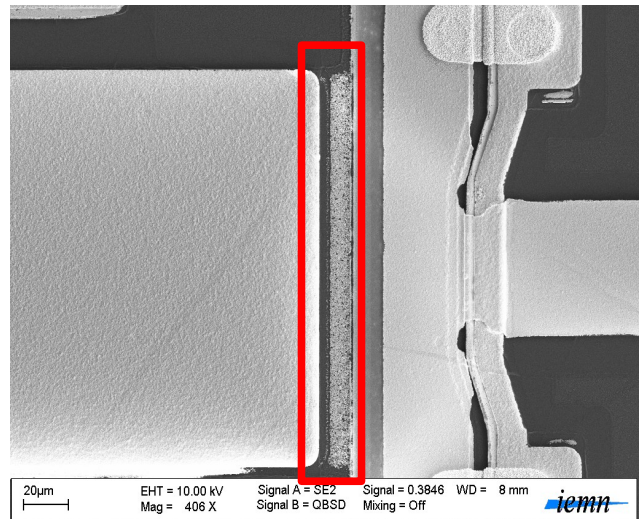


fig. 123 : Mauvais recouvrement de marche conduisant à des sous-gravures de la couche d'accroche

L'épaisseur entre la membrane et les ergots était, quant-à elle, fixée par les simulations d'allongements thermiques (Cf. Chapitre II, II.3.2.). Pour éviter les décollements du chrome aux bords des couches précédemment recouvertes, il a été décidé d'agrandir les zones de couches d'accroche par rapport aux électrodes. Ainsi au lieu d'avoir une marche trop importante, on obtient plutôt un escalier qui est préférable pour le recouvrement du chrome. Le recouvrement le plus délicat restait cependant celui des ergots. Il fallait que le chrome soit uniformément déposé afin d'éviter toute liaison entre la membrane et les ergots. Après libération, les ergots devaient limiter le déplacement de la membrane dans les trois axes sans pour autant être fixés à celle-ci.

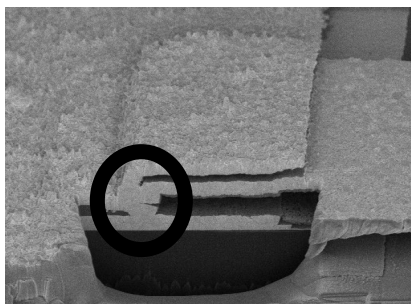


fig. 124 : Soudure entre un ergot et la membrane

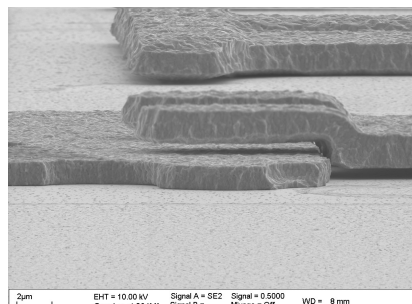


fig. 125 : Recouvrement correct : aucun contact entre la membrane et l'ergot

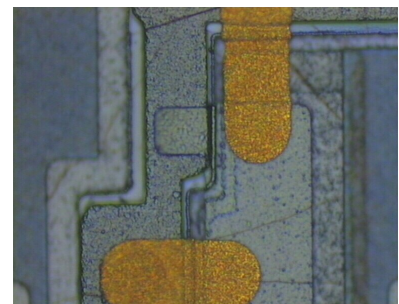


fig. 126 : Image optique des ergots en gros plan

1.3.5. Optimisation de la libération

L'étape de libération est fondamentale dans le procédé de fabrication. C'est cette étape qui permet de réaliser les parties mobiles propres aux MEMS. La difficulté pour le procédé présenté résulte dans le fait qu'une double couche sacrificielle est utilisée. En effet, il faut à la fois supprimer le moule d'oxyde et les deux couches de chrome isolant la membrane des piliers/lignes (première couche) et des ergots (deuxième couche). La libération de l'oxyde doit être réalisée en premier car les électrodes sont très sensibles aux réactifs permettant la gravure de l'oxyde; comme elles sont protégées par une couche de chrome, ce dernier ne peut être gravé avant l'oxyde.

Le déroulement de la libération est donc le suivant : tout d'abord on réalise la gravure de l'oxyde alors que les parties en nitrure de silicium sont protégées par du chrome, puis on grave ce chrome à l'aide d'une attaque commerciale avant de sécher les dispositifs au séchage CO₂ supercritique. Différentes solutions pour graver l'oxyde ont été étudiées. En effet, la libération de l'oxyde est réalisée au HF mais la concentration du HF joue sur le temps de libération. Un temps de libération trop long conduit à une gravure du nitrure à cause de la porosité du chrome ou de décollements locaux. Pour diminuer le temps de gravure, il faut aménager des accès pour le HF lors de la libération. Ainsi il est possible d'utiliser des trous de libération afin de diminuer le temps de libération mais l'influence sur le comportement mécanique de la structure ainsi que la force électrostatique générée au niveau des électrodes n'est pas négligeable [24].

On a alors décidé de comparer les performances des libérations à base de BE7:1, HF 1%, HF 10%, HF 50% et HF vapeur 50% en terme de vitesse de gravure de l'oxyde, de résidus et de sous gravures du titane et du nitrure de silicium. L'utilisation du HF vapeur permet d'éviter les problèmes de rinçage éventuels occasionnés lors d'une gravure HF classique ainsi que l'étape de séchage [25-26] (pas dans le cas présent puisqu'il y a une attaque chrome après l'attaque HF). Le tableau récapitulatif des résultats obtenus est présenté ci-après.

I. Réalisation technologique des dispositifs

	<i>BE7-1</i>	<i>HF1%</i>	<i>HF10%</i>	<i>HF50%</i>	<i>HF Vapeur 50%</i>
Vitesse de gravure $\text{nm.s}^{-1} \pm 10\%$	75	23	177	620	66
Résidus divers	---	--	-	++	---
Gravure du Si_xN_y et du Ti	-	--	+	+	---

La solution à base de HF 50% présente les meilleures performances aussi bien au niveau de la vitesse de gravure que de la qualité de la gravure. Moins de 30 secondes sont nécessaires à la gravure complète de l'oxyde et cela sans trous de libération. La gravure au HF vapeur n'est pas très propre. Ces résultats s'expliquent par le dispositif d'HF vapeur de l'I.E.M.N. qui est expérimental et non industriel. Il reste alors à plonger le substrat dans un becher de solution commerciale d'attaque chrome pour supprimer les couches de chrome. L'attaque chrome ne grave que le chrome parmi les matériaux restants. Le fait de surgraver le chrome ne pose donc pas de problèmes au niveau d'attaques éventuelles des autres matériaux. La libération prend fin avec un séchage au CO_2 supercritique. Ce procédé utilise les propriétés d'un gaz dans son état supercritique afin de substituer un gaz (CO_2) au liquide (méthanol) et prévenir de la sorte les problèmes de stictions inhérents aux parties libérées des MEMS. Le seul désavantage de cette technique est de laisser des résidus de carbone sur le *wafer*.

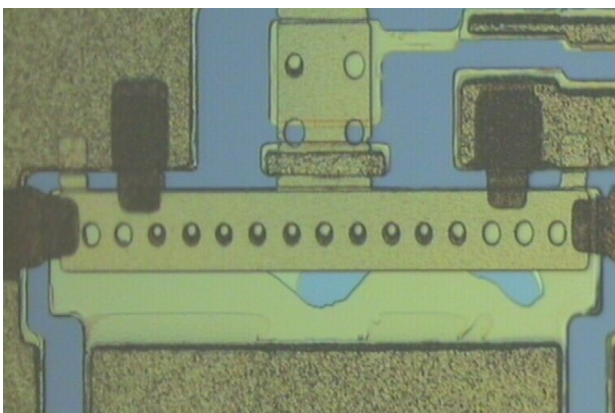


fig. 127 : Mauvaise libération : il reste de l'oxyde alors que le nitrure des électrodes est déjà gravé

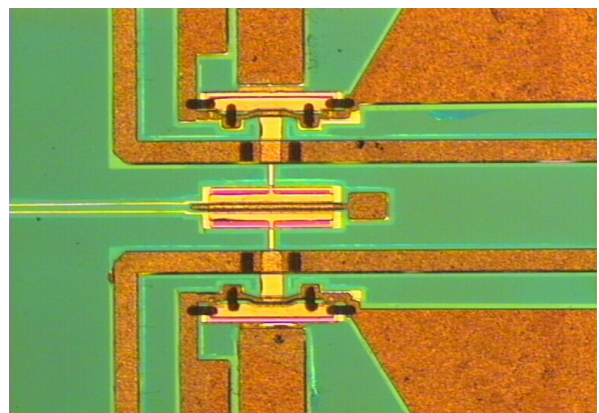


fig. 128 : Structure libérée après séchage, le nitrure est encore présent

II. Caractérisations mécaniques de la structure

Une fois que le procédé de fabrication a été mis au point, il a fallu s'assurer dans un premier temps du bon comportement mécanique de la structure. Ce comportement a été validé par un actionnement électrostatique adéquat et une étude par microscope à interférométrie des membranes avant et après actionnement.

II.1. Caractérisations sous pointes

II.1.1. Mesure de la tension d'actionnement

La validation du comportement et la mesure de la tension d'actionnement ont été réalisées sur des structures de tests identiques aux dispositifs finaux en terme de membrane mais sans les *stubs* papillons et le circuit RF dans un souci d'encombrement. On distingue deux types de structures, une avec des portions de ligne microruban sous la membrane afin de reproduire les mêmes conditions que lors du dispositif complet; et une sans lignes afin d'évaluer une éventuelle variation de comportement due aux lignes, comme de la stiction ou des problèmes d'adhésion.

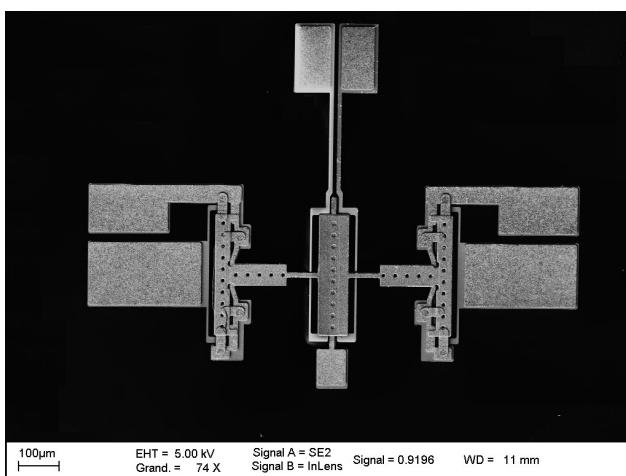


fig. 129 : Structure mécanique sans lignes RF

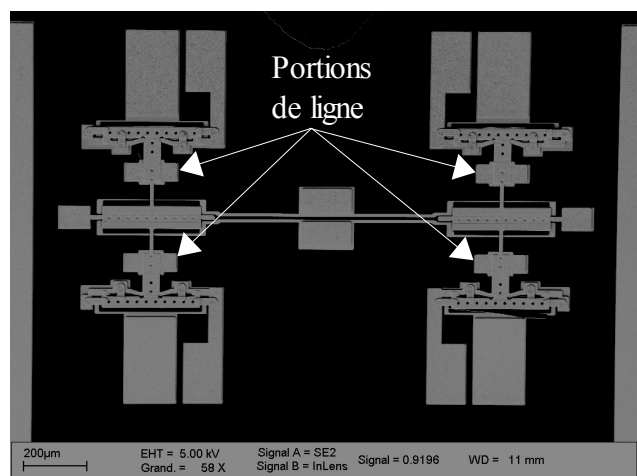


fig. 130 : Structures mécaniques avec portions de lignes

II. Caractérisations mécaniques de la structure

De plus, si l'on considère l'encombrement présenté par le système complet, à savoir les trois transitions coplanaires vers micro ruban, le commutateur, les *stubs* papillons et les deux lignes de signal, il n'est pas possible de placer sur un *wafer* de diamètre 3" énormément de structures. De ce fait les structures de tests mécaniques ont été disposées un peu partout sur les masques là où elles ne perturberaient pas le fonctionnement RF des systèmes complets.

Un premier lot de substrats a été mené à terme en utilisant le procédé présenté en Chapitre III.1.. Deux substrats étaient concernés et après calibrage de la libération, une plaque entière était disponible pour les tests d'actionnement. Malheureusement, suite à un problème de masques les tests d'actionnement ne se révélèrent pas convaincants. Les électrodes étaient en effet coupées des *pads* à cause d'une gravure humide qui s'est infiltrée là où le recouvrement de marche n'était pas suffisant.

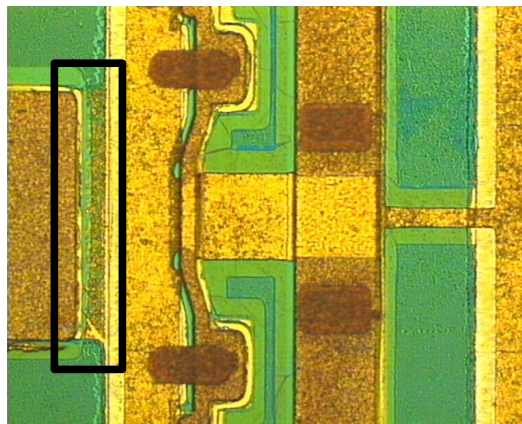


fig. 131 : Image optique du mauvais recouvrement de marche au niveau des électrodes

Par la suite, deux autres séries de 4 substrats chacune, ont été réalisées. La première série utilisait un procédé de fabrication identique à celui utilisé pour les deux premières plaques tandis que la suivante a bénéficié d'un remplacement des couches de chrome et des barrières de diffusion associées par des dépôts d'oxyde de silicium PECVD basse température et d'alliage titane/tungstène (TiW). Ces substitutions visaient à favoriser la conservation des diélectriques utilisés pour le contact capacitif et l'isolation des électrodes, lors des étapes de libération.

II. Caractérisations mécaniques de la structure

Les mesures des tensions de *pull-in* se révélèrent très délicates à l'impédancemètre. Compte-tenu de la distance importante entre les électrodes d'actionnement et la membrane, un effet *zipping* se produit et ce, malgré l'adjonction d'ailettes à la structure pour limiter le phénomène (Cf. Chapitre II, II.2.3.). A chaque variation du contact entre la membrane et le diélectrique des électrodes, on observe un saut à l'impédancemètre. Conclure quant à la valeur précise du *pull in* ou de la valeur de la capacité réalisée à l'état bas dans ce cas est un peu hasardeux. Par gain de temps et afin d'avoir une fourchette haute des valeurs d'actionnement, on s'est contenté de relever les valeurs de tension lorsque des déflexions importantes étaient constatées de manière optique. De grandes déflexions ne pouvaient être générées que lors du *pull-in* car c'est à ce moment que la déflexion est maximale et les membranes complètement tendues. De cette manière on obtient une valeur haute de la tension de *pull-in* car la structure est en contact maximal avec le diélectrique. A partir de cette valeur de tension, les déflexions ne varient plus pour une tension supérieure. Les valeurs de tensions nécessaires pour obtenir des grandes déflexions dans les états pair, impair ou externe sont donc surévaluées mais permettent ainsi de se faire une idée précise du comportement mécanique puisque on actionne alors plus que nécessaire. Une validation à l'aide d'un ohmmètre entre les lignes et la masse sur des structures de tests a été réalisée.

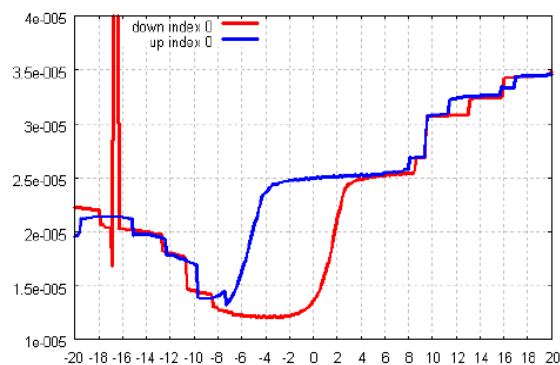


fig. 132 : Mesure C/V à l'impédancemètre sur une structure avec zipping

Dans un premier temps, pour un signal sinusoïdal bipolaire de fréquence 2Hz et de tension 30V par exemple, on observait généralement un mouvement non conforme à celui simulé et de faible amplitude.

II. Caractérisations mécaniques de la structure

On a donc essayé de forcer le comportement de la structure en actionnant à forte tension (typiquement 40V) dans un état symétrique (en l'occurrence les deux électrodes externes). Il en résulte que le mode de fonctionnement après un court instant d'un tel actionnement est définitivement changé. Les structures s'actionnent alors convenablement à bien plus faible tension dans n'importe quel mode. L'actionnement externe à haute tension agit donc comme un rodage accéléré qui permet de fixer le comportement de la structure.

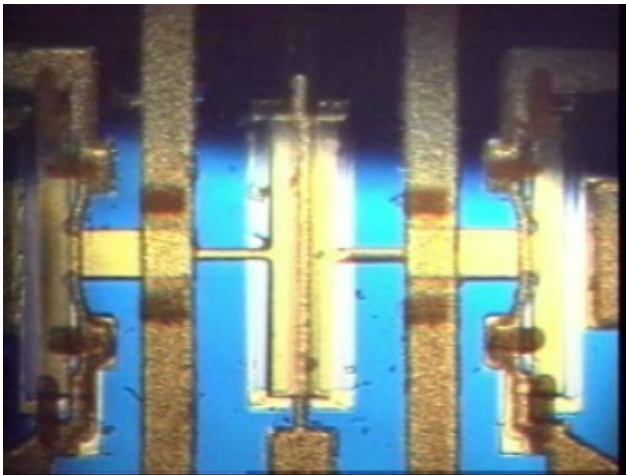


fig. 133 : Capture optique au repos

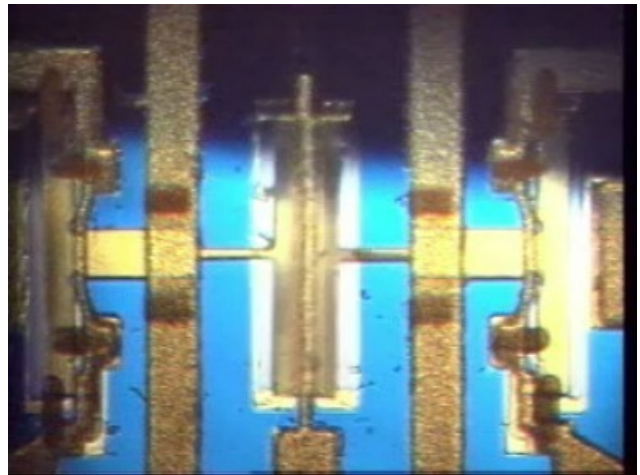


fig. 134 : Capture optique actionnée externe

Le tableau suivant présente la dispersion des valeurs estimées de tension de *pull-in* dans les états pair ou impair (bleu) et externe (rouge) toujours pour les substrats de la deuxième campagne de fabrication [27]. On constate qu'en moyenne l'état externe est obtenu pour une tension plus faible comparé aux deux autres modes actionnés. Cela s'explique directement par la symétrie de ce mode d'actionnement d'une part et par la limitation des zones en contact avec la membrane, d'autre part. Il faut cependant avoir à l'esprit qu'il ne s'agit pas forcément des mêmes structures actionnées en externe ou en pair/impair. En ce qui concerne les deux autres états actionnés, les tensions d'actionnement sont grosso modo identiques dans les deux cas bien qu'il y ait quelques différences d'un côté à l'autre d'une même membrane dues aux aléas de la réalisation technologique. On remarque une plus grande dispersion des valeurs dans ces états provenant vraisemblablement de la multiplicité des zones de contacts (ligne côté bloqué, trois piliers, éventuellement ergots lors de contacts indésirables) sans compter

II. Caractérisations mécaniques de la structure

les différences technologiques qui influent plus dans ce type de déformée.

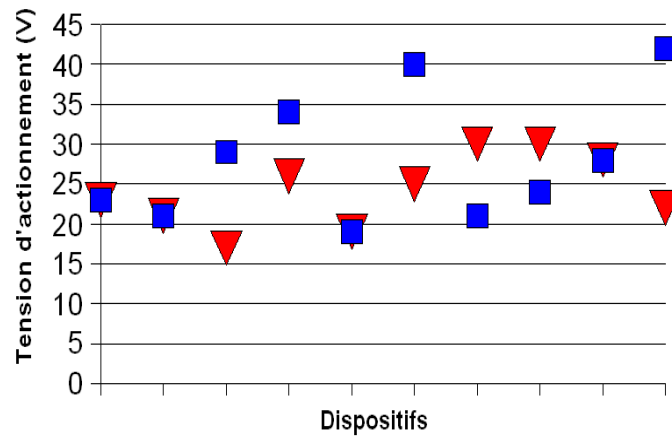


fig. 135 : Dispersion des tensions de pull-in pour le run 2 (bleu : pair ou impair, rouge : externe)

De plus, comme il sera démontré par la suite dans ce chapitre, des électrolyses indésirables ont drastiquement diminué la symétrie de la structure, ce qui entraîne de ce fait des augmentations de tension de manière aléatoire, d'où la dispersion obtenue.

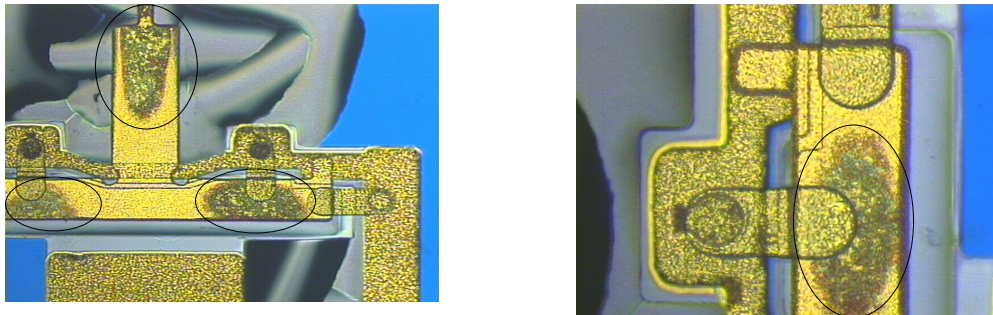


fig. 136 : Images optiques prises au cours de la libération (attaque Cr) des électrolyses indésirables

Les membranes du *run 3* présentaient un comportement similaire à celles du *run* précédent, à savoir la nécessité d'un rodage en état externe pour diminuer les tensions de *pull-in* et figer le mode de fonctionnement. Par contre les valeurs de tensions s'avèrent être moindres et plus en adéquation avec les simulations effectuées tout en présentant une plus faible dispersion. En effet, on constate l'actionnement de plusieurs membranes pour une tension d'à peine 8V et une valeur d'actionnement

II. Caractérisations mécaniques de la structure

moyenne de l'ordre de 12V contre les 26V du *run* précédent. Cela s'explique par un meilleur recouvrement de la membrane qui a permis d'éviter les problèmes d'électrolyses non désirées et des déformations moindres des membranes. L'état externe nécessite toujours une différence de potentiel plus faible que pour les deux autres états mais la variation est très faible. Bien qu'il ne soit pas utile pour transmettre le signal, cet état externe, en plus de permettre le rodage du composant, permet de fiabiliser la structure.

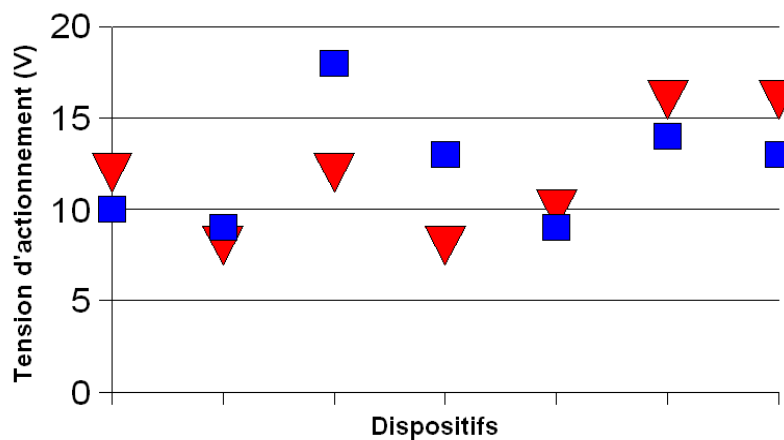


fig. 137 : Dispersion des tensions de pull-in pour le run 3 (bleu : pair ou impair, rouge : externe)

II.1.2. Dispositif anti-stiction

Parmi les problèmes de fiabilité inhérents aux commutateurs RF, on dénombre la stiction, le chargement du diélectrique ou encore l'auto-maintien (Cf. **Chapitre I.**). La rigidité seule de la structure ne permet généralement pas de contrer ces phénomènes. De ce fait, plusieurs systèmes ont été étudiés dans l'optique de s'affranchir de ces problèmes. Le plus courant est l'utilisation de contre électrode située au dessus de la membrane pour décoller cette dernière des électrodes ou de la ligne de signal.

Une autre approche a été développée au sein de la société DelfMEMS. Elle

II. Caractérisations mécaniques de la structure

consiste en l'utilisation d'une double paire d'électrodes sur des structures similaires à celles présentées en Chap.I.. La première paire d'électrodes est située entre les deux appuis et permet d'améliorer la force de contact tandis que la seconde paire, une électrode à chaque extrémité de la membrane, est capable de décoller la membrane même en cas de stiction[28].

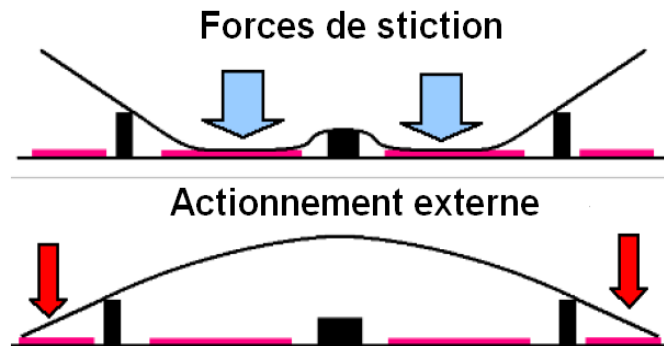


fig. 138 : Vue schématique du principe d'antistiction

La première étape de cette approche a été d'éprouver par simulations, par éléments finis, le principe d'antistiction. Pour ce faire, une force électrostatique de 2V a été appliquée sur les électrodes internes afin de simuler le phénomène de stiction ou le chargement du diélectrique. Les simulations indiquaient que les membranes étaient décollées à partir d'une tension sur les électrodes externes d'à peine 5V, soit la tension appliquée sur ces structures pour obtenir l'état haut.

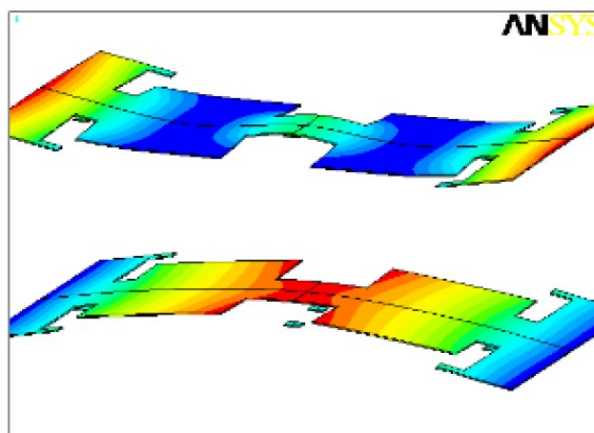


fig. 139 : Simulations FEM de la membrane stickée (haut) et décollée (bas)

II. Caractérisations mécaniques de la structure

Pour terminer cette étude, des actionnements sous station sous pointes ont été réalisés sur de telles structures. Le *gap* entre les électrodes était de $0,7\mu\text{m}$ et les tensions de *pull-in*, internes comme externes, de 7V environ. Pour obtenir du chargement de diélectrique, des tensions supérieures à 15V ont été appliquées entre la membrane et les électrodes internes pendant un quart d'heure. Les membranes ont alors été décollées en appliquant une tension de 5V entre la membrane et les électrodes externes.

La structure de type SPDT présente également une double paire d'électrodes d'actionnement et l'état externe (deux électrodes des extrémités actionnées) réalise une fonction d'anti-stiction similaire à celle présentée précédemment. En effet, qu'il s'agisse de forces d'adhésion importantes résultant d'un contact or-or au niveau des ergots ou des piliers par exemple [29], de stiction, ou simplement de microsoudures qui occurent à l'interface membrane ergots, l'actionnement externe permet de décoller la structure. De plus, ce décollement intervient à faible tension (tension de *pull-in*) du fait des bras de levier importants au niveau des deux appuis externes. C'est cette capacité de décollement qui permet de réaliser le rodage de la structure décrit dans le paragraphe précédent.

II.1.3. Mesures du nombre de cycles et du temps de commutation

Les mesures de cyclage et de commutation n'ont pas été réalisées sur la structure de type SPDT. Par contre, elles l'ont été sur les structures SPST décrites précédemment. En ce qui concerne les mesures de cyclage, il est possible d'extrapoler sur les performances du SPDT car les deux structures sont basées sur un même principe [30]. Pour réaliser ces mesures, les structures ont été actionnées à faible fréquence tout d'abord afin de valider le comportement, puis à plus haute fréquence afin de commuter plus vite. Tous les quarts d'heure un retour à un actionnement 1Hz permettait de valider la tenue du composant lors de l'actionnement. Il en est résulté que pour un

II. Caractérisations mécaniques de la structure

actionnement dans l'air, les membranes SPST présentait 60 millions de cycles de fonctionnement. Il serait présomptueux de dire que les structures SPDT présentent les mêmes caractéristiques sans avoir pu mesurer mais cela laisse supposer, du fait de leurs similarités, que ces structures peuvent tenir le million de cycles dans l'air relativement aisément.

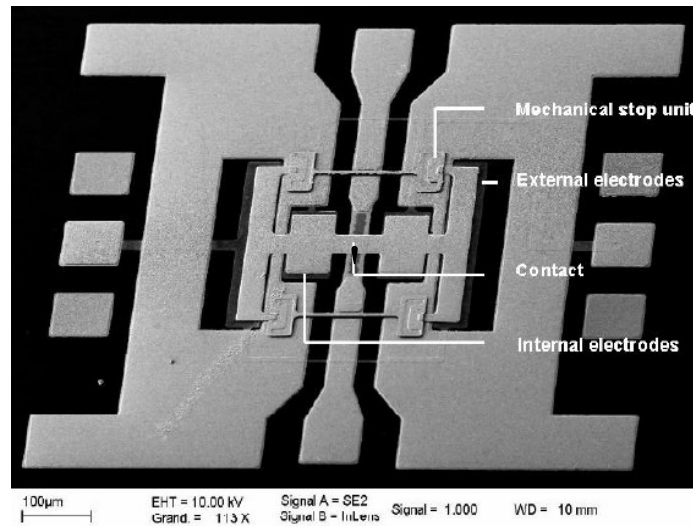


fig. 140 : Image MEB de la structure utilisée en test de cyclage

De même, pour les temps de commutation, des mesures ont été réalisées afin de déterminer, lors des caractérisations RF, le temps nécessaire pour passer d'un état passant à isolé. Pour un commutateur ohmique parallèle, on obtenait une isolation correcte ($> -20\text{dB}$) après actionnement au bout de $9\mu\text{s}$. Cette valeur (obtenue avec un actionnement dans l'air sans encapsulation) est conforme à ce que l'on peut trouver dans la littérature [31]. Là encore, on ne peut conclure directement sur le temps de commutation du SPDT mais le principe de bascule crée un couple de force de rappel pour passer d'un état actionné à un autre, ce qui permet de diminuer les temps de commutation [32]. La valeur de $9\mu\text{s}$ serait donc une borne haute, à condition de ne pas passer par un état externe pour décoller la structure. Cette valeur dépend également de la rigidité de la structure, or les deux structures ont sensiblement la même fréquence de résonance car la membrane utilisée pour le SPDT est plus longue mais également plus épaisse que celles des SPST. L'hypothèse selon laquelle la valeur obtenue pour les SPST serait une borne haute pour les SPDT reste donc valable.

II.2. Caractérisations par microscopie et FIB.

Pour bien comprendre le comportement des membranes et déterminer l'origine des divergences entre les simulations et les caractérisations mécaniques, il s'avère indispensable de visualiser la structure sous tous ses angles. Pour ce faire, de nombreux outils sont disponibles : le microscope électronique à balayage (MEB), le microscope à interférométrie qui permet de réaliser des images 3D de la structure, le FIB (focused ion beam) qui autorise la vision des recouvrements de marches grâce à des coupes localisées et enfin les microscopes optiques (confocal ou par réflectométrie par exemple). Ces outils ont permis de déterminer l'allure des membranes obtenues, ce qui donne quelques pistes quant à l'origine des divergences apparues.

II.2.1. Allures des membranes

La première constatation est flagrante. Les membranes ne sont pas planes, bien que la planarité entre les parties électrolysées et le moule d'oxyde soit de l'ordre de 100nm. La rugosité seule de l'or électrolysé ne peut expliquer une telle forme. En effet, sur certains substrats on constate au MEB des déflexions de membrane très importantes sans qu'elles aient été préalablement actionnées.

On a cherché à déterminer si l'allure des membranes était récurrente en visualisant systématiquement le profil 3D par microscope à interférométrie. Ainsi il a été mis en lumière que pour les plaques du deuxième *run*, pour lesquelles les tensions d'effondrement avoisinaient la vingtaine de volts, deux profils étaient récurrents. Le premier consiste en un profil en forme de M, tandis que le second ressemble à un mode d'excitation antisymétrique comme illustré ci-après.

II. Caractérisations mécaniques de la structure

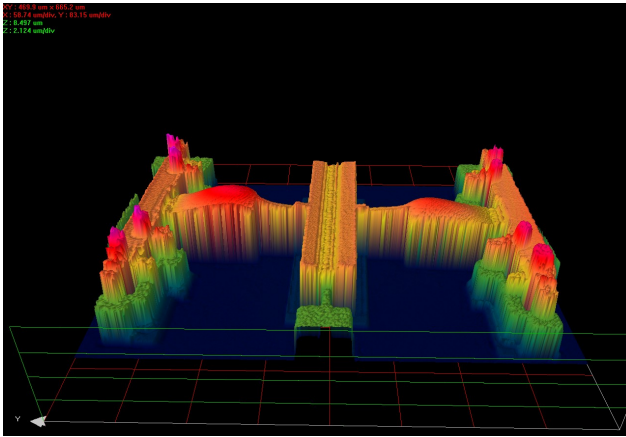


Fig. 141 : Profil en M

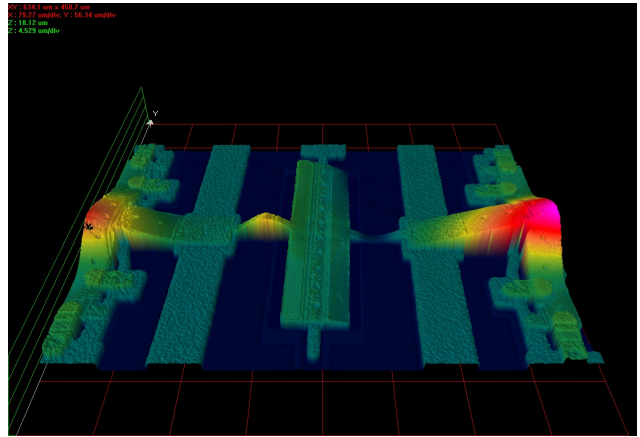
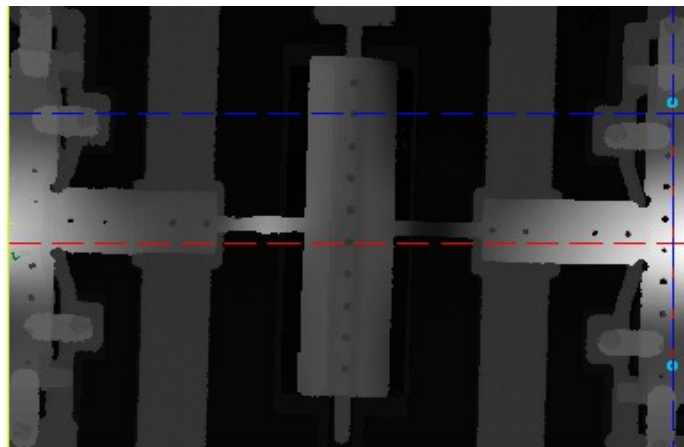


fig. 142 : Profil antisymétrique

Les membranes qui semblent flambées dans ce mode antisymétrique se retrouvent dans la forme en M une fois le rodage en état externe effectué. Cependant dans ce mode de flambement en M, l'entrefer n'est pas celui escompté, puisque précisément au niveau des électrodes la membrane se retrouve éloignée par la déflexion induite par ce mode. Le cas antisymétrique est encore plus défavorable. En plus de devoir déformer une membrane bombée de manière opposée au mouvement souhaité, il faut ainsi compenser une augmentation de la distance inter-électrodes de plusieurs centaines de nanomètres au minimum. On a ainsi mesuré en moyenne une augmentation du *gap* de l'ordre de 300-400nm dans le cas des membranes en M et entre 1 et 12 μ m pour les cas antisymétriques. Il arrive donc que les membranes ne puissent pas être actionnées du tout, compte tenu de la tension nécessaire pour forcer l'état antisymétrique.



II. Caractérisations mécaniques de la structure

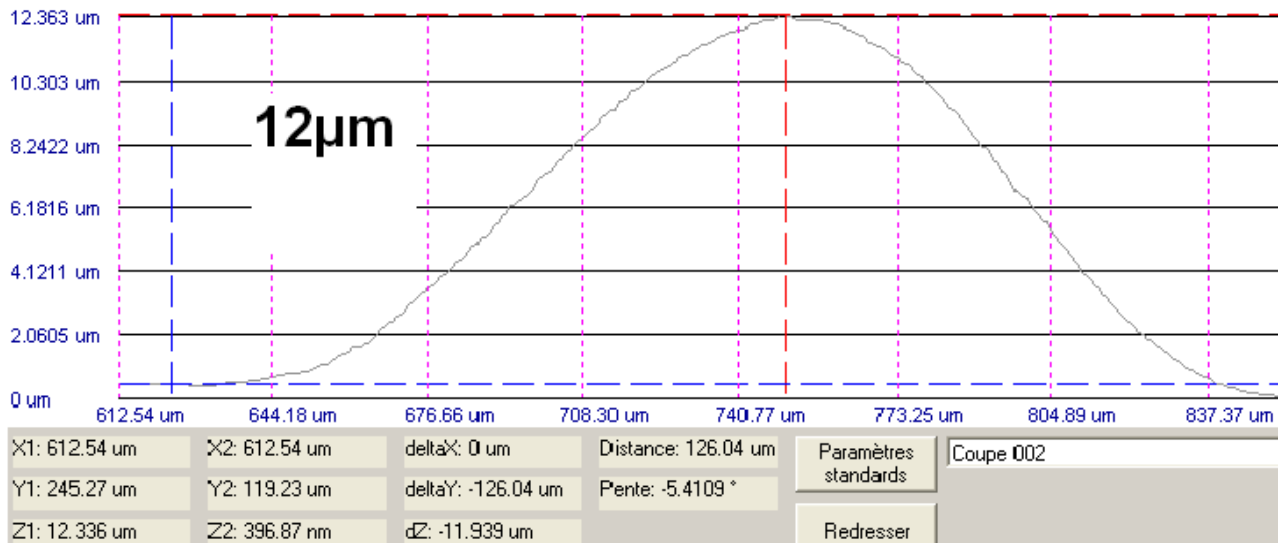


fig. 143 : Variation de gap maximale mesurée en mode antisymétrique

Ces différences de *gap* et la non planarité des membranes influent directement sur les tensions d'actionnement et peuvent expliquer l'écart important que l'on retrouve pour les caractérisations des substrats du *run 2* et les simulations effectuées. De plus ce *run* a présenté quelques défauts technologiques, comme les électrolyses sauvages, qui rigidifient localement la structure. Les relevés réalisés par interférométrie révèlent parfois des électrolyses de plus d'un micromètre à certains endroits de la membrane. Ces aléas technologiques sont vraisemblablement la cause des disparités au niveau des actionnements pair et impair, tout comme ils amplifient la dispersion des valeurs de tensions obtenues.

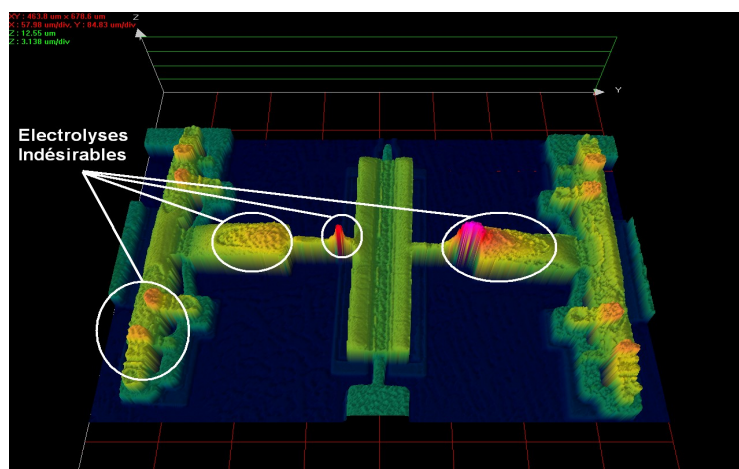


fig. 144 : Vue 3D d'une membrane ayant subi des électrolyses indésirables

II. Caractérisations mécaniques de la structure

Cela se vérifie si on considère les profils 3D des membranes du run3. On remarque que les membranes qui s' actionnaient à faible tension sont quasi-planes, ce qui corrobore les hypothèses émises précédemment. Cependant la baisse de tension s'explique aussi par le fait que les membranes de ce *run* sont moins épaisses que lors des précédents runs, 1,5 μm au lieu de 2 μm , afin de diminuer la rigidité et ainsi abaisser la tension d'actionnement. Certes la rigidité a été diminuée mais le fait que les tensions ont été quasiment divisées par un facteur 2 provient en majeure partie de la meilleure planarité des membranes. La question qui subsiste dès lors est l'origine des déformations des membranes.

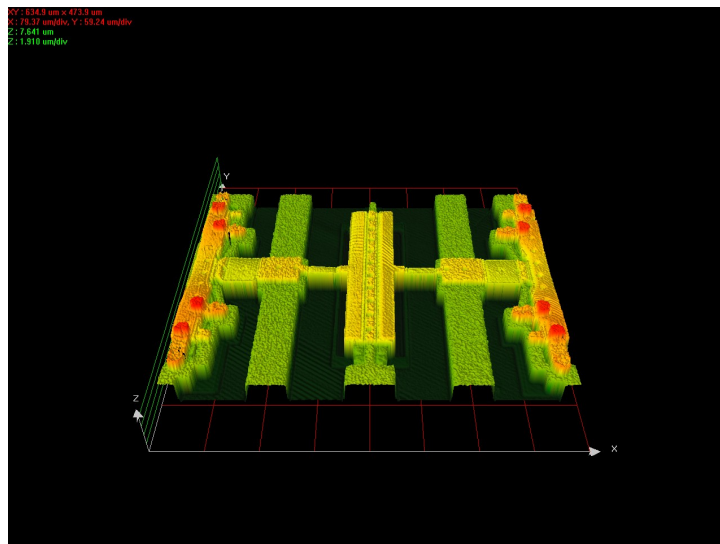


fig. 145 : Vue 3D d'une membrane du run 3 quasi plane

II.2.2. Analyses des résultats

Il est difficile de savoir précisément quel(s) facteur(s) est(sont) responsable(s) du mauvais profil de certaines membranes. Une chose est sûre cependant, un recuit à température moyenne (supérieure aux recuits de résine, à savoir 110°), une fois les membranes formées, provoque systématiquement le flambement des membranes, quelquefois même avant leur libération. Pour le reste, il ne s'agit que de simples hypothèses car il est difficile d'isoler les facteurs pour valider ou infirmer telle ou telle affirmation.

II. Caractérisations mécaniques de la structure

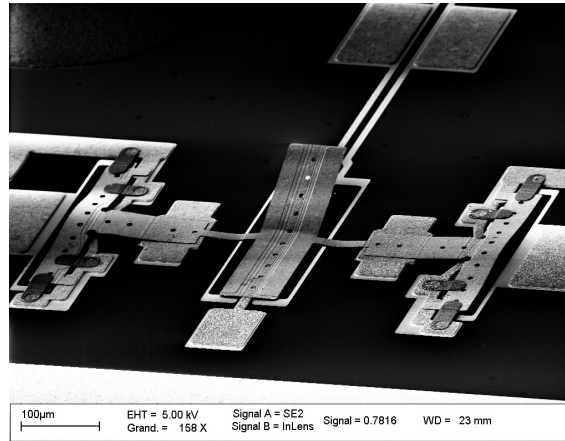


fig. 146 : Membrane ayant subit des recuits à 300°C avant sa libération

Une des raisons pouvant expliquer les déformations serait la diffusion du chrome dans la membrane [14], ce qui n'interviendrait pas sur le run3 puisque ce dernier a été remplacé à proximité de la membrane par un alliage titane/tungstène. Toutefois l'usage de barrière de diffusion devait prévenir de tels phénomènes de diffusion. Des simulations éléments finis de membranes sujettes à des contraintes intrinsèques permettent d'obtenir des déformations similaires à celles constatées mais cela ne suffit pas pour conclure, d'autant plus que les motifs de tests (poutres bi-encastées et cantilevers) ne semblent pas affectés de la même manière.

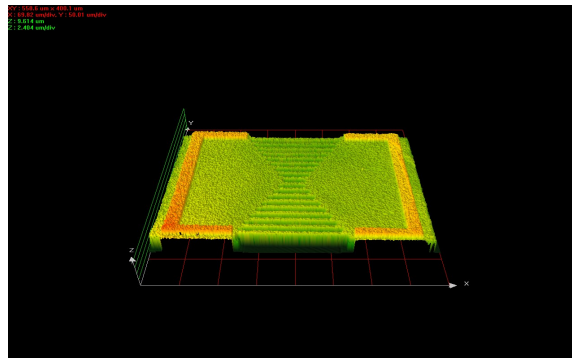


fig. 147 : Vue 3D de poutres bi-encastées situées près de membranes bombées

Le phénomène pourrait donc être dû à une plastification de la membrane causée par les contraintes intrinsèques des matériaux ou alors le relâchement des contraintes lors de la libération [33-34]. En effet, le fait d'avoir une libération en

II. Caractérisations mécaniques de la structure

plusieurs temps peut influencer sur le profil des membranes, d'autant plus que certaines couches libérées dans un second temps sont situées juste sous les membranes. Cette même couche (chrome ou TiW suivant les runs) est généralement endommagée lors de la gravure de l'oxyde et s'arrache de manière aléatoire. L'impact d'une telle libération sur les membranes n'est pas négligeable et peut également conduire aux déformations constatées.

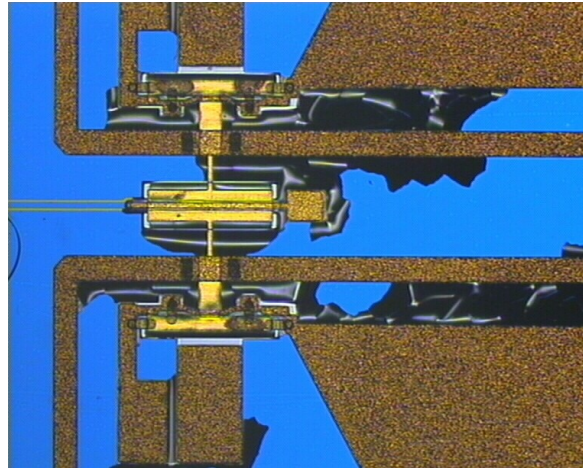


Fig. 148 : Image optique du chrome se brisant lors de l'attaque HF de l'oxyde

Enfin, une adhésion locale, par exemple entre les ergots et la membrane ou bien entre la membrane et les lignes conduit également après libération à des membranes déformées car les forces d'adhésion sont si importantes qu'elles agissent comme des encastrement et de ce fait empêchent la relaxation des contraintes qui provoquent le flambement de la structure [29]. Cette hypothèse des forces d'adhésion expliquerait pourquoi les membranes se retrouveraient plus planes après une phase de rodage. Les forces d'adhésion se verraient réduites à chaque actionnement externe de grande amplitude pour au final n'apporter qu'une contribution limitée qui n'empêche pas le fonctionnement normal de la structure. Chaque hypothèse possède son lot de confirmations et de doutes. Comme chaque affirmation ne suffit pas à expliquer le phénomène, il semblerait qu'il s'agisse plus vraisemblablement d'une combinaison de plusieurs de ces paramètres. Bien que les tensions d'actionnement soient finalement légèrement supérieures à celles obtenues en simulation, on a pu procéder à des caractérisations RF des structures.

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

Les caractérisations RF avaient plusieurs buts. Evaluer les performances réelles de la transition coplanaire vers microruban était la première étape, mesurer les pertes lignes du microruban sur substrat de silicium intrinsèque, la deuxième. Enfin ces mesures permettaient de valider l'ensemble du dispositif en mesurant l'adaptation et l'isolation des voies passantes et coupées.

III.1. Description du banc de mesure

Le banc de mesures présentait la possibilité d'utiliser à la fois des pointes DC pour appliquer les potentiels sur les électrodes et des pointes RF pour réaliser les mesures de paramètres S. Quatre pointes DC étaient disponibles avec une application d'un potentiel maximal de 40V. Deux accès RF seulement étaient disponibles, ce qui impliquait de mesurer les deux voies d'un SPDT en deux temps. Les mesures ont été effectuées de DC à 40GHz et enregistrées par acquisition directe.

Les structures mesurées étaient issues essentiellement du run3. Les substrats étaient donc de type silicium intrinsèque d'orientation cristalline 100 et d'épaisseur 380 μ m. Les lignes faisaient 3 μ m d'épaisseur avec respectivement, 100nm d'or déposé par pulvérisation cathodique et 2,9 μ m d'or électrolysé. Le flash d'or face arrière, en guise de plan de masse, présentait une épaisseur de 300nm. Il a été réalisé également par pulvérisation cathodique.

III.2. Mesure des paramètres S

Cette partie a pour but de présenter les différents résultats obtenus en mesure en transmission et réflexion pour la transition, les lignes microruban et le système SPDT complet.

III.2.1. Paramètres S de la transition

Des transitions élémentaires symétriques ont été mesurées sur deux substrats du run3. La longueur des deux transitions est de 5mm. Ces mesures permettent de déduire la bande passante des transitions et les pertes induites par le changement de mode et les accès *pads*. Huit transitions au total ont été caractérisées, leurs performances étaient relativement similaires.

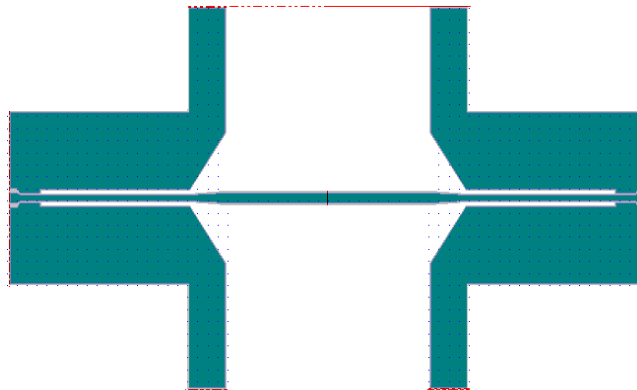


fig. 149 : Image du masque des transitions mesurées

Les mesures RF ont indiqué que l'on retrouvait bien le comportement souhaité. Le niveau d'adaptation est très élevé, ce qui indique bien que les pertes obtenues sont dues principalement au substrat et non à une mauvaise adaptation du circuit. La bande passante ($< -20\text{dB}$) maximale obtenue est située entre 16GHz et 34GHz.

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

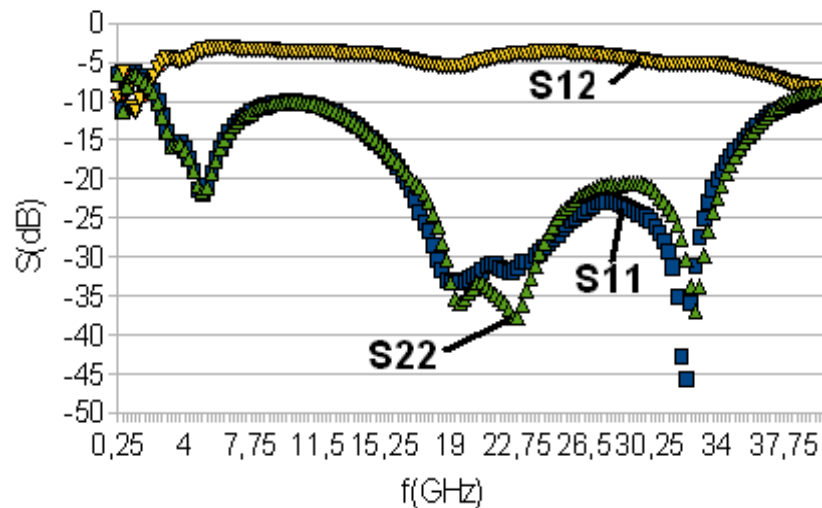


fig. 150 : Paramètres S d'une transition

Si l'on s'intéresse plus particulièrement aux pertes lignes générées, il est intéressant de les tracer séparément ainsi que les pertes normalisées par mm. Les pertes sont minimales à 24GHz environ, ce qui correspond effectivement à la fréquence de travail souhaitée. La valeur des pertes est alors de 0,63dB/mm, ce qui est peu sur intrinsèque, compte tenu du changement de mode entre le coplanaire et le micro ruban et de l'épaisseur du substrat (non aminci). Les pertes lignes se révèlent donc être faibles et minimales précisément à la fréquence voulue.

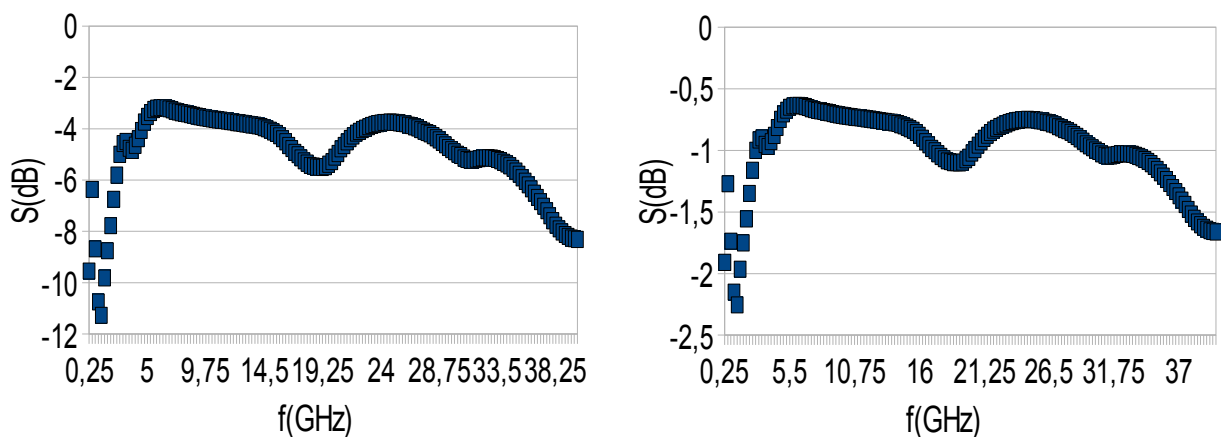


fig. 151 : Pertes lignes de la transition (totales à droite et normalisées à gauche)

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

Les transitions mesurées se sont révélées très proches de celles simulées aux pertes lignes près. La bande passante de la transition simulée est légèrement supérieure, sinon le reste du comportement est sensiblement le même.

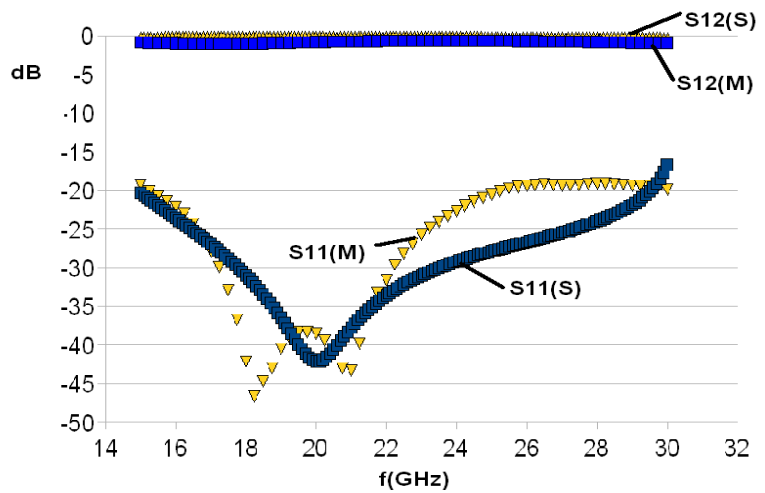


fig. 152 : Transmission de la transition (simulée (S) triangles jaunes, mesurée (M) carrés bleus)

III.2.2. Paramètres S du microruban

Des chemins élémentaires ont également été mesurés afin de quantifier les pertes lignes sans le commutateur d'une part et les pertes générées par le micro ruban seul, d'autre part. Ils sont composés de deux transitions coplanaires vers microruban et d'une partie microruban qui correspond à la portion empruntée par le signal dans le système complet lorsque la voie est passante. Six de ces chemins élémentaires, dont on peut voir le masque ci-après, ont été mesurés.

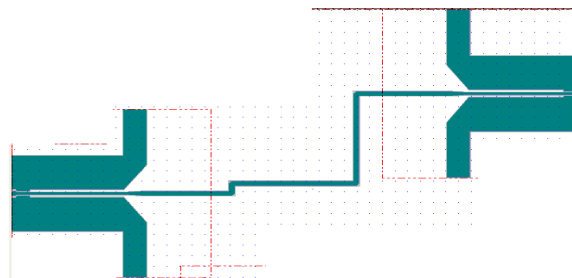


fig. 153 : Masque d'un chemin élémentaire

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

Pour déterminer les pertes induites par le microruban utilisé, il faut connaître au préalable les pertes générées par le chemin élémentaire parcouru. De plus, mesurer un chemin élémentaire sans commutateur permet de déterminer les pertes induites par ce dernier ainsi que de diagnostiquer les raisons d'une éventuelle désadaptation. Ces mesures ont démontré que l'adaptation sans les *stubs* est juste suffisante à 24GHz et optimale à 20 et 28GHz, comme l'illustrent les courbes suivantes.

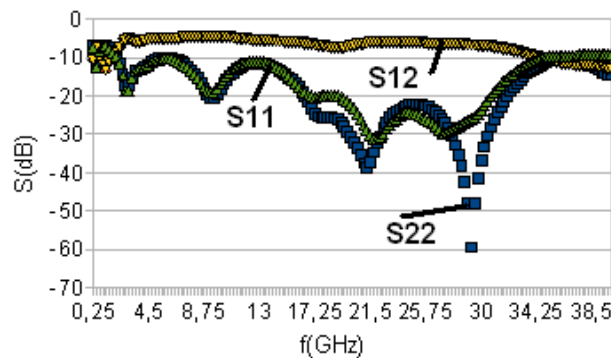


fig. 154 : Paramètres S du chemin élémentaire

En retranchant les pertes des transitions aux pertes du chemin élémentaire, on obtient les pertes liées au micro ruban seul que l'on peut alors normaliser. Les pertes sont minimales à 20GHz et maximales dans la bande de fonctionnement à 26GHz.

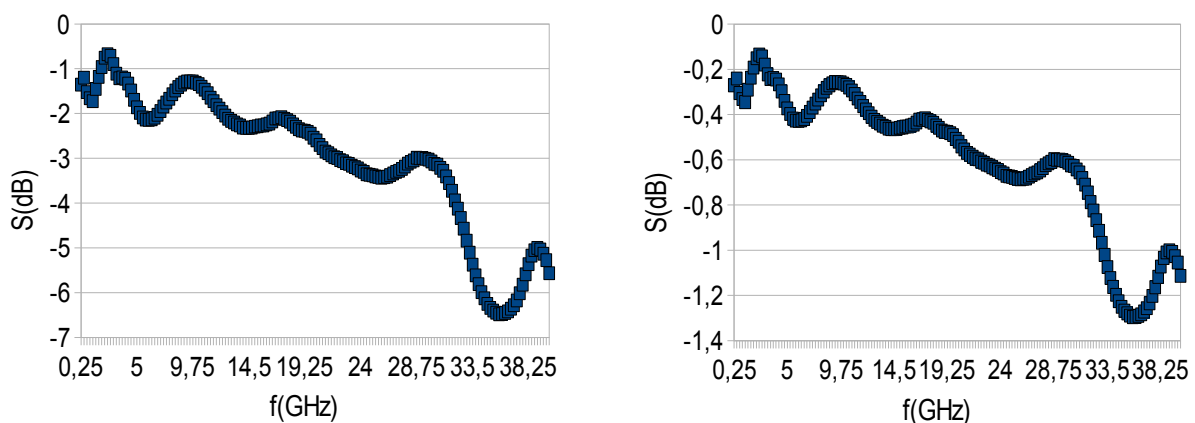


fig. 155 : Pertes lignes du microruban (totales à gauche, normalisées à droite)

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

Ce creux est certainement dû à une résonance induite par un rayonnement créé par un coude de la ligne de transmission. Ce sont d'ailleurs ces mêmes coudes qui expliquent la différence entre les paramètres S11 et S22. Les pertes normalisées sont de 0,3dB/mm @10GHz et 0,4dB/mm @20GHz.

III.2.3. Paramètres S du commutateur

Sur les plaques du run3 le chrome utilisé pour l'encapsulation du nitrure a été remplacé par un alliage de titane-tungstène car ce dernier s'est avéré être plus étanche donc plus fiable lors de la libération. Malheureusement, durant la phase de dépôt PECVD du nitrure de silicium pour le contact capacitif, une réaction a eu lieu à l'interface TiW-nitrure. Il s'agit de la création de TiWN qui intervient lorsque le nitrure est en contact avec du TiW en ambiance azotée et à moyenne température. Ce TiWN s'est retrouvé au dessus des électrodes d'actionnement, ce qui empêchait l'actionnement des structures.

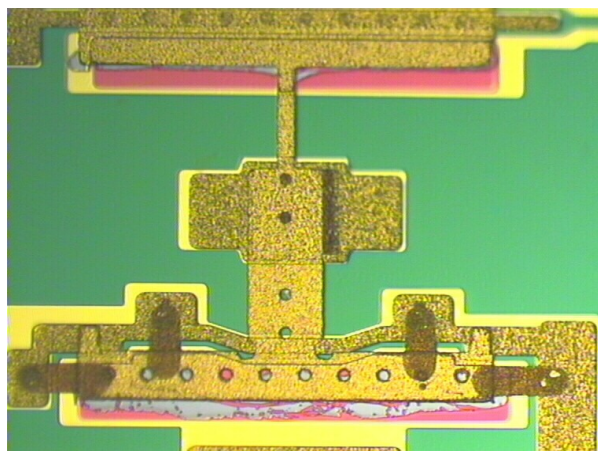


fig. 156 : Résidus de TiWN après libération

Il a donc fallu graver ce matériau et les seuls moyens après libération sans endommager les lignes étaient d'utiliser de l'eau oxygénée (H_2O_2) chauffée à haute température [36-37] ou un mélange à base de soude et d'eau oxygénée [35]. L'attaque à haute température se déroulait en pleine ébullition avec en plus un dégagement d'oxygène dans la solution et un effet thermique certain sur les structures. La solution tamponnée soude/eau oxygénée a donc été choisie plutôt que l'eau oxygénée pure en

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

ébullition. Le TiWN a été gravé ainsi mais l'impact sur le contact capacitif s'est avéré néfaste. En effet, le nitrure de faible épaisseur (100nm), déjà attaqué un peu lors de la libération, a encore souffert de cette gravure. Ainsi le nitrure restant n'a pas été estimé comme suffisant, après vérification par coupe au FIB, pour réaliser un contact capacitif fonctionnel.

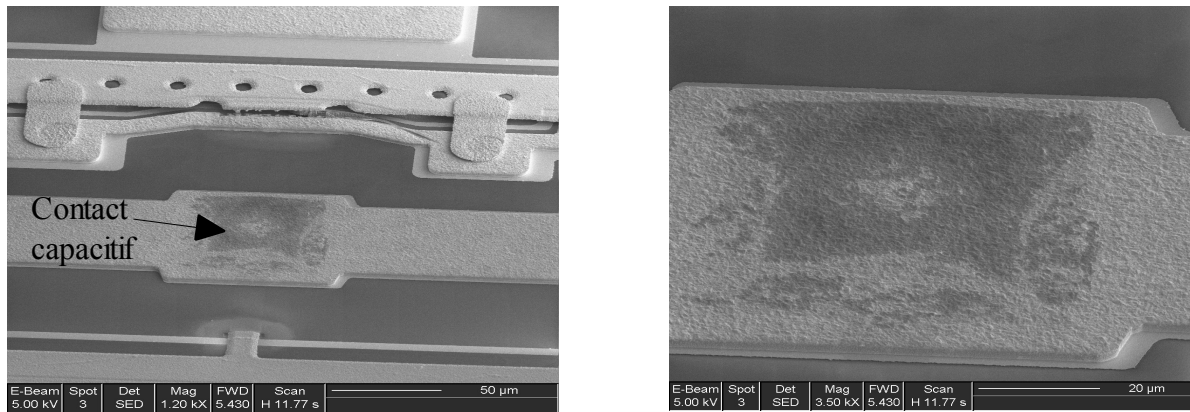


fig. 157 : Vue large et en zoom au MEB d'un contact capacitif après gravure du TiWN

En conséquence, il a été décidé de caractériser les structures avec un contact supposé ohmique (l'épaisseur de nitrure restant ne permettant pas de réaliser de capacités) d'un côté et de mesurer les structures sans avoir gravé le TiWN en état forcé sans actionnement dynamique. Le principe même de ce SPDT empêche de mesurer un état passant en enlevant simplement la membrane et de la même manière un état bloqué en plaquant la membrane. En effet, de par la transformation quart d'onde à l'état bloqué, on retrouverait deux circuits ouverts à la bifurcation entre les deux micro rubans ce qui empêcherait toute transmission et, par contre, avec une membrane enlevée, on aurait un diviseur de signal entre les deux voies, ce qui ne peut être analysé conformément aux simulations effectuées. Pour pallier ces difficultés, des coupes FIB ont été réalisées afin de rendre une voie seulement passante, comme illustré ci dessous. Sur ces dispositifs, la libération au HF n'a volontairement pas été poussée afin de ne pas attaquer le contact capacitif.

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

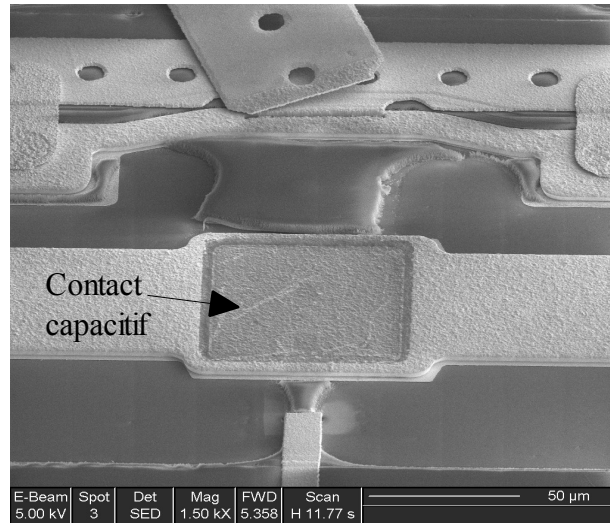


fig. 158 : Contact capacitif préservé après libération partielle

Les deux chemins (passant et bloqué) ont été mesurés séparément, puisqu'il n'y avait que deux jeux de pointes de mesure RF. Pour les mesures de pertes d'insertion, il s'agit donc du chemin passant. Les pertes sont données pour deux transitions et l'ensemble du trajet micro ruban, soit 9mm au total. Il faut donc les renormaliser. Pour les pertes normalisées, il suffit de soustraire les pertes générées par les transitions dans un premier temps, puis de diviser par le nombre de mm de circuit restant soit 4 dans le cas présent.

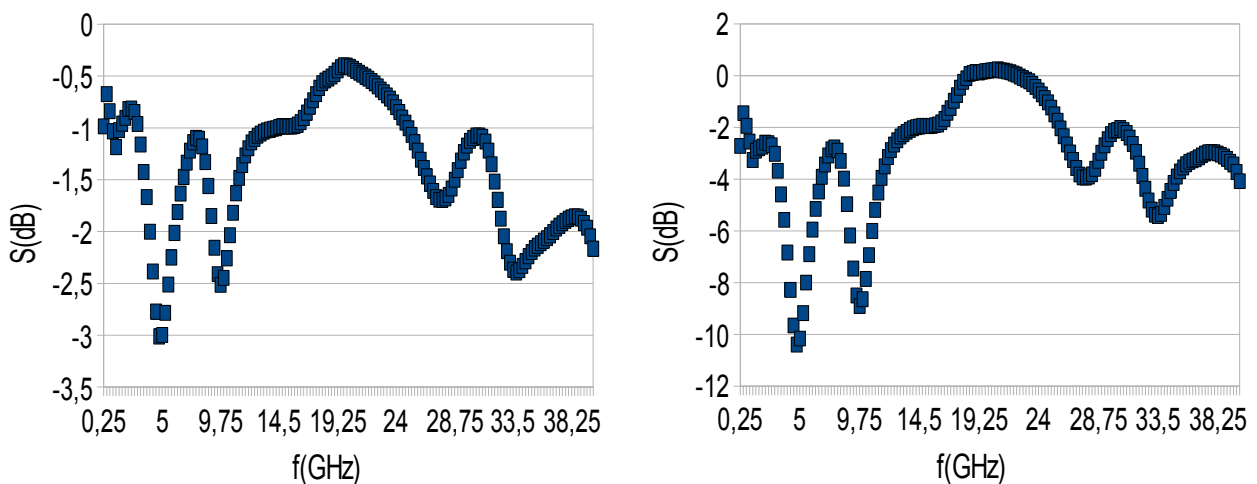


fig. 159 : Pertes d'insertion du chemin passant sans les transitions normalisées (gauche) et du commutateur seul (droite)

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

Les pertes sont alors de 0,36dB/mm à la fréquence de coupure (20GHz). Il apparaît également important de déterminer les pertes résultant du commutateur seul (avec les *stubs* associés). Pour ce faire, on a retranché aux pertes d'insertions les pertes générées par un chemin élémentaire. Les pertes sont positives autour de 20GHz. Deux conclusions peuvent être tirées de ce phénomène. La première est que le chemin élémentaire mesuré a généré plus de pertes que le SPDT passant à cette fréquence. La seconde est que la présence du commutateur à cette fréquence n'a pas d'influence sur les pertes. Le commutateur est donc très bien adapté à 20GHz.

L'adaptation de l'entrée et de la voie passante est quasiment identique à celles du chemin élémentaire, cependant le niveau est moins bon du fait des perturbations engendrées par la membrane. Les deux *stubs* papillons ne sont plus reliés, ce qui a tendance à désadapter la ligne. Cela dit, compte tenu des pertes sur intrinsèques et de la corrélation entre adaptation et pertes lignes, il apparaît que l'adaptation sur silicium haute résistivité (HR) serait suffisante, même dans ce cas défavorable. Si on ignore les pertes sur intrinsèques, on constate que la bande de fonctionnement où les voies sont adaptées est plus large que celle simulée : de 17 à plus de 30GHz pour les adaptations mesurées et de 22 à 28GHz pour celles simulées.

L'isolation pour les SPDT capacitif s'est avérée bien meilleure (environ 10dB de plus) que pour les ohmiques, ce qui est normal compte-tenu de la fréquence de travail. La fréquence de coupure est située vers 19,5GHz. Le décalage par rapport au 24GHz visé est dû à la présence d'un seul *stub* au lieu de deux (Cf. Chapitre II, II.2.3.). Une isolation supérieure à -40dB est obtenue à la fréquence de coupure. Il faut soustraire les pertes lignes pour obtenir la valeur efficace d'isolation, ce qui nous donne une isolation de l'ordre de -38dB, ce qui s'avère légèrement supérieure à celle simulée mais décalée de 4GHz à cause du *stub* non relié.

Pour conclure sur ces mesures on peut dire que les transitions mesurées se sont révélées très proches de celles simulées, aux pertes lignes près. Les pertes lignes et le commutateur sont bien optimisés pour une fréquence de 24GHz, conformément aux simulations.

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

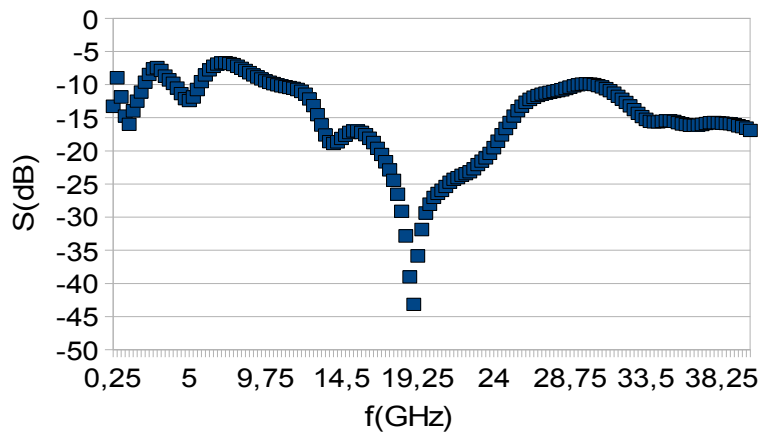


fig. 160 : Isolation présentée par le composant capacitif

Le niveau d'isolation atteint est supérieur à celui simulé ; cependant la fréquence de coupure est située vers 19,5GHz au lieu de 24GHz, ce qui est dû à la séparation entre les *stubs*, comme l'a illustré une autre campagne de simulations. Cette même séparation combinée à la qualité du substrat font que les niveaux d'adaptation sont plus faibles que ceux escomptés (pour preuve l'adaptation du coté passant est inférieur à -20dB car elle ne dépend pas des *stubs*) toutefois les pertes lignes mesurées sont plus que prometteuses, compte tenu de la résistivité d'un substrat intrinsèque. Un comparatif des performances simulées et mesurées est proposé ci-après.

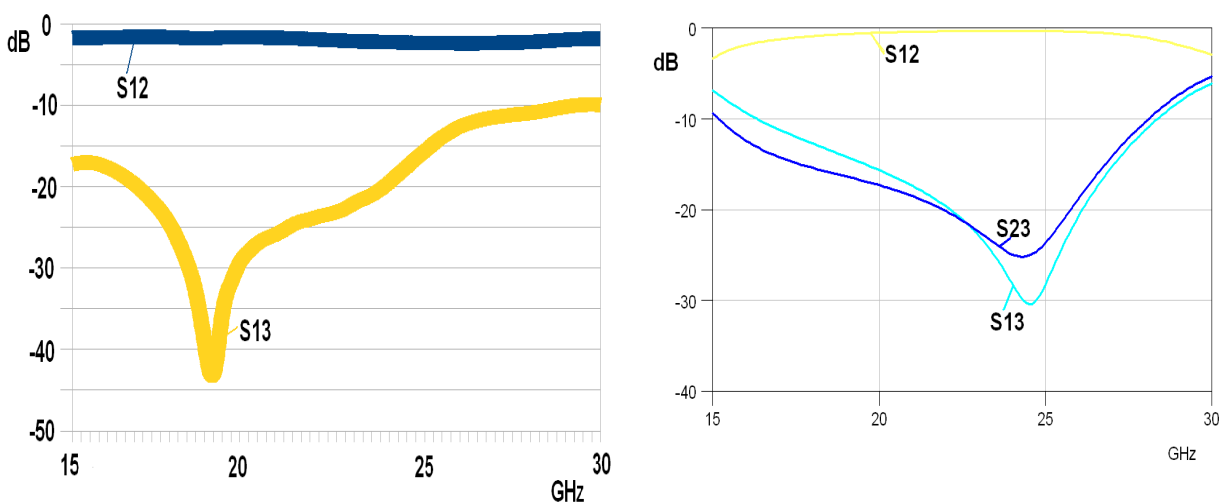


fig. 161 : Transmissions mesurées (gauche) et simulées (droite) du composant

III. Caractérisations radio-fréquences de la structure

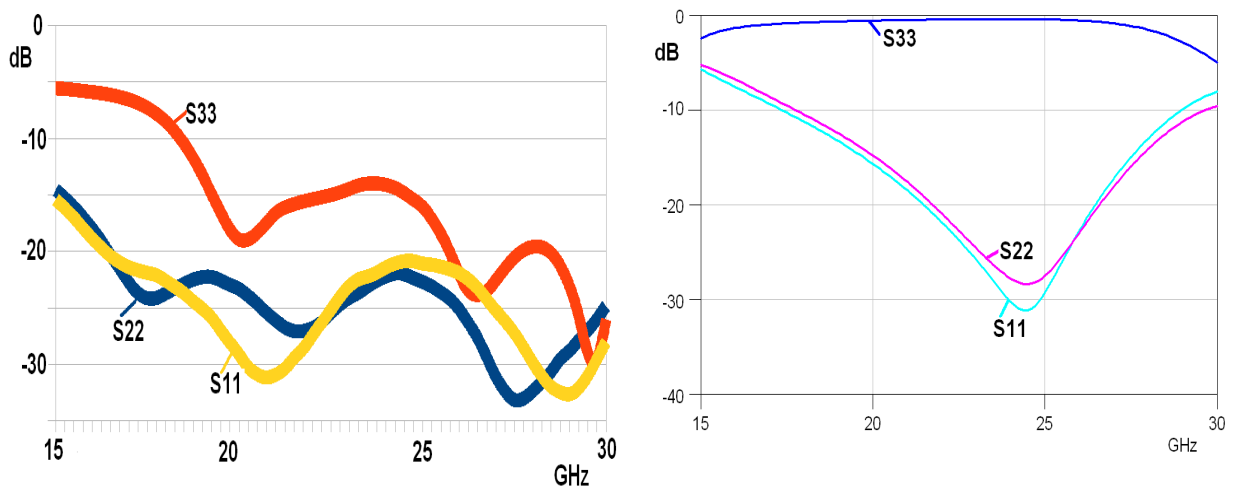


fig. 162 : Adaptations mesurées (gauche) et simulées (gauche)

Certes, on remarque certaines divergences par rapport aux simulations mais les performances obtenues semblent plus que prometteuses. Afin de vérifier que les divergences entre mesures et simulations proviennent effectivement du fait que les membranes étaient coupées, des rétro-simulations électromagnétiques ont été effectuées.

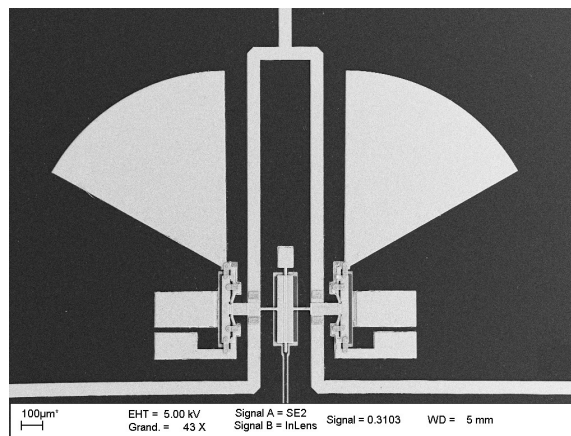


fig. 163 : Image MEB du composant avec les stubs

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

Une première série de rétro-simulations était destinée à vérifier l'impact de la membrane coupée sur les performances. D'autres simulations complémentaires ont été réalisées afin d'évaluer la pertinence de solutions alternatives pour le contact capacitif, qui reste le point critique du procédé de fabrication. Dans un second temps, les solutions alternatives mises au point lors des étapes technologiques seront également présentées ici.

IV.1. Rétro-simulations RF

Avant de poursuivre la fabrication d'autres démonstrateurs, il fallait s'assurer de l'origine des différences entre les simulations et les mesures tout comme il était nécessaire de simuler le comportement de nouvelles solutions avant de commencer les étapes technologiques. Le logiciel éléments finis de simulation électromagnétique HFSS a été à nouveau utilisé dans cette optique.

IV.1.1. Influence des membranes coupées

Le premier objectif fut de retrouver par simulations les résultats obtenus lors des campagnes de mesures. Le décalage fréquentiel de la bande passante d'isolation semblait être dû au fait que la membrane était coupée, puisque la présence d'un seul *stub* papillon au lieu de deux, présentait des conséquences similaires au niveau des performances RF du dispositif. Le dispositif complet avec la membrane coupée localement a ainsi été simulé en faisant varier la longueur de la partie manquante.

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

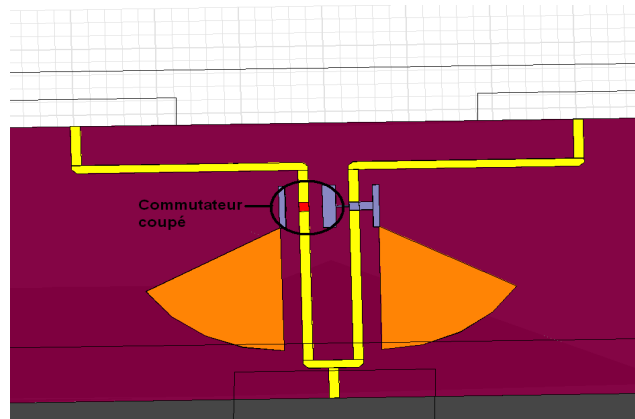


fig. 164 : Modèle utilisé pour les rétro-simulations (partie manquante maximale)

Ces simulations ont permis de démontrer le bon fonctionnement du circuit car la correspondance entre les mesures et ces simulations permet d'affirmer que les écarts constatés entre les premières simulations et les mesures effectuées ne sont dus qu'à une résonance locale (non gênante) et au fait que la membrane soit coupée. En effet, on retrouve un décalage similaire pour la fréquence d'isolation mais également pour les courbes d'adaptation.

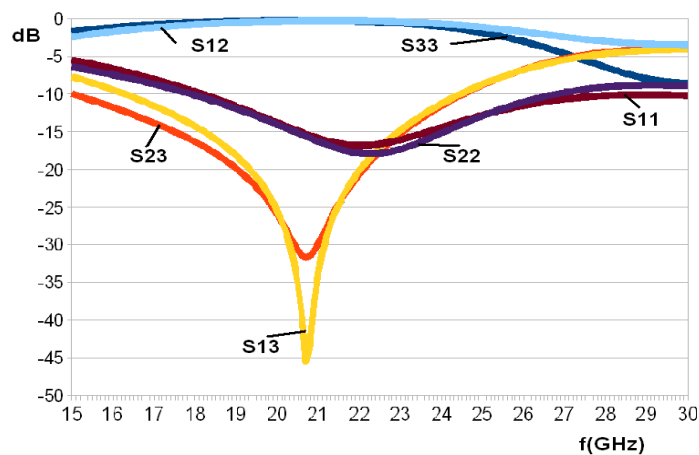


fig. 165 : Exemple de paramètres S rétro-simulés d'après le modèle de la figure précédente (voie passante 2, voie bloquée 3 et entrée 1)

On constate que le décalage en fréquence, ainsi que la valeur des niveaux d'adaptation de la structure, sont fonction de la largeur de la membrane supprimée. Les

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

courbes précédentes correspondent au découpage illustré Figure 99. Pour une partie supprimée moindre, on se rapproche plus des mesures effectuées, ce qui valide le fait que les écarts obtenus vis à vis des simulations initiales sont dûs au seul découpage de la membrane. Ainsi il n'est pas absurde de penser que le circuit complet (*stubs*-transition-microrubans) fonctionne à la fréquence voulue avec les niveaux d'isolation et d'adaptation requis, à condition d'avoir un contact capacitif non détérioré. La fragilité du procédé de fabrication réside donc dans la tenue du contact. Pour assurer les performances du dispositif, d'autres solutions ont été envisagées afin de fiabiliser cette étape.

IV.1.2. Solutions alternatives pour le contact capacitif

La tenue lors de la libération du contact capacitif reste l'étape la plus délicate et la plus problématique du procédé technologique. En effet, il s'est avéré impossible d'obtenir des structures actionnables en conservant de manière optimale le nitrure de silicium nécessaire à la réalisation du contact capacitif, d'où la nécessité de les mesurer en ohmique ou avec des membranes coupées. Pour fiabiliser la tenue du contact et éviter de tels problèmes deux solutions principales ont été envisagées et simulées. La première consiste en l'emploi d'une capacité au potentiel flottant entre la ligne et la membrane que cette dernière viendrait polariser, une fois actionnée dans l'état désiré, comme illustré par le modèle HFSS suivant.

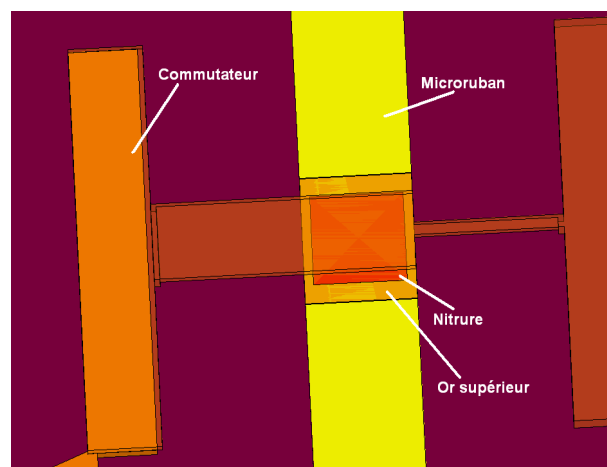


fig. 166 : Modèle utilisé pour les simulations de capacité flottante

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

Les simulations ont montré deux faits principaux. Le premier est que la capacité flottante augmente légèrement le niveau d'isolation ($>-30\text{dB}$) tout en conservant une adaptation identique. Cependant les maxima d'isolation et d'adaptation ne sont pas obtenus pour la même fréquence du fait du changement de géométrie. La deuxième conséquence est donc que la meilleure fréquence de travail, qui correspond à un compromis entre les deux maxima, serait de 22GHz , soit un léger décalage avec la fréquence de travail initialement ciblée. L'isolation serait alors de -28dB et l'adaptation de -26dB . Pour faire coïncider les deux maxima, il faudrait redessiner les *stubs* papillons afin d'optimiser les performances.

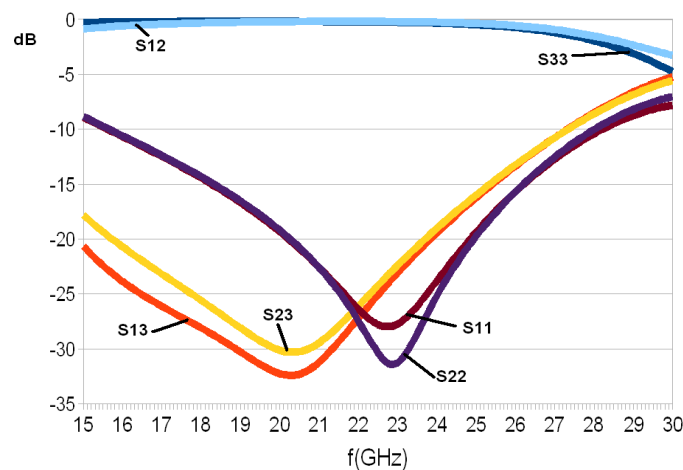


fig. 167 : Paramètres S simulés d'un dispositif avec capacité flottante non optimisée (voie passante 2, voie bloquée 3 et entrée 1)

Ce travail de conception mis à part, ces simulations ont illustré qu'en théorie le principe de capacité flottante devrait fonctionner. Il a dès lors paru intéressant d'estimer l'impact d'une diminution de la largeur de la membrane en vis-à-vis de cette capacité. Cette diminution permettrait à la fois de réduire les risques de stiction entre la membrane et la capacité puisque le vis à vis serait moindre, et d'augmenter les déflexions sur le côté actionné, comme l'ont illustré les simulations mécaniques. (Cf. Chapitre II, II.2.1). Il a été ainsi constaté qu'une diminution de la largeur de la membrane au niveau du contact entraîne une diminution de l'isolation et une augmentation de l'adaptation proportionnelles à la diminution de la largeur. Par ailleurs, peu de décalage en fréquence des maxima par rapport aux simulations précédentes

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

n'est constaté. Il est donc envisageable de réduire localement la largeur de la membrane de 60 à 30 micromètres sans sacrifier les performances RF. De la même manière que précédemment, un dispositif optimal nécessiterait une nouvelle étude des *stubs* radiaux pour maximiser les performances.

La deuxième solution pour préserver les contacts capacitifs du SPDT consisterait plus simplement à changer de type de diélectrique. Le matériau, qui allierait le meilleur rapport permittivité/rugosité de dépôt à une tenue au HF, serait à l'heure actuelle l'alumine [38] (permittivité de 9). On a donc simulé le dispositif SPDT complet avec le nitrure de silicium des contacts capacitif remplacé par de l'alumine.

Les paramètres *S* obtenus sont sensiblement les mêmes que ceux correspondant au nitrure de silicium mis à part une augmentation de l'ordre de 6dB du niveau d'isolation. Cette seconde solution apparaît donc comme étant la meilleure car elle présente deux avantages : il y a moins d'aléas sur la réalisation technique d'un tel contact d'une part, elle ne nécessite pas de nouvelles études du circuit associé au SPDT pour sa mise en oeuvre d'autre part. Toutefois l'alumine ne peut être déposée dans tous les laboratoires et notamment à l'EMN.

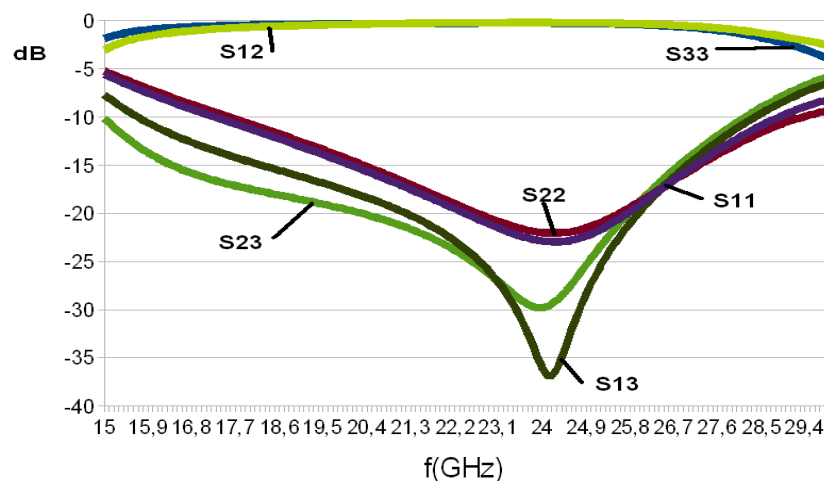


fig. 168 : Paramètres S simulés d'un dispositif avec contact capacitif à base d'alumine (voie passante 2, voie bloquée 3 et entrée 1)

IV.2. Mise en oeuvre technologique des solutions alternatives

Le paragraphe précédent proposait plusieurs méthodes pour conserver un contact capacitif après les étapes de libération. La meilleure, mais également la plus simple des solutions, consistait à remplacer le nitrure de silicium par de l'alumine, cependant de tels dépôts n'étaient pas réalisables au sein de l'I.E.M.N. Il a donc été décidé d'explorer d'autres pistes. La première fut de remplacer les couches de chrome utilisées pour l'encapsulation du contact et la seconde était basée sur le principe de la capacité flottante présentée ci-avant qui s'avère être une solution plus difficile à mettre en oeuvre mais également plus originale.

Comme indiqué en **Chapitre III. III**, l'utilisation de l'alliage TiW à la place du chrome pour l'encapsulation du contact permet de réduire les risques de sous gravure du contact puisque le dépôt de TiW est plus étanche. De plus, avec une telle encapsulation, il est inutile de recourir à l'emploi de barrières anti-diffusion, comme c'était le cas avec le chrome. Toutefois, il s'avère difficile d'éviter la formation du TiWN lors du procédé technologique et la gravure de ce dernier alliage est trop destructive pour les composants. Cette solution, bien qu'elle ait permis d'obtenir des structures à tester, n'est pas une solution suffisamment stable pour être retenue.

Pour le *run* technologique suivant, il a dès lors été décidé de tester la solution à base de capacité flottante, à défaut de pouvoir déposer de l'alumine. Les niveaux 4,5 et 6 à savoir, l'ouverture du chrome pour l'encapsulation, le contact et la membrane ont été régénérés pour réaliser les capacités flottantes. Les changements consistaient essentiellement à changer certaines marges pour les niveaux 4 et 5. Pour le niveau 6, la largeur des membranes entre les zones d'actionnement a été changée. Pour ce *run* spécifique, elle présentait une section constante plus large que les bras de décorrélation et plus fine que la zone de contact initiale. Ainsi les déflexions devaient être suffisantes tout en gardant une largeur de membrane adéquate pour garantir une polarisation correcte et donc une fréquence de coupure proche de celle souhaitée.

Des problèmes d'ordre technologique, notamment un dérèglement du bain d'électrolyse, ont fait qu'il s'est avéré impossible de tester les structures obtenues à la

IV. Rétro-simulations et améliorations technologiques

fin de ce *run*. En effet, compte tenu de la très mauvaise planarité entre le moule d'oxyde de silicium et l'or électrolysé, les membranes ont été détériorées par des sous gravures issues d'infiltrations d'attaque KI lors de la formation des ergots. Pour les mêmes raisons de planarité et de recouvrement de marche qui en découlent, les couches d'encapsulation se brisaient lors de la libération au HF, ce qui provoquait des contraintes et le flambement des membranes. Cependant, bien que les structures finalement obtenues ne fussent pas viables pour des caractérisations RF, on a constaté que les capacités flottantes étaient préservées durant la libération bien que les infiltrations aient été importantes. En effet, l'or situé au dessus du nitrure ne se décolle pas lors de la libération, preuve que le nitrure a été préservé car dans le cas contraire on assisterait à une délamination de la couche supérieure d'or, voire à son décollement complet. La solution alternative à base de capacité flottante serait donc envisageable d'un point de vue purement technologique mais les performances RF n'ont pas pu être validées.

Conclusion

Ce chapitre avait pour but de présenter à la fois le procédé de fabrication et les résultats technologiques issus des différents runs technologiques. En ce qui concerne le procédé de fabrication, l'ensemble des étapes ainsi que leurs problématiques et optimisations ont été présentées, une fois le choix des matériaux explicité.

Plusieurs campagnes de réalisation technologique ont été réalisées à partir du procédé précédemment élaboré. Pour certains runs, des petites variations ont été apportées afin de tester des meilleures solutions d'encapsulation, point critique du procédé. Les composants issus de ces différentes campagnes ont été caractérisés sous station sous pointes puis étudiés optiquement par interférométrie avant d'être enfin éventuellement caractérisés de manière RF.

Il est apparu que les tensions d'actionnement des structures dépendaient fortement de l'allure des membranes, qui elle, était fonction des contraintes internes, de l'empilement des couches ou encore des étapes de libération... L'emploi d'un alliage de TiW pour l'encapsulation du contact a permis de diminuer la déformation des membranes et par là même les tensions de *pull-in*, jusqu'à obtenir des valeurs de l'ordre d'une dizaine de volts, ce qui est proche des valeurs simulées. Les déflexions non mesurées se sont révélées être optiquement importantes et suffisantes d'un point de vue RF.

Les caractérisations RF du système ont illustré tout d'abord le très bon fonctionnement des transitions en accord avec les simulations électromagnétiques. Les performances du commutateur en termes, tant d'isolation que d'adaptation, étaient également conformes à celles simulées, mis à part un décalage fréquentiel. Des rétro-simulations ont permis d'illustrer la pertinence de l'origine du décalage ainsi que d'étudier des solutions alternatives pour conserver un contact capacitif de bonne facture.

Ainsi, il a été prouvé que le système complet fonctionne tant d'un point de vue mécanique que RF mais que la détérioration du contact lors de la libération

Conclusion

empêche une caractérisation systématique des composants. Des études technologiques d'un contact alternatif ont eu lieu, cependant les aléas technologiques et le manque de temps ont fait que peu de résultats sont pour l'instant utilisables. Le principe de capacité flottante n'est validé que d'un point de vue technologique et nécessiterait une nouvelle étude RF pour optimiser les performances. La solution la plus simple et qui présenterait le moins de temps d'étude serait l'emploi d'une couche d'alumine en guise de diélectrique.

En parallèle de l'étude et la réalisation du composant, il a paru important de s'attacher aux aspects encapsulation de l'ensemble du dispositif. L'ensemble de cette étude est présentée dans le chapitre IV.

Bibliographie Chapitre 3

- [1] G.G. Stoney, "The tension of metallic films deposited by electrolysis", Proc. Roy. Soc. A82, pp. 172-175, 1909
- [2] G. Chen, "On the Physics of Purple-Plague Formation, and the Observation of Purple Plague in Ultrasonically-Joined Gold-Aluminum Bonds", IEEE Transactions on parts, materials and packaging, Vol3, Issue 4, pp. 149-153, December 1967.
- [3] K. R. Williams, K. Gupta and M. Wasilik, "Etch Rates for Micromachining Processing—Part II", Journal of Microelectromechanical Systems, VOL. 12, NO. 6, pp.761-778, December 2003.
- [4] W. Fang, J. A. Wickert, "Determining Mean and Gradient Residual Stresses in thin films using micromachined cantilevers", Journal of Micromechanics and Microengineering, vol.6, pp.301, 1996.
- [5] S. Greek and N. Chitica, "Deflection of surface-micromachined devices due to internal, homogeneous or gradient stresses," Sensors and Actuators, vol.78, pp. 1-7, 1999.
- [6] H. Guckel, D. Burns, C. Rutigliano, E. Lovell, B. Choi, "Diagnostic microstructures for the measurement of intrinsic strain in thin films", J. Micromechanics and Microengineering, vol. 2, pp. 86-95, 1992.
- [7] D.W. Hoffman, "Internal stresses in Cr,Mo,Ta,and Pt films deposited by sputtering from a planar magnetron source", American Vacuum society, Vol20, pp. 355-358, March 1982.
- [8] D.W. Hoffman, "Perspective on stresses in magnetron sputtered thin films", American vacuum society, Vol A12, pp. 953-961, July-August 1984.
- [9] S. Kal, A. Bagolini, B. Margesin, M. Zen, "Stress and resistivity analysis of electrodeposited gold films for MEMS application", Microelectronics Journal, vol.37, pp.1329-1334, 2006.
- [10] Luo Chen, "Microfabrication of Heterogeneous, optimized Compliant Mechanisms", Sunfest 2001.
- [11] B. P. Van Drieënhuizen, J. F. L. Goosen, P. J. French, R. F. Wolffenbuttel, "Comparison of Techniques for measuring both compressive and tensile stress in thin films", Sensors And Actuators A, vol.37-38, pp.756, 1993.

Bibliographie Chapitre 3

- [12] N. Chatuverdi, U.zeimer, J. Würfl and G. Tränkle, "**Mechanism of ohmic contact formation in AlGaN/ GaN high electron mobility transistors**" Semiconductor science and technology, Vol 21, pp. 175-179, January 2006.
- [13] K. Williams and R. Muller, "**Etch Rates for Micromachining Processing**", Journal of MEMS, Vol. 5, No. 4, pp. 256-269, Dec 1996.
- [14] J. R. Rairden, C.A. Neugebauer, R. A. Sigsbee, "**Interdiffusion in Thin Conductor Films- Chromium/ Gold, Nickel/Gold and Chromium Silicide/Gold**", Metallurgical Transactions, vol.2, pp. 719-722, 1971.
- [15] R. E. Thomas, G. A. Haas, "**Diffusion measurements in thin films utilizing work function changes : Cr into Au**", Journal of Applied Physics, vol.43, n°12, pp. 4900-4907, 1972.
- [16] D. C. Miller, C. F. Herrmann, H. J. Maier, S.M. George, C. R. Stoldt, K. Gall, "**Thermo-mechanical evolution of multilayer thin films: Part I. Microstructure evolution in Au/Cr/Si microcantilevers**", Thin Solid Films, vol. 515, pp. 3208-3223, 2007.
- [17] D. C. Miller, C. F. Herrmann, H. J. Maier, S.M. George, C. R. Stoldt, K. Gall, "**Thermo-mechanical evolution of multilayer thin films: Part II. Microstructure evolution in Au/Cr/Si microcantilevers**", Thin Solid Films, vol. 515, pp. 3224-3240, 2007.
- [18] D. C. Miller, C. F. Herrmann, H. J. Maier, S. M. George, C. R. Stoldt, K. Gall, "**Intrinsic stress development and microstructure evolution of Au/Cr/Si multilayer thin films subject to annealing**", Scripta Materialia, vol.52, pp.873-879, 2005.
- [19] D. Miller, C. Herrmann, H. Maier, S. George, C. Stoldt, K. Gall, "**Morphology and Micro-structure Evolution of Multilayer Au/Cr/Si Thin Films Subject to Annealing**", Materials Research Society Symp. Proc. Vol. 854E, 2005.
- [20] A. Baeri, V. Raineri, F. La Via, V. Puglisi and G.G. Condorelli, "**Environment influence on Ti diffusion and layer degradation of a SiC/Ni₂Si/TiW/Au contact structure**", Journal of Vacuum Science & Technology B, Vol.22, No.3, pp. 966-970, 2004.
- [21] K.-P. Hsueh, K.-C. Chiang, C. J. Wang, Y.-M. Hsin and C.W. Litton, "**High reflectivity and thermal-stability Cr-based reflectors and n-type ohmic contact for GaN-based flip-chip light-emitting diodes**", Gallium nitride materials and devices, vol. 6121, pp. 61210V.1-61210V.8, San Jose, California, USA, 23-25 January 2006.

Bibliographie Chapitre 3

[22] www.adixen.com

[23] M. Armacost, K. P. Muller, P. D. Hoh, M. D. Naeem, R. Wise, S. Srinivasan, W. Yan, H. Y. Ng *et al*, "Plasma-etching processes for ULSI semiconductor circuits", IBM J. RES. DEVELOP VOL 43 NO 1/2 JANUARY/MARCH, 1999.

[24] V.L. Rabinovich, R.K. Gupta and S.D. Senturia, "The effect of release-etch holes on the electromechanical behaviour of MEMS structures", Solid State Sensors and Actuators, TRANSDUCERS '97, Vol2 pp1125-1128, Chicago, 1997.

[25] Y.-I. Lee, K.-H. Park, J. Lee, C.-S. Lee, H.J. Yoo, C.-J. Kim, Y.-S. Yoon, "Dry release for surface micromachining with HF vapor-phase etching", Journal of Microelectromechanical Systems, Volume 6, Issue 3, pp226 - 233, Sep 1997.

[26] Y. Fukuta, H. Fujita and H. Toshiyoshi, "Vapor Hydrofluoric Acid Sacrificial Release Technique for Micro Electro Mechanical Systems Using Labware", Journal of Applied Physics, Vol. 42, pp3690-3694, 2003.

[27] R. Robin, S. Touati, K. Segueni, O. Millet et L. Buchaillet, "A new four states high deflection low actuation voltage electrostatic MEMS switch for RF applications", IEEE Design test Integration and packaging of MEMS and MOEMS, DTIP '08, pp.56-59, 9-11 april, Nice, France, 2008.

[28] S. Touati, N. Lorphelin, A. Kancierzewski, R. Robin, A.-S. Rollier, O. Millet et K. Segueni, "Low actuation voltage totally free flexible RF MEMS switch with antistiction system", IEEE Design test Integration and packaging of MEMS and MOEMS, DTIP '08, pp.66-70, 9-11 april, Nice, France, 2008.

[29] J. Oberhammer and G. Stemme, "Active opening force and passive contact force electrostatic switches for soft metal contact materials", Journal of microelectromechanical systems, Volume 15, n°5, pp.1235-1242, 2006.

[30] O. Millet, "RF MEMS Switch A Flexible And Free Switch Membrane", Brevet N°WO2006099945.

[31] G. M. REBEIZ, "RF MEMS : Theory, Design and Technology", Wiley-Interscience, John Wiley & Sons publication, 2003.

[32] C.-H. Kim, Y. Hong, S. Lee, S. Kwon, I. Song, "Force Coupled Electrostatic RF MEMS SP3T Switch", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1281-1284, San Francisco USA, 11-16 June 2006.

Bibliographie Chapitre 3

[33] H. D. Espinosa, B. C. Prorok and B. Peng, "**Plasticity size effects in free-standing submicron polycrystalline FCC films subjected to pure tension**", Journal of the Mechanics and Physics of Solids, Volume 52, Issue 3, pp. 667-689, March 2004.

[34] G. Gioia and X. Dai, "**Surface Stress and Reversing Size Effect in the Initial Yielding of Ultrathin Films**", Journal of applied Mechanics, Volume 73, pp. 254-258, March 2006.

[35] L.N. Ramanathan and D. Mitchell, "**Development of an etchant for selectively etching TiWNx in the presence of electroplated 95%Pb-5%Sn solder**", Electronic Components and Technology Conference, Volume 50, pp. 837-843, 2000.

[36] W. H. Lytle, "**Method of chemically etching TiW and/or TiWN**", US patent n° 4787958.

[37] M. Datta and R. V. Shenoy, "**Selective etching of TiW for C4 fabrication**", US patent n° 5462638.

[38] J.C. Orlianges, A. Pothier, D. Mercier, P. Blondy, C. Champeaux, A. Catherinot, M.I. De Barros and S. Pavant, "**Application of aluminum oxide and ta-C thin films deposited at room temperature by PLD in RF-MEMS fabrication**", Thin Solid Films, Volume 482, Issues 1-2, pp. 237-241, June 2005.

Chapitre 4 :

Encapsulation des commutateurs MEMS RF

Introduction

Les commutateurs MEMS ont souffert d'une mauvaise publicité du fait de leur manque initial de fiabilité. La difficulté et le coût d'encapsulation de ces composants n'ont rien arrangé quant à l'opinion que l'on pouvait avoir sur eux. Pour répondre aux besoins des commutateurs en terme de *packaging* de nombreuses études ont vu le jour afin de proposer une solution fiable et si possible à bas-coût. Le problème est que, compte tenu qu'il existe autant de procédés de fabrication que de commutateurs, une compatibilité systématique (température, RF, matériaux...) peu onéreuse s'avère impossible. Il faut donc développer ou tout au moins adapter une solution pour chaque composant.

Dans cette optique, un bref état de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF sera proposé avant d'étudier plus en détail les solutions qui utilisent un chauffage localisé. La solution qui paraît la plus prometteuse et qui répond aux besoins de la structure SPDT sera alors présentée puis validée à la fois par des modélisations analytiques et des simulations thermo-électriques par éléments finis. Une étude de l'influence d'une telle encapsulation sur les performances RF sera alors réalisée avant de conclure sur les choix technologiques nécessaires pour limiter l'impact de l'encapsulation sur la transmission. Enfin, les premiers résultats technologiques seront présentés.

L'étude de l'encapsulation est un sujet de recherche récent sous bien des abords, on retrouve donc nombre d'anglicismes comme dans tous les domaines technologiques actuels, notamment au niveau des techniques d'encapsulation par substrat entier (*wafer level packaging* WLP). Il a été décidé de conserver les termes anglais pour décrire ces différentes techniques pour plus de clarté d'un point de vue des développements actuels de ces recherches.

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

I.1. De la nécessité d'utiliser un *packaging*

Compte tenu des dimensions des MEMS, l'influence des perturbations du milieu extérieur à cette échelle est des plus importante. La nature délicate des composants et la compatibilité de l'encapsulation avec les procédés de fabrication font qu'à l'heure actuelle le coût du *packaging* représente entre 60 et 80% du coût total de fabrication d'un composant RF MEMS. Dans cette optique, on a assisté depuis quelques années à une innovation constante afin de réduire les coûts et d'optimiser l'encapsulation des MEMS.

Lorsque l'on étudie l'importance du *packaging* d'un MEMS, on peut retenir quatre critères primordiaux : la protection, l'herméticité, l'interconnexion et la dissipation thermique. En ce qui concerne la protection, il s'agit de préserver le composant encapsulé du milieu extérieur. Il faut donc éviter que des particules extérieures n'entrent en contact ou ne polluent le MEMS.

Le deuxième critère, l'herméticité, permet de garantir des conditions atmosphériques constantes à l'intérieur du *packaging*. Qu'il s'agisse de vide primaire ou de simples conditions de pression et d'humidité, la tenue à long terme de ces consignes dépendra de la qualité de l'herméticité. A l'heure actuelle, la meilleure performance réside en une encapsulation capable de garder un vide primaire pendant au moins un an [1].

Sur un autre plan, l'interconnexion est une des fonctions les plus importantes que le *packaging* doit réaliser. Il faut relier les connexions hors *packaging* et celles du composant, la passerelle entre les deux étant le dispositif d'encapsulation. Actuellement il y a trois écoles pour les interconnexions électriques. La première consiste en du *wirebonding* comme illustré ci-après où une portion de fil est soudée entre deux *pads* pour réaliser le lien.

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

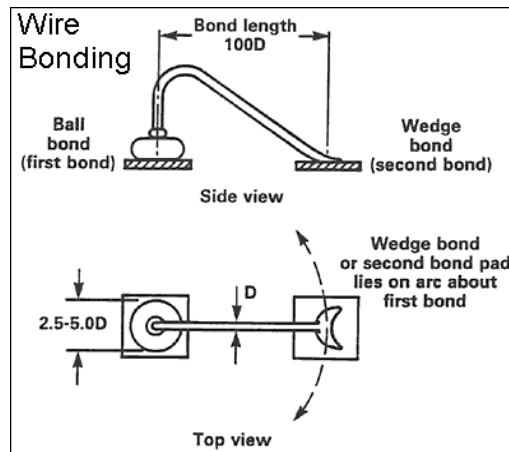


fig. 169 : Description schématique du wire bonding [2]

Ce procédé n'est possible que pour des fréquences inférieures à 20GHz, puisqu'il y a du rayonnement à des fréquences supérieures, et s'avère très difficile passé le cap des 5GHz. Le deuxième moyen de réaliser les interconnexions est d'utiliser des trous métallisés (*vias*) avec ou sans *bumps* en métal pour le contact électrique [3,4]. Enfin, il y a une dernière technique courante d'interconnexion *packaging*-composant. Elle utilise des lignes recouvertes qui traversent le *packaging*. Des brevets ont été déposés pour réaliser le passage des lignes par le dessus du capot [5]. Des configurations hybrides sont également utilisées mélangeant les trois techniques.

Enfin, le *packaging* doit permettre la dissipation de la chaleur afin d'éviter une surchauffe du composant. Cette fonction très importante en microélectronique n'est nécessaire au niveau des MEMS RF qu'en cas de transmission de fortes puissances. Cependant, s'il s'avère que la dissipation thermique est insuffisante, des flambements de la structure micro-mécanique peuvent avoir lieu et ainsi détériorer la structure.

1.2. Niveaux de *packaging*

On distingue plusieurs niveaux de description d'un système. Selon la partie packagée et le type d'interconnexion utilisé, on définira plusieurs niveaux de *packaging*. Plus généralement lorsque l'on parle de *packaging* de MEMS, on utilise deux grandes distinctions : *Die Level* et *Wafer Level*. Pour le premier cas, le *packaging* se fait

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

composant par composant tandis que pour le second, plusieurs composants peuvent être emballés en une même opération, notamment pour un *wafer* complet d'où l'appellation.

Levels of packaging

- L0: Features on chip
- L1: Chip
- L2: Chip carrier
- L3: Card
- L4: Board
- L5: Cables

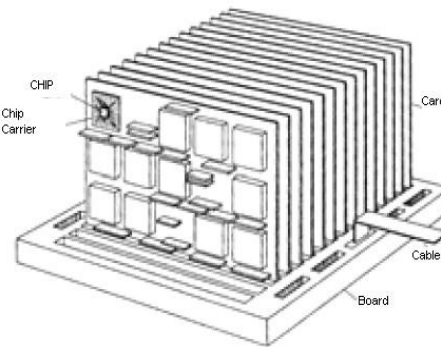


fig. 170 : Niveaux de packaging [6]

Enfin, il existe une dernière distinction au niveau du vocabulaire, certains types de *packaging* sont désignés par *0 level packaging*. Ce terme est utilisé lorsque certaines étapes du *packaging* sont réalisées avant découpage des composants ; c'est le cas de tous les *wafer* levels. On peut donc à loisir utiliser l'un ou l'autre terme pour désigner ces techniques d'encapsulation.

Economiquement parlant, il est évident qu'un *packaging* sur un substrat complet est plus attrayant que composant par composant. Toutefois, il faut trouver alors l'encapsulation compatible avec le processus de fabrication du composant et qui présente les performances souhaitées en terme d'herméticité et de facilité d'interconnexion. Cet objectif n'est pas aisément réalisable comme le démontrent les différents types de *packaging* existants.

1.3. Différents types de *packaging*.

On distingue trois genres de *packaging* : la simple encapsulation, les *packages "in situ"* et les *wafer level packagings* (WLP). Ces derniers seront plus amplement

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

détaillés car ils sont plus variés et sources d'innovation constante. Pour l'ensemble des packagings, seront présentés le principe avec ses caractéristiques (matériaux, pression, température ...), puis les avantages et inconvénients de chaque technique.

1.3.1. L'encapsulation simple

L'encapsulation simple est le premier procédé qui a été utilisé. Un contenant pour le composant est créé indépendamment de celui-ci. On place alors le composant dans le boîtier avant de le sceller. Les interconnexions sont réalisées généralement dans ce cas par du *wire bonding* entre des *pads* situés sur le boîtier et une interface DIP (*Dual In-line Package*) ou SOP (*Small Outline Package*).

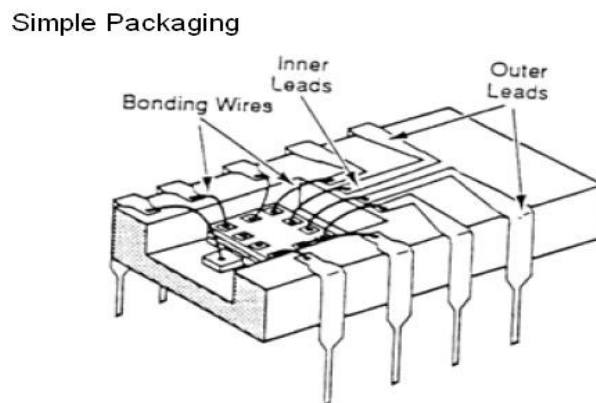


fig. 171 : Exemple d'encapsulation simple [6]

Les matériaux utilisés sont principalement des matières plastiques ou des céramiques. Il n'y a pas de conditions particulières de température ou de pression. Ce type d'encapsulation est compatible avec tous les dispositifs, toutefois il est très onéreux et présente un encombrement important dû notamment à l'espacement entre les *pads* de sortie (pitch). De plus, il n'est pas adapté aux hautes fréquences en raison de la présence d'interconnexions rayonnantes (*wire bonding* entre autres). Ce type de *packaging* est notamment utilisé pour des démonstrateurs ou certains types d'accéléromètres ou de gyroscopes par exemple [7].

1.3.2. *In situ packaging / cavity packaging / shells packaging*

Cette deuxième possibilité de *packaging* est basée sur une couche sacrificielle, généralement du SiO₂ ou du polymère [8], qui permet de créer une cavité artificielle dans laquelle est logé le composant. Un processus typique par usinage de surface est présenté ci-après. Cette technique est réalisable également en usinage de volume en remplissant une cavité préalablement réalisée par gravure.

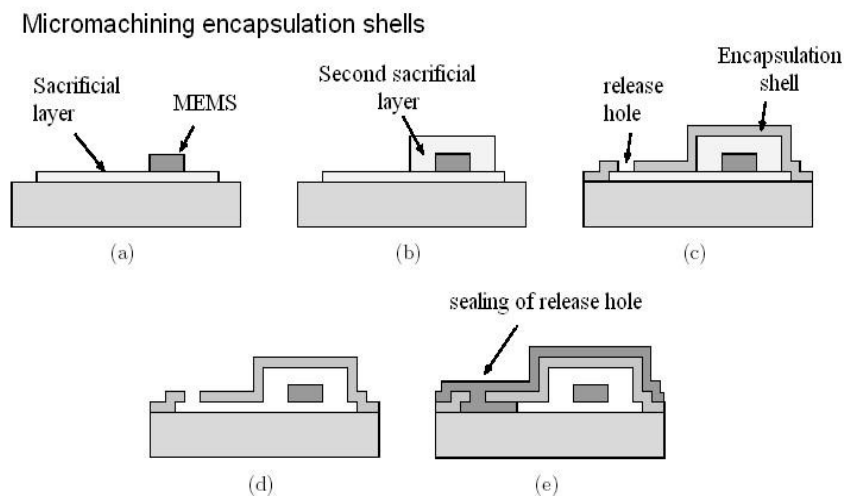


fig. 172 : *Encapsulation In situ* [29]

Les matériaux généralement utilisés sont : des dépôts LPCVD pour l'usinage de surface; des polymères photosensibles ou des polymères qui se décomposent lors d'une élévation de température pour l'usinage de volume [9]. Dans le cas d'un dépôt LPCVD, les températures pour les dépôts sont très élevées (>800°C). Pour les matériaux photosensibles, le procédé est moins chaud (de l'ordre de 250°C). L'avantage principal de ces techniques réside dans l'encombrement réduit produit par le dispositif encapsulé. L'inconvénient majeur provient de la température des dépôts non compatible avec beaucoup de dispositifs pour la technologie chaude et une herméticité discutable pour la technologie froide. De plus, des problèmes de capillarités peuvent intervenir lors de la libération, qui peut se révéler délicate, ou encore des redépôts assez fâcheux.

1.3.3. Wafer level packaging

Les techniques de *Wafer Level packaging* peuvent être classées en trois grandes catégories : "Surface Bonding" où deux wafers sont mis en contact directement; "Metal Layer Bonding" où deux wafers sont assemblés à l'aide d'une couche métallique; "Insulated Layer Bonding" où deux wafers sont assemblés à l'aide d'une couche non métallique. Toutes ces techniques ont des performances et des domaines d'applications variés.

1.3.3.1. Surface bonding

On distingue trois types de "Surface Bonding" : "l'anodic bonding", "le fusion (ou direct) bonding" et enfin "le surface activated bonding". Pour l'ensemble de ces méthodes d'encapsulation, une bonne adhérence entre les surfaces est nécessaire. L'état de surface est donc très important et un pré-traitement des wafers est requis. De plus, les connexions dans le plan sont très délicates et mêmes quasi impossibles avec ce type de *bonding*.

- **L'anodic Bonding**

Pour ce premier surface *bonding* le principe est d'appliquer une différence de potentiel entre les deux wafers tandis que ceux-ci sont chauffés à température moyenne. Les matériaux employés pour ce *bonding* sont verre sur verre, verre sur silicium, verre sur métal ou encore silicium sur silicium. Les températures sont de l'ordre de 300°C et la tension généralement comprise entre 200 et 1700V [10-12]. Cette technique est très fiable. Elle offre une bonne qualité de scellement tout en assurant l'herméticité. Par contre, les conditions de *bonding* sont assez extrêmes en termes de température et de tension sans compter la qualité requise des états de surface. Plusieurs types d'accéléromètres ont été commercialisés après encapsulation par cette méthode.

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

- **Le Fusion (ou direct) bonding**

Ce type de *bonding* n'utilise pas une tension élevée comme la technique précédente mais les forces induites entre deux surfaces traitées hydrophilement. Un recuit à haute température est alors effectué afin de stabiliser le *bonding* [13,14]. Cette technique est compatible avec toutes sortes de matériaux pour peu que ceux-ci aient les surfaces adéquates. Il est même possible de réaliser du fusion *bonding* entre des polymères, le recuit n'étant pas effectué dans ce cas [15]. Il est possible d'obtenir une bonne herméticité avec cette technique, cependant, la nécessité de traitement des surfaces et les hautes températures de recuit ne sont pas adaptées pour de multiples applications.

- **Le surface activated bonding**

Pour ce dernier type de surface *bonding*, la température et la tension n'interviennent pas. Seule la force entre les atomes de deux surfaces solides est utilisée (Force de Van der Waals par exemple). Les matériaux compatibles avec ce procédé sont : Al, Cu, Ag, Au, Sn, Ti, Ni, SiC, Si₃N₄, Al₂O₃, AlN et Si [16]. Les surfaces sont préparées par gravure sèche et le *bonding* est réalisé à température ambiante ce qui constitue son avantage principal puisque la fiabilité et l'herméticité de ce *bonding* ne sont pas reconnues.

1.3.3.2. Metal layer bonding

Le principe général des "metal layer bondings", comme son nom l'indique, est d'assembler deux surfaces par l'intermédiaire d'une troisième couche métallique située entre les deux premières. Ce type de *wafer level* compte trois grandes catégories : "eutectic bonding", "thermocompression bonding" et enfin "solder bonding".

- **L'eutectic bonding**

Lors d'un eutectic *bonding*, la couche intermédiaire est composée de certains alliages ou de matériaux spécifiques dont le mélange avec les surfaces en contact offre

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

une température de fusion inférieure à celles des deux couches isolées. Le *bonding* est créé lorsqu'une pression est exercée à la température eutectique. Les alliages principalement utilisés pour ce *bonding* sont les suivants : Au 97% Si 2,3% et Sn 62% Pb 38%. Les températures sont relativement faibles : 363°C pour le premier alliage et 183°C pour le second [17]. D'autres alliages sont également utilisés comme Au/TiN [18] ou Au/Sn [19] ou encore Au/Ge mais restent minoritaires ou interdits maintenant. La pression dépend de la température et du temps de *bonding*, et la qualité du *bonding* augmente avec la température. Du fait de la relativement faible température nécessaire ce *bonding* est particulièrement attrayant d'autant plus que le premier alliage est compatible avec de nombreux procédés de fabrication de microsystemes. Le seul bémol est l'hermiticité discutée de ce *bonding* lorsqu'il est opéré à à peine la température eutectique et non à une température supérieure car le scellement n'est pas uniforme sur l'ensemble du substrat [20].

- **Le thermocompression bonding**

Le principe de ce *bonding* est d'appliquer une forte pression à haute température pour déformer une couche métallique et créer ainsi un *bonding* sur la couche inférieure. Les matériaux opérationnels avec cette technique sont : Au sur Au, Au sur Al, Al sur Al et enfin Al sur verre. Les températures habituellement mises en oeuvre sont de l'ordre de 350-400°C [21,22]. Le point critique est la pression qui est typiquement de 300 MPa. Ce *bonding* est un des plus simples à réaliser, toutefois le scellement obtenu est de qualité bien moindre comparé à un *bonding* anodique ou même eutectique.

- **Le solder bonding**

Pour ce dernier metal layer *bonding*, une soudure métallique est déposée sur la couche inférieure. On met alors en contact la couche supérieure avec les soudures et on chauffe le dispositif à la température de fusion de la soudure pour réaliser le *bonding*. On retrouve comme matériaux de soudures de nombreux métaux, mais l'or est celui qui est généralement utilisé car il permet également de réaliser des interconnexions par bumps [23,24]. Les températures sont élevées, approchant les

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

800°C, toutefois, moyennant certains dispositifs, il est possible de réaliser des chauffages de soudure localisés par ultra-sons [25] ou micro-ondes [26]. Ce *bonding* offre une bonne herméticité à condition de bien monter en température. Il faut faire attention aux dégazages lors de ces montées en température et bien choisir le type de soudure. Il faut reconnaître qu'à l'heure actuelle le procédé est difficile à contrôler et sa fiabilité est souvent remise en cause mais de nombreuses études sont encore en cours [27]. Le même type de *bonding* peut être employé dans la réalisation de report de type flip-chip [28].

1.3.3.3. Insulated layer bonding

Pour ce dernier type de *wafer level packaging*, une couche intermédiaire non métallique est utilisée afin de réaliser le *bonding*. On distingue deux types de "insulated layer bonding" : "l'adhesive bonding" et "le glass frit bonding". L'avantage principal de ces technologies est la souplesse d'utilisation qui permet de former la couche de *bonding*, cependant l'herméticité n'est pas possible avec ces dispositifs du fait du dégazage des matériaux.

- **L'adhesive bonding**

Le principe est le même que pour du solder *bonding* ou de l'eutectic *bonding* sauf que la couche de *bonding* est réalisée à base de polymère. La couche polymère est compatible avec de nombreux matériaux. De même, le choix du polymère apporte une souplesse d'utilisation intéressante. Les températures en jeu vont de la température ambiante à 300°C mais sont généralement inférieures à 180°C. Les pressions sont faibles, elles sont présentes uniquement pour assurer un contact intime entre les couches. Cette technologie a le mérite d'être très adaptable, pas chère et convient tout particulièrement à une utilisation RF notamment le BCB (benzocyclobutène). Elle présente par contre également de grandes contre-indications : une herméticité nulle, un dégazage des matériaux et une fiabilité à long terme inconnue à l'heure actuelle. Cette technique est utilisée lorsque l'herméticité n'est pas critique et a le mérite de proposer une alternative pour des scellements haute température [29-31].

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

- **Le glass frit bonding**

Pour ce type de *wafer bonding*, une pâte de verre est déposée sur l'une ou les deux couches à assembler. On chauffe alors après avoir mis en contact les surfaces, et le scellement est créé suite à la fonte du verre. Les matériaux compatibles sont ceux auxquels adhère le verre [32]. Les températures en jeu sont hautes : entre 400 et 1100°C. Le principal avantage de ce *bonding* est sa fiabilité et la qualité du *bonding* réalisé. Le problème vient plutôt des hautes températures nécessaires et du dégazage du dioxygène contenu dans le verre à ces températures.

I.3.3.4. Tableau récapitulatif

Le tableau suivant présente une vue d'ensemble récapitulative des différentes techniques de *wafer level bonding* [29].

Technique	Température °C	Hermiticité	Fiabilité	Qualité du scellement MPa	Commentaires
Surface bonding					
anodic	Moyenne 200-500	OUI	+	>30	Surfaces planes, tension élevée
fusion	Très haute 700-1400	OUI	+	>20	Surfaces planes et traitées
surface activated	Très basse ambiante-200	OUI	+-	>10	
Metal layer bonding					
eutectic	Moyenne 180-400	OUI	+-	20	Insensible aux particules
thermo-compression	Haute 350-500	Dépend	+-	10	Très haute pression
solder	Basse 180-300	OUI	+-	NC	Insensible aux particules
Insulated layer bonding					
adhesive	Basse Ambiante-300	NON	+-	10-25	Insensible aux particules, versatile
glass frit	Haute >400	OUI	+	NC	

I. Etat de l'art de l'encapsulation des commutateurs RF

Ces différentes techniques présentent toutes des contre-indications soit du fait de la température de mise en oeuvre soit de l'herméticité de l'encapsulation ainsi créée. Il a donc été décidé d'étudier plus en détail les solutions de chauffage localisé associées au *Wafer Level Packaging*.

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

Afin de pouvoir bénéficier des avantages d'un *bonding* haute température sans en subir les inconvénients, des études concernant des techniques de chauffage localisé ont été menées. La technique la plus largement répandue pour chauffer localement est d'employer l'effet Joule : on fait passer un courant dans un matériau métallique pour le scellement qui chauffe lors de sa traversée par le courant. D'autres techniques existent comme celle qui consiste à utiliser un laser pour chauffer à certains endroits mais elles sont plus difficiles à mettre en oeuvre. Les techniques utilisant l'effet Joule les plus pertinentes seront explicitées dans cette partie avant de présenter la solution choisie.

II.1. Principe et avantages d'un chauffage localisé

Seules les techniques de *bonding* de type "metallic interlayer" ou "direct bonding" sont compatibles avec un chauffage par effet Joule. Les scellements par chauffage localisé de type eutectique ou *direct bonding* sont les plus étudiés [33,34] mais on trouve également dans la littérature des essais de *solder bonding* localisé [34] ou de la thermocompression à base d'aluminium [1,35].

Le scellement dans les différents cas est assuré par un anneau qui entoure le dispositif à encapsuler. Les différents anneaux sont reliés entre eux par un chemin résistif par lequel transite le courant qui crée la montée en température. La dissipation de la température est effectuée par le substrat et il arrive qu'une couche isolante sépare encore les parties chauffées du substrat pour diminuer encore la température au niveau des composants packagés [36]. Ce type de technique présente deux facteurs critiques. Le premier est un facteur technologique : si le chemin entre les anneaux est interrompu (incident de lithographie, ou sous gravures...) le scellement ne pourra être réalisé puisque les anneaux sont disposés en série et que l'on aura alors un circuit ouvert. Le courant ne pourra pas transiter et il n'y aura pas de *bonding*. Le second

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

facteur intervient durant le *bonding* : de par l'effet Joule, la résistivité des anneaux varie avec la température. Pour s'assurer de la température effective dans les anneaux il faudra donc connaître la résistivité en temps réel ce qui est assez délicat. Toutefois, il suffit d'avoir une température relativement haute pour satisfaire aux nécessités d'un scellement de qualité. Par exemple, que la température effective dans les anneaux soit de 600°C ou 700°C pour un *bonding* eutectique localisé importe peu.

D'un point de vue compatibilité avec le procédé de fabrication détaillé dans le chapitre précédent les solutions les plus intéressantes seraient l'eutectique ou la thermocompression toutes deux avec chauffage localisé. D'un point de vue qualitatif, il a été démontré que le scellement eutectique était de meilleure qualité que celui obtenu par thermocompression. Corollaire de la qualité du *bonding*, la première méthode est hermétique ce qui n'est pas le cas de la seconde [37].

La solution adoptée finalement serait donc un *bonding* eutectique or-silicium. Une couche d'oxyde de silicium LPCVD serait utilisée pour isoler encore plus le composant de l'influence thermique du chauffage localisé des anneaux. Les anneaux de scellement et le SiO₂ pourraient aisément être réalisés durant la fabrication du SPDT. Il suffirait alors de réaliser une cavité dans un deuxième substrat en silicium que l'on viendrait reporter et coller comme illustré ci-après.

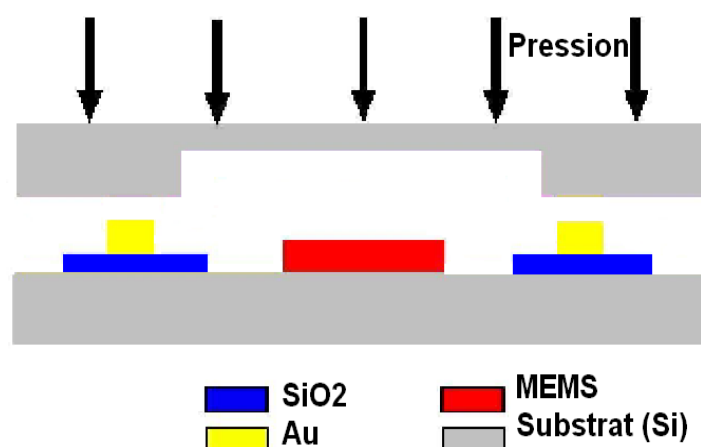


fig. 173 : Schéma de principe du scellement envisagé

Une fois le choix arrêté, il fallait s'assurer de plusieurs facteurs : tout d'abord

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

la compatibilité du chauffage localisé avec les anneaux préconisés, ensuite la bonne dissipation thermique au niveau du substrat et enfin la compatibilité de la solution avec les performances RF de la structure.

II.2. Validation de la solution envisagée

Comme énoncé précédemment, avant de tester la solution il a fallu s'assurer de son bon fonctionnement. Pour ce faire, des modélisations analytiques et des simulations par éléments finis couplées ont permis cette validation.

II.2.1. Modélisation thermodynamique analytique

La première étape de validation a été de déterminer le comportement des lignes chauffées par effet Joule. Dans cette optique une modélisation analytique du phénomène a été mise en oeuvre. La nomenclature suivante a été employée pour l'élaboration du modèle.

Symbole	Nom	Valeur	Unité	Référence
c_{au}	Chaleur spécifique de l'or	128,74@25°C	J/kg/°C	40
h_o	Epaisseur oxyde	3	µm	
h_{au}	Epaisseur or	1	µm	
J	Densité de courant	$I/h_{\text{au}}/w_{\text{au}}$	A/m ²	
k_{au}	Conductivité thermique or	315	W/m/°C	40
k_o	Conductivité thermique oxyde	1,4	W/m°C	38
L	Longueur de la ligne	2500	µm	
R_{au}	Résistivité de l'or	2,2E-8@25°C	Ωm	41
t	Temps	variable	s	
T	Température	variable	°C	
T_{ref}	Température dans la ligne	variable	°C	
T_{∞}	Température ambiante	25	°C	
X	Coordonnée	variable	m	

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

α_{au}	Diffusion thermique	variable	$m^2/s/^\circ C$	
ϵ	Variable de l'équation de chaleur	variable	$^\circ C/m^2$	
ρ_{au}	Densité de l'or	19980	kg/m^3	40
z	Epaisseur du bicouche or oxyde	4	μm	
ξ_{au}	Coefficient de résistivité	1,20E-3	$^\circ C^{-1}$	33
w_{au}	Largeur de la ligne d'or	10	μm	
I	Courant	variable	A	

Compte tenu de ce que l'épaisseur et la largeur des lignes sont très faibles devant la longueur, on a assimilé la ligne à un système à une seule dimension. De plus, vu les dimensions et le confinement de la ligne, on ne retiendra comme échanges thermiques que les échanges *via* conduction de chaleur ; radiations et convections seront négligées. La température en régime établi après *bonding* est la température ambiante soit $25^\circ C$ [38].

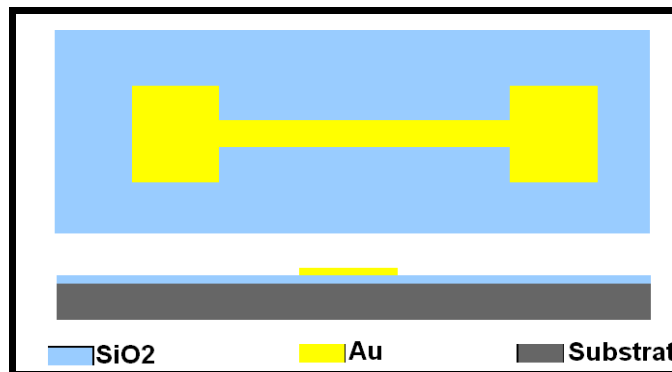


fig. 174 : Vues schématiques (dessus et coupe transversale) du modèle

Lorsque l'on dérive l'équation de la chaleur en tenant compte des deux hypothèses précédentes, on obtient l'équation suivante [39]:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{1}{\alpha_{au}} \frac{\partial T}{\partial t} + \epsilon(T - T_{ref}) \quad \text{avec} \quad \alpha_{au} = \frac{k_{au}}{c_{au}} \rho_{au} \quad ;$$

$$\epsilon = \frac{k_o F}{k_{au} z h_o} - \frac{J^2 R_{au} \xi_{au}}{k_{au}} \quad ; \quad (4.1)$$

$$T_{ref} = T_\infty + \frac{J^2 R_{au}}{k_{au} \epsilon} .$$

F correspond à un facteur qui permet de prendre en compte les flux de chaleur provenant du milieu environnant. Dans le cas d'une structure non suspendue, on

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

peut estimer que l'ensemble des flux résulte uniquement du chauffage de l'anneau d'où une valeur pour F de 1 [38]. Sachant que l'on est à température ambiante dans l'air et à la base du substrat et compte tenu des dimensions du substrat, on a les conditions aux limites suivantes :

$$\begin{cases} T(x=0, t) = T_{\infty} \\ T(x=L, t) = T_{\infty} \\ T(x, t=0) = T_{\infty} \end{cases} \quad (4.2)$$

La solution de cette équation à l'équilibre est de la forme suivante :

$$T(x)_{ss} = T_{ref} - (T_{ref} - T_{\infty}) \frac{\cosh[\sqrt{\epsilon}(x - L/2)]}{\cosh(\sqrt{\epsilon}L/2)} \quad (4.3)$$

En résolvant l'équation (4.3), on en déduit alors la température maximale à l'équilibre :

$$T_{ss, max} = T_{ref} - (T_{ref} - T_{\infty}) \frac{1}{\cosh(\sqrt{\epsilon} \frac{L}{2})} \quad (4.4)$$

A partir de (4.4) on a la température maximale à l'équilibre en fonction du courant et de la géométrie de la ligne. Pour une intensité de 0,44A la température maximale dans l'anneau est de 800°C.

La température de *bonding* eutectique de l'or avec le silicium est de 373°C, on est donc largement au dessus, ce qui permet de réduire la pression nécessaire au *bonding*. De même, le temps de *bonding* nécessaire est fortement réduit: un meilleur scellement est obtenu avec un *bonding* de 15 minutes avec un chauffage localisé plutôt qu'avec une heure en chauffage global [33].

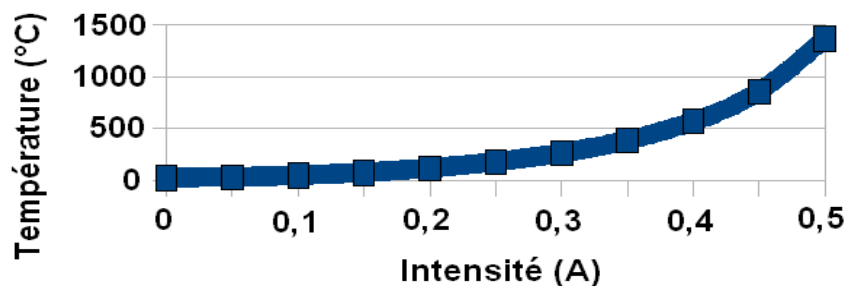


fig. 175 : Température en fonction de l'intensité pour la géométrie choisie

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

Le facteur critique au niveau de la géométrie agissant sur la température en fonction de l'intensité est l'épaisseur des anneaux d'or. Plus cette épaisseur est grande, moins l'élévation de température sera conséquente. Cependant, il a été démontré qu'une épaisseur de $1\mu\text{m}$ assure un scellement eutectique optimal ce qui explique pourquoi cette valeur a été retenue [37]. Les résultats obtenus à l'aide du calcul analytique ont été implémentés dans un logiciel par éléments finis afin de vérifier l'aspect "localisé" de ce type de chauffage.

II.2.2. Modélisation par éléments finis

Les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel Ansys, les phénomènes de convection n'ont pas été modélisés (cas critique où il n'y a pas de dissipation de température).

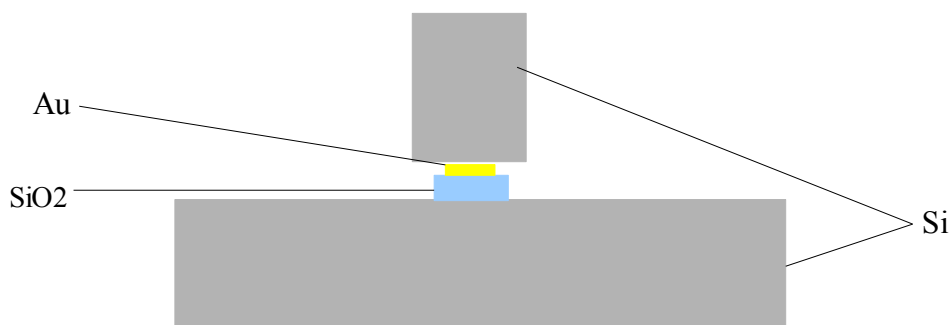


fig. 176 : Vue schématique du modèle employé

Les simulations présentent une coupe 2D de la conduction thermique de l'anneau d'or chauffé à 800°C (pour reprendre la température obtenue pour $0,44\text{A}$) dans le silicium et l'oxyde de silicium. Après simulations couplées électrothermiques, on visualise les résultats suivants :

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

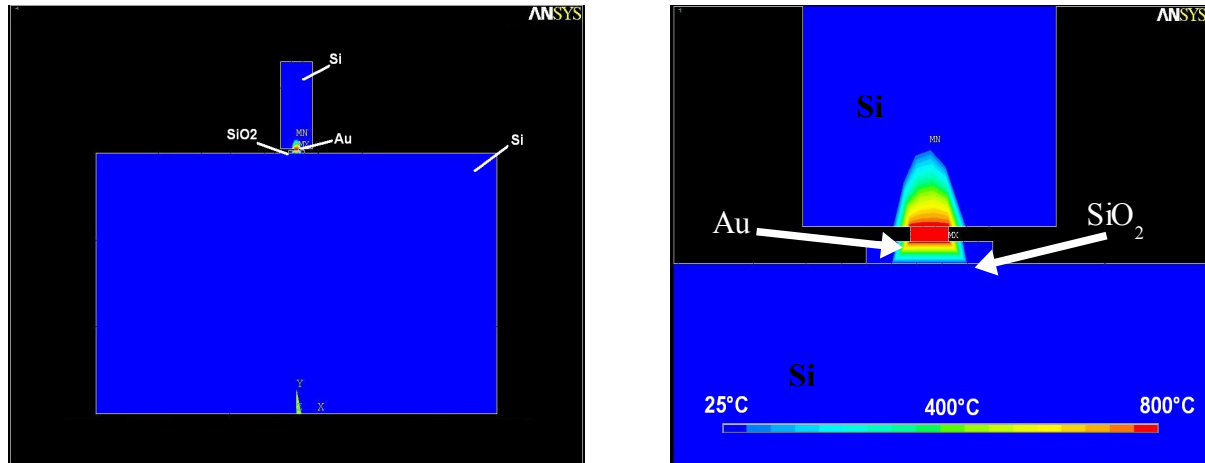


fig. 177 : Visualisation de la température à l'équilibre (vue large et zoom)

Les simulations illustrent qu'au niveau du substrat, la température ne dépasse pas les 50°C, moyennant l'emploi d'une interface d'oxyde de silicium de 3µm d'épaisseur, ce qui est en accord avec les résultats trouvés dans les publications [33]. Le chauffage de la ligne à 800°C implique l'emploi d'un courant relativement fort, il faut donc s'assurer que malgré l'ampérage utilisé il n'y ait pas de phénomènes d'électromigration.

II.2.3. Considérations sur l'électromigration

L'électromigration peut apparaître lorsqu'un conducteur subit un fort champ électrique. On assiste alors à un déplacement des atomes constituant le conducteur et ce dernier se détériore. L'électromigration de l'or apparaît pour un rapport intensité/surface de 5GA/m² [42]. Le graphique ci-après illustre la relation liant ce rapport à la longueur des lignes pour des anneaux de 10 micromètres de large.

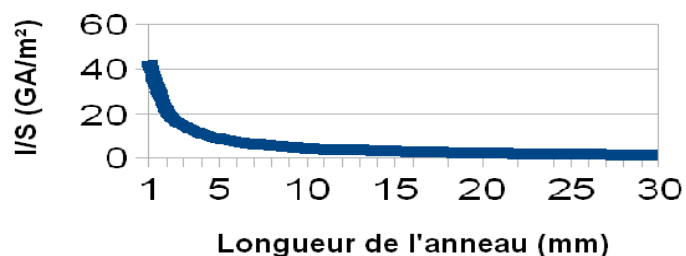


fig. 178 : Rapport I/S en fonction de la longueur des anneaux

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

Il apparaît qu'à partir de 9 mm de longueur de ligne, le rapport I/S devient inférieur à 5, limite minimale pour éviter l'électromigration. Si on considère des anneaux de 2500 μm de périmètre (400 μm de rayon environ), il faut donc au moins quatre anneaux pour éviter le phénomène d'électromigration sans compter les jonctions entre anneaux et les *pads* d'alimentation qui se rajoutent à la surface des anneaux. Ainsi si on a un grand nombre d'anneaux en série avec des larges *pads* pour l'application du courant, on évite à coup sûr le phénomène d'électromigration. Pour la validation complète il reste à déterminer l'impact sur les performances RF.

II.2.4. Etude RF de l'encapsulation

L'ultime étape de validation avant la réalisation technologique est l'étude de l'influence du *packaging* sur la RF en fonction du type de capot, des ouvertures et interconnexions ainsi que des paramètres liés à l'anneau de scellement (largeur, proximité...). Pour ce faire, plusieurs matériaux ont été testés ainsi qu'une grande gamme de paramètres afin d'isoler les points critiques et de déterminer la meilleure configuration. Le détail de cette étude sera présentée avant de conclure quant à la meilleure solution.

Pour vérifier la validité du *packaging*, des lignes coplanaires (CPW) encapsulées ont été simulées afin de quantifier l'influence sur le niveau d'adaptation et les pertes d'insertion (quantitatif uniquement pour ce paramètre).

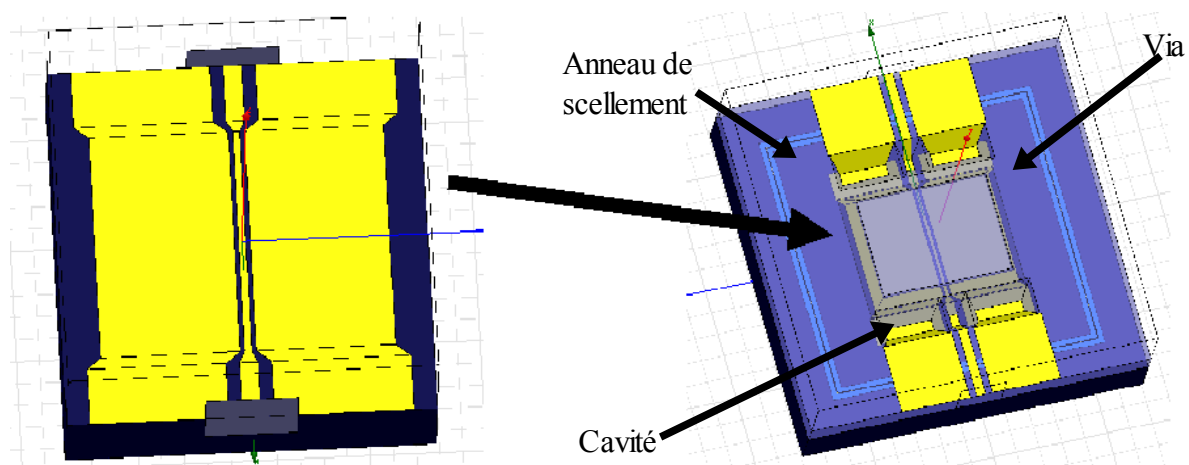


fig. 179 : Modèle des lignes CPW et modèle de test des mêmes lignes encapsulées

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

Quatre types de capot ont été étudiés :

- en silicium HR (permittivité 11,9)
- en silicium HR avec une membrane en nitrure en guise de capot en vis-à-vis des lignes CPW (permittivité 7)
- en verre pyrex (permittivité 5,5)
- en quartz (permittivité 3,78)

Les avantages et inconvénients de chaque matériau sont présentés ci-après :

Matériau	Avantages	Inconvénients
Silicium HR	Compatibilité procédé	prix
Silicium HR avec Si ₃ N ₄	Meilleur pour des éléments rayonnants - transparent	Complexité du procédé - prix
Verre pyrex	Transparent - prix	Non cristallin - gravure délicate
Quartz	Transparent - prix	Gravure délicate

De plus, lorsque l'on s'intéresse au *bonding* il faut vérifier la différence de coefficients de dilatation thermique entre les deux matériaux. Il apparaît qu'entre l'or et les matériaux présentés la différence la plus faible est obtenue pour le quartz ce qui limite dans ce cas les problèmes de friction induits par des dilatations différentes.

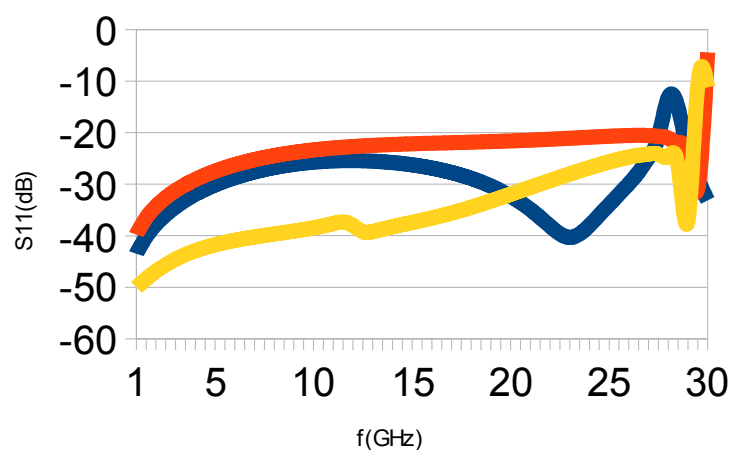


fig. 180 : Adaptation avec les différents capots (verre en jaune, Si en bleu, quartz en rouge)

Les performances présentées par le silicium avec ou sans le nitrure sont

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

sensiblement les mêmes. Ces deux solutions permettent d'obtenir un niveau d'adaptation inférieur à -25dB sur DC-27GHz avec des pertes très faibles. Les meilleurs résultats sont obtenus avec du verre. En effet l'adaptation est de l'ordre de -40dB sur DC-15GHz puis elle diminue progressivement jusqu'à atteindre -25dB à 29GHz. On a donc une adaptation à la fois plus grande et plus large bande avec ce matériau qu'avec les solutions à base de silicium. En ce qui concerne le quartz, le comportement est sensiblement le même qu'avec le silicium si ce n'est un niveau d'adaptation légèrement inférieur (<-22dB) et une bande de fonctionnement un peu plus importante (30GHz).

Le verre semble donc être le matériau le plus prometteur. Cependant compte tenu de son caractère non cristallin, il est impossible de pratiquer aisément des ouvertures suivant un angle de 60° environ (ouverture KOH du silicium 100). On a donc cherché à déterminer les performances des mêmes matériaux avec des vias droits (tels ceux obtenus par DRIE puis métallisés par exemple). Il est apparu que l'adaptation obtenue était bien inférieure et ce pour tous les matériaux. Ce qui est surprenant, c'est que l'ajout de ponts à air avec ce type de vias n'a pas d'influence sur le niveau d'adaptation.

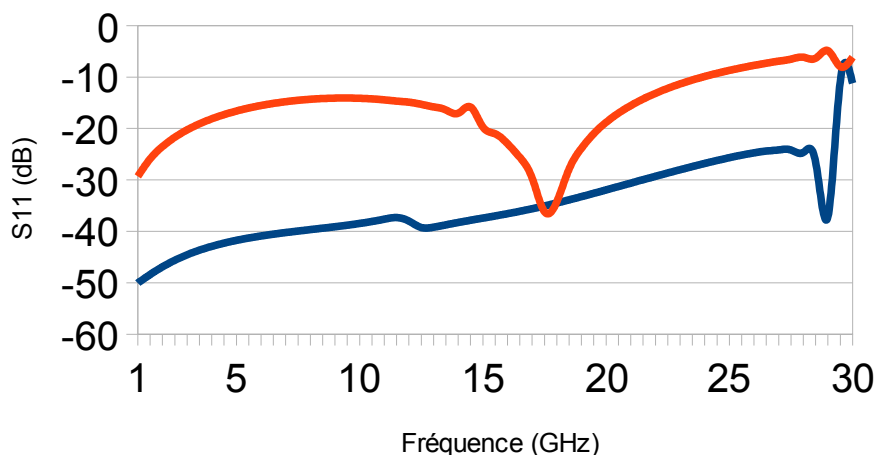


fig. 181 : Comparaison des ouvertures type KOH (bleu) et DRIE (rouge)

La désadaptation résulte peut-être d'un rayonnement des vias au niveau des jonctions entre les lignes mais surtout de ce que les lignes de champs ne s'établissent pas de la même manière dans des ouvertures larges type KOH et des vias complètement métallisés. Le verre ne peut donc être employé tel quel, il faudrait qu'il soit

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

préalablement micro-usiné pour présenter les bons flancs de gravure ce qui augmenterait fortement le coût de cette solution. Le meilleur compromis serait donc pour l'instant l'emploi de silicium haute résistivité avec des ouvertures KOH.

Pour améliorer le niveau général de l'adaptation, des ponts à air sont utilisés. Il s'agit de liaisons ohmiques entre les plans de masse qui doivent être placés pour un maximum d'efficacité avant et après les changements de sections du CPW. Dans le cas présent, ils sont donc situés avant et après les interconnexions. Toutefois, bien qu'il soit aisé de les réaliser avant les interconnexions (sur le substrat en même temps que les SPDT) il s'avère plus coûteux de les réaliser sur le substrat supérieur car cela rajoute nombre d'opérations technologiques.

On a donc cherché à déterminer la contribution de ces ponts à air sur le niveau d'adaptation afin de voir s'il était possible de s'affranchir de certains d'entre eux. Il apparaît que l'ajout des ponts à air inférieurs améliore légèrement l'adaptation en basse fréquence mais que ce sont essentiellement les ponts à air supérieurs qui permettent l'adaptation large bande.

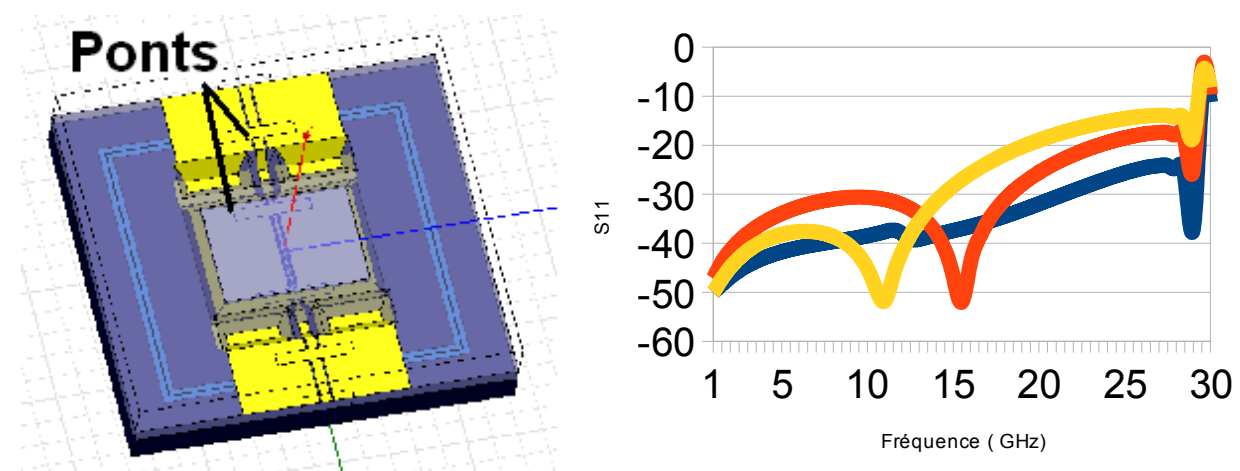


fig. 182 : Modélisation avec ponts à air à gauche et résultats d'adaptation à droite (rouge:sans ponts, jaune: ponts sur substrat inférieur uniquement, bleu: substrats inférieur et supérieur

Afin de compléter cette étude, l'influence de la profondeur de la cavité a été étudiée. Elle a montré que pour des profondeurs d'au moins 30 μ m il n'y avait pas d'influence sur la ligne de transmission. L'épaisseur du capot influe plus par contre sur la

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

transmission et ce pour plusieurs raisons. Tout d'abord, l'impédance de la ligne change légèrement avec l'épaisseur du substrat mais cela peut être pris en compte préalablement dans les masques. Plus embêtant est l'impact de l'anneau de scellement sur la ligne de transmission en face supérieure. Pour limiter cette influence il faut avoir une épaisseur de capot suffisante afin "d'isoler" la ligne de l'anneau. Pour éviter tout risque de couplage ou de simples perturbations, il faut un capot d'au moins 100 μm d'épaisseur. Compte tenu de l'épaisseur il faut se rendre compte que 100 μm représentent quand même un *wafer* très "fragile" à processor en 3 pouces. Utiliser des wafers de 200 μm d'épaisseur représente donc un bon compromis entre optimisation de l'épaisseur et risques inhérents à un substrat trop fin. L'avantage principal des wafers fins réside dans la dimension des vias qui sont obtenus plus rapidement et qui sont moins profonds et donc désadaptent moins.

L'anneau de scellement qui est utilisé pour la liaison eutectique avec le silicium peut perturber la transmission également puisque les lignes du *wafer* supérieur passent au dessus. Le mode coplanaire simple est donc perturbé par un mode coplanaire avec plan de masse. Il faut donc limiter la largeur de l'anneau afin de prévenir de tels phénomènes. Pour estimer l'influence du couplage, les performances obtenues avec des anneaux de 6, 10 et 26 μm de large ont été comparées.

Il en résulte que quelques résonances apparaissent mais le niveau d'adaptation reste très correct et la bande passante identique. L'influence de la proximité de l'anneau de scellement vis à vis des lignes packagées a également été étudiée afin de déterminer la distance minimale à partir de laquelle on peut avoir l'anneau de scellement. L'encombrement minimal du *packaging* serait alors de la taille de la cavité plus les interconnexions et l'anneau espacé de cette distance minimale. Le fait de rapprocher l'anneau réduit l'adaptation en basse fréquence mais l'améliore à plus haute fréquence pour finalement présenter sur l'ensemble de la bande de fonctionnement une adaptation inférieure à -30dB pour la version 20 μm .

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

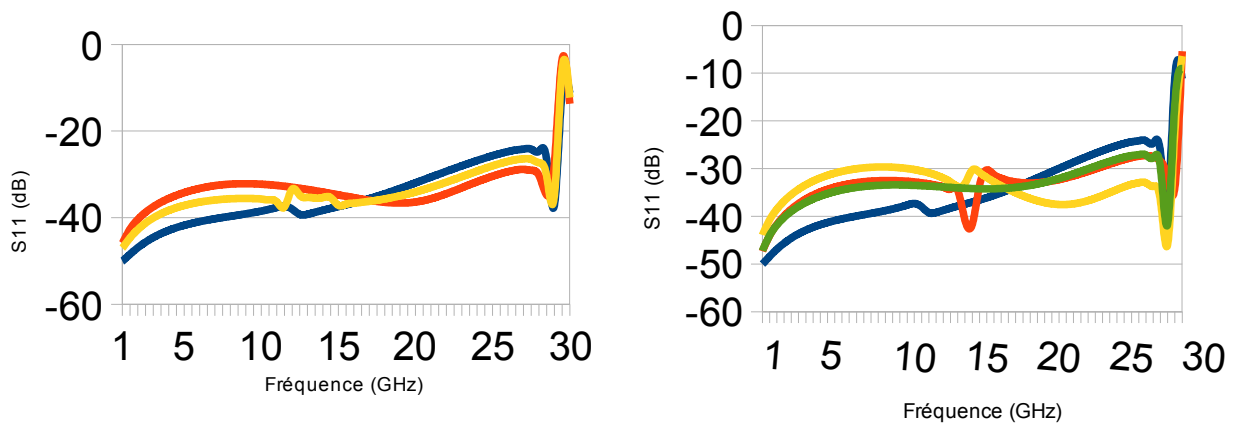


fig. 183 : Adaptation pour différentes largeurs d'anneaux (gauche) et différentes proximités (droite)

En résumé, la solution optimale consisterait en un capot en verre micro-usiné préalablement de 200 μ m d'épaisseur. Pour augmenter l'adaptation, il faudrait de plus utiliser des ponts à air au moins sur le *wafer* supérieur. L'anneau de scellement présenterait une largeur de 10 μ m à une distance de 20 μ m ce qui est un bon compromis entre les performances et l'encombrement. Le problème inhérent à une telle solution est le coût. Le fait d'utiliser des wafers en verre pré-usiné augmente énormément le prix du *packaging*. La solution alternative pour le test serait d'utiliser du silicium intrinsèque de 200 μ m d'épaisseur.

II.3. Réalisation technologique du bonding localisé

La réalisation et la caractérisation de l'assemblage par liaison eutectique telle que décrit dans les parties précédentes sont présentées ci-après. Un comparatif des résultats obtenus avec de la thermocompression et une liaison eutectique est proposé avant de déterminer le procédé de fabrication qui permet de réaliser et encapsuler des lignes coplanaires. Ces lignes seront mesurées enfin pour déduire l'impact réel de l'encapsulation sur les transmissions RF.

II.3.1. Comparatif des techniques de scellement à base d'or

L'I.E.M.N. dispose d'un bâti qui permet de réaliser des assemblages par thermocompression. Il a donc paru intéressant de comparer différentes techniques de *bonding*, à savoir thermocompression et eutectique avec chauffage global et eutectique avec chauffage localisé. Le critère de comparaison retenu était l'hermiticité, qui est garantie par la qualité du scellement.

Pour estimer la qualité de l'hermiticité deux méthodes ont été utilisées. La première consistait à encapsuler des motifs en chrome puis de plonger après scellement les cavités incluant les motifs dans de l'attaque chrome pour tester l'étanchéité de la méthode. La deuxième étape consistait à séparer en brisant le scellement les deux substrats et à observer les phénomènes de diffusion par spectroscopie d'absorption des rayons X.

Dans un premier temps les deux techniques qui utilisaient le chauffage global ont été comparées. Les paramètres de la thermocompression étaient les suivants : anneaux d'or déposés par pulvérisation cathodique, formés sur le substrat inférieur (Ti/10nm et Au/300nm) et or pleine plaque déposé par pulvérisation cathodique sur le substrat supérieur (Ti/10nm et Au/300nm). Le scellement est effectué à 340°C avec une rampe de température d'une pression de 2bars pendant 30 minutes. Concernant la méthode eutectique, la couche sur le substrat inférieur était identique aux échantillons précédents tandis que le substrat supérieur était simplement un substrat silicium intrinsèque classique qui a été au préalable désoxydé par attaque à l'acide fluorhydrique 50%. Le scellement a été effectué pour ces assemblages à 400°C (température eutectique Au/Si de 373°C) sous une pression de deux bars également, pendant 1 heure.

Il est apparu lors du découpage pour les tests que le scellement des bondings par thermocompression se brisait sur l'ensemble du bicouche de substrats dès l'amorce du découpage. Les bondings réalisés par diffusion eutectique ont été quant à eux découpés sans rencontrer de difficultés. Dès lors il est aisé de déterminer laquelle des deux méthodes présente le meilleur scellement. Le test d'étanchéité a tout de même été réalisé sur plusieurs "échantillons eutectiques" et il a illustré qu'au bout d'une

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

heure d'immersion dans l'attaque chrome les motifs se révélèrent être intacts une fois qu'on avait brisé le scellement. Le *bonding* eutectique par chauffage global permet donc d'obtenir une bonne étanchéité mais ce test est insuffisant pour caractériser l'hermiticité.

La spectroscopie d'absorption par rayons X est une méthode quantitative pour évaluer l'hermiticité. En effet, un scellement uniforme sur l'ensemble d'un anneau permet de garantir l'hermiticité de la solution. Dans la littérature on retrouve des méthodes qualitatives, par exemple en mesurant la pression dans la cavité à l'aide de jauges Pirani préalablement micro-usinés [43-45]. Toutefois, de telles méthodes sont beaucoup plus chronophages car elles nécessitent plus d'opérations technologiques.

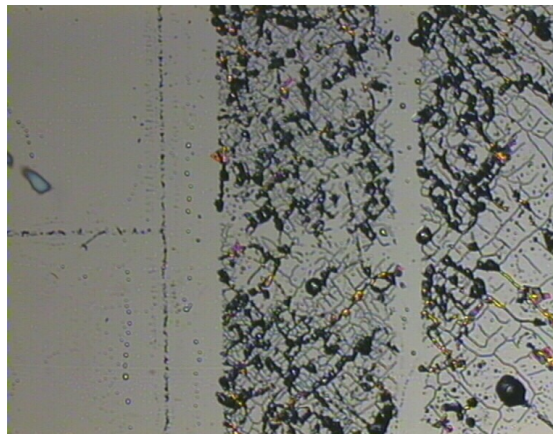


fig. 184 : Alliage Au/Si résiduel une fois le scellement forcé: chemin en T (gauche), zones d'or (droite)

La spectroscopie rayons X et une étude optique ont confirmé les publications. On constate qu'un scellement est bien effectué sur l'ensemble de l'interface or-silicium mais de façon non uniforme. En effet, on retrouve sur le substrat supérieur l'ensemble des motifs en or du substrat inférieur mais avec des discontinuités. La spectroscopie illustre bien le côté localisé de la diffusion : l'or se fixe au silicium de façon arbitraire en formant des structures pyramidales à base carrée.

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

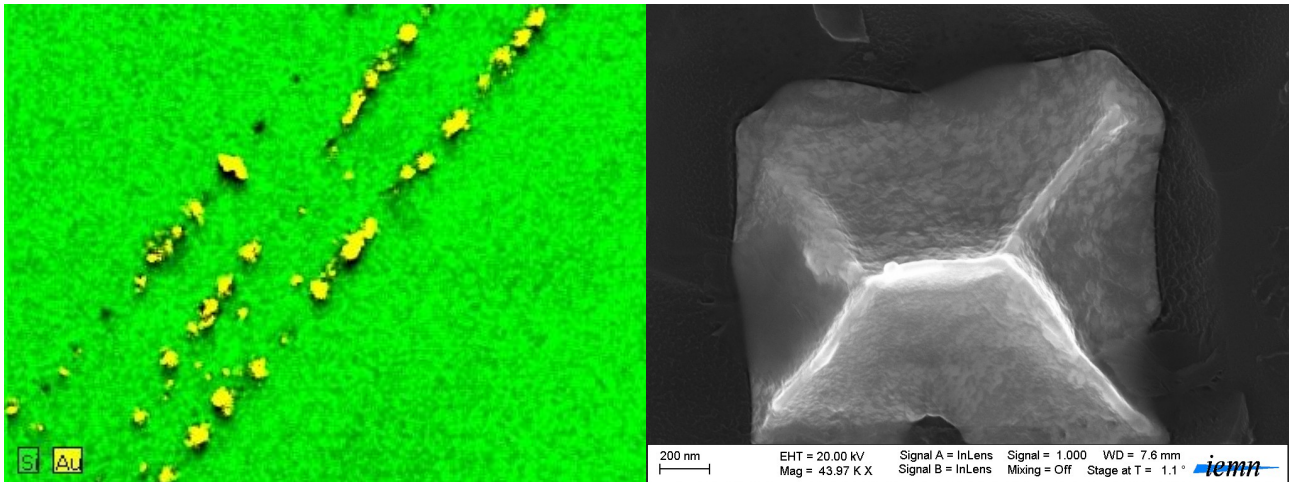


fig. 185 : Portion de scellement vu par spectroscopie (gauche) et zoom sur un grain vu au MEB (droite)

L'observation des substrats inférieurs fournit également des informations. Sur les échantillons ayant subi une thermocompression, des bavures autour des motifs ont été constatées. Elles s'expliquent par le fait que la thermocompression n'est pas le résultat d'une diffusion mais d'un collage or-or. L'or inférieur s'est mélangé à l'or supérieur, et sous l'influence de la pression les motifs inférieurs ont été détériorés.

Au lieu d'avoir un scellement bien localisé qui correspond à un chemin établi, on se retrouve donc avec un collage non uniforme, moins solide, ce qui explique la fragilité de ce *bonding* comparé à une diffusion eutectique. A l'inverse avec les échantillons eutectiques on retrouve bien le chemin souhaité pour le scellement le long d'un anneau. Ce chemin est brisé à de nombreux endroits ce qui indique que la liaison était de bonne facture et qu'il a fallu briser l'anneau un peu partout pour casser le scellement. Reste à se pencher sur les améliorations apportées en terme de qualité de scellement par le chauffage localisé. Cette étude n'a pu être réalisée pour l'instant car le matériel nécessaire n'était pas disponible au laboratoire.

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

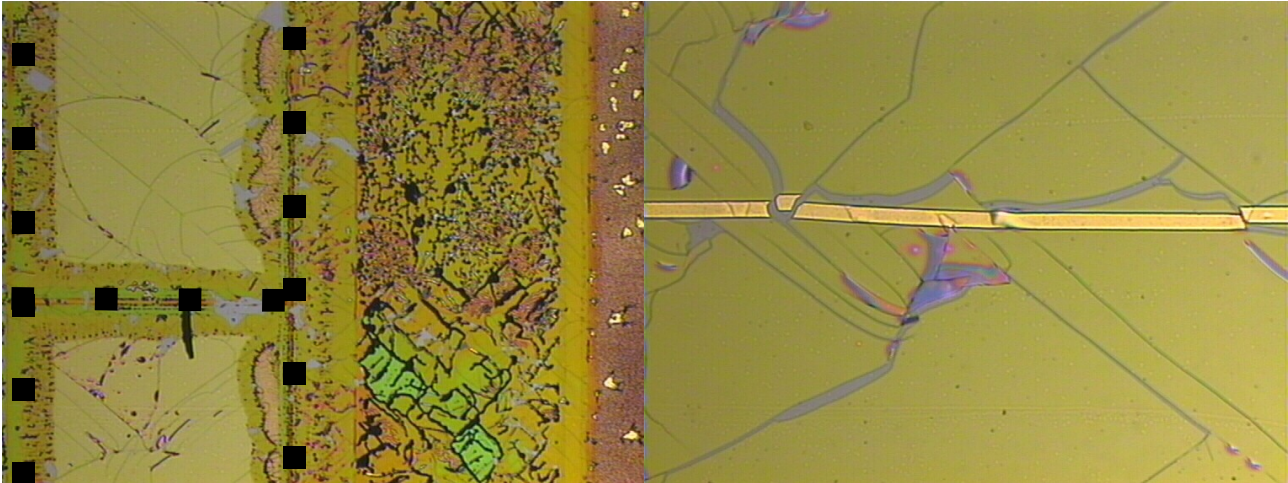


fig. 186 : Chemin de scellement (pointillé) sur un substrat inférieur thermocompressé *fig. 187 : Chemin de scellement sur un substrat inférieur après avoir brisé le bonding eutectique*

II.3.2. Réalisation technologique du WLP

Le but de la réalisation technologique était de mesurer précisément les pertes induites par l'encapsulation. Des lignes coplanaires de longueur 1 et 2mm sont réalisées et la moitié est packagée. Il est alors possible de déterminer les pertes normalisées d'une ligne encapsulée ou pas. En retranchant les pertes du deuxième cas au premier on obtient les pertes induites par l'encapsulation.

La description détaillée du procédé de fabrication est proposée en Annexe A5. Deux substrats sont nécessaires pour cette réalisation. Le premier sert à la réalisation du composant (dans ce cas les lignes coplanaires) et le deuxième au capot de l'encapsulation. En conséquence des études menées dans le Chapitre IV,II.2.4., le substrat supérieur est du silicium intrinsèque d'épaisseur 200 μ m tandis que le substrat inférieur est du silicium intrinsèque d'épaisseur 385 μ m. Huit masques de lithographie sont utilisés. Les trois premiers servent à la réalisation des lignes, de l'anneau pour le *bonding* eutectique et de son isolation thermique. Ils concernent uniquement le substrat inférieur. Ces deux masques suivants sont nécessaires uniquement pour le capot, il s'agit de la réalisation des vias et des cavités.

II. Wafer level packaging à chauffage localisé

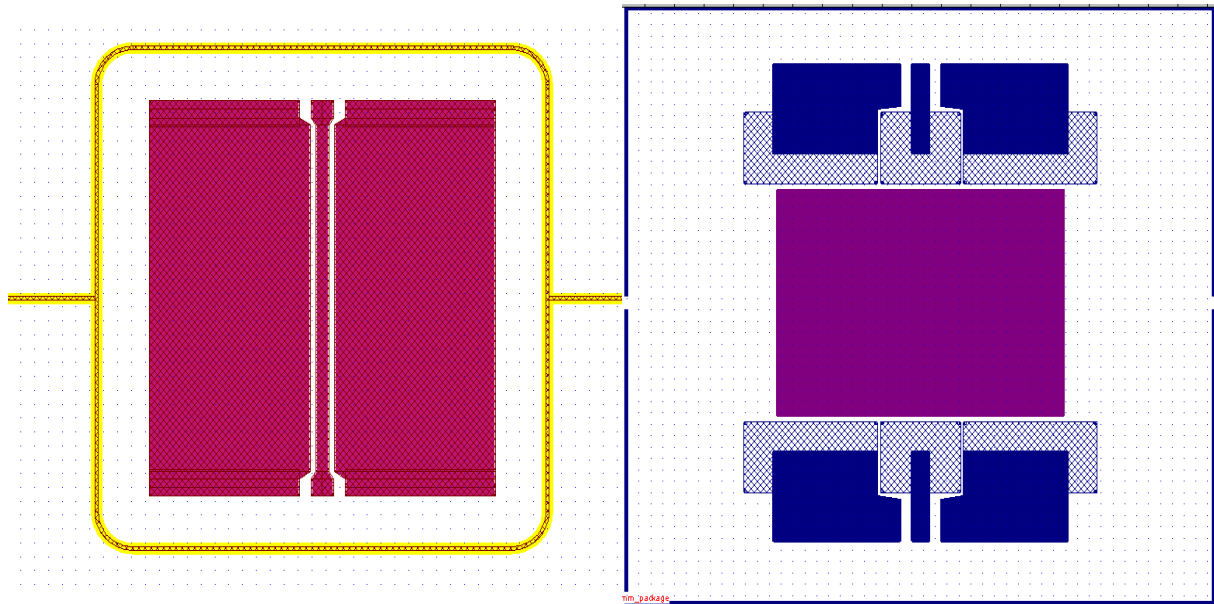


fig. 188 : Masques des wafers inférieur (gauche) et supérieur (droite) avant assemblage

Le *bonding* est alors réalisé puis les trois derniers masques sont utilisés sur les deux wafers assemblés pour réaliser les interconnexions de sortie et les ponts à air indispensables pour l'adaptation des lignes. Le point critique de ce procédé est la tenue des anneaux d'or lors de la libération des lignes. Puisque les anneaux sont d'une largeur faible et que l'attaque est assez agressive, il arrive que les anneaux soient endommagés. Une interruption du chemin qui lie les anneaux entre eux est catastrophique car le *bonding* localisé ne peut être alors réalisé à cause du circuit ouvert ainsi créé.

Cette technologie est à l'heure actuelle encore en cours de développement pour deux raisons techniques. La première est le délai d'approvisionnement en substrats amincis de $200\mu\text{m}$ nécessaires au procédé. La seconde est inhérente au manque de matériel pour réaliser l'assemblage. Le seul *bondeur* disponible à l'I.E.M.N. ne possède pas d'interconnexions électriques. L'unique moyen alternatif local serait d'employer une presse hydraulique pour appliquer la pression et des microactionneurs pour le courant. Le contrôle de la pression avec la presse disponible est assez délicat. Un dispositif de *bonding* anodique est en cours d'acquisition au laboratoire. Il permettrait de réaliser cette étape technologique bien plus facilement et surtout de manière plus fiable. Une mauvaise valeur de pression se traduit soit par un scellement de moindre qualité dans le cas le plus favorable (pression trop faible), soit par la destruction des substrats (pression

II. Wafer level packaging à chauffage localisé
trop forte).

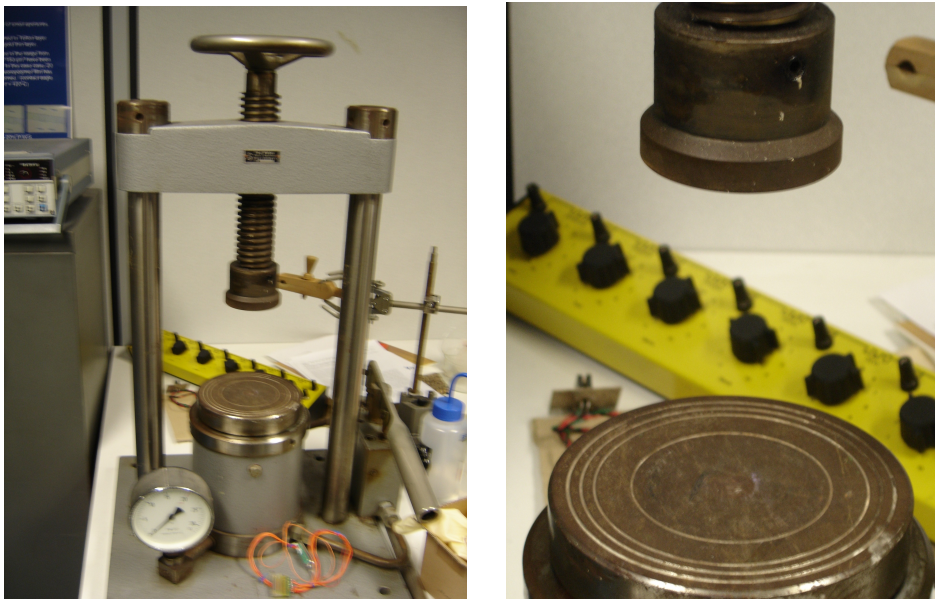


fig. 189: Presse hydraulique disponible au laboratoire.

La technologie réalisée indépendamment sur les deux substrats (niveau 1 à 5) a été validée, l'assemblage et la finalisation du procédé (niveaux 6 à 8) seront effectués lorsque le nouveau bâti de *bonding* sera disponible. Pour le moment on ne peut donc conclure quant aux performances de cette encapsulation.

Conclusion

Ce chapitre a illustré la nécessité d'encapsuler les commutateurs MEMS RF. Il a été montré que de nombreux axes de recherche ont été étudiés, principalement pour réduire le coût de cette étape mais également pour la fiabiliser. La complexité du *packaging* résulte souvent de la difficulté d'allier scellement de qualité et interconnexions. Afin de déterminer une solution adaptée au commutateur conçu, les différents types d'encapsulation ont été étudiés.

Les techniques de *wafer level packaging* ont été approfondies car elles semblaient plus prometteuses d'une part et moins onéreuses d'autre part. En terme d'hermiticité ou de compatibilité matérielle, plusieurs de ces techniques ne peuvent être employées. En plus de cela, les températures de scellement en jeu sont souvent prohibitives. Des méthodes par chauffage localisé ont alors été démontrées. Elles permettaient d'assurer un scellement de qualité sans avoir les répercussions sur le composant d'une élévation importante de température.

Dans cette optique, un *bonding* eutectique par effet Joule a été proposé. Une ligne résistive en or subit une élévation de température suite à sa traversée par un courant. Sous une pression constante, l'or ainsi chauffé diffuse dans le silicium pour créer ainsi un scellement de bonne facture. Cette solution a été validée par plusieurs études : une modélisation analytique du chauffage localisé, un modèle éléments finis de la diffusion thermique de la ligne vers le composant, une étude analytique du phénomène d'électromigration et enfin des modélisations sous HFSS pour déterminer l'impact de la solution sur les performances RF. L'ensemble de ces démarches a donné lieu à la mise en oeuvre d'un procédé de fabrication. Néanmoins, il n'a pas pu être finalisé à cause de l'incompatibilité du matériel. La réalisation technologique finalisée est attendue pour l'année prochaine.

L'encapsulation du composant représentait une des perspectives principales associées à ces travaux. Les autres axes de recherche annexes sont présentés dans le chapitre suivant.

Bibliographie Chapitre 4

- [1] Y.-T. Cheng, W.-T. Hsu, K. Najafi, C. T.-C. Nguyen, and L. Lin, "**Vacuum Packaging Technology Using Localized Aluminum/Silicon-to-Glass Bonding**", Journal of microelectromechanical systems, VOL. 11, N° 5, october 2002.
- [2] TWI World, www.twi.co.uk.
- [3] C.-J. Lin, M.-T. Lin, S.-P. Wu and F.-G. Tseng, "**High density and through wafer copper interconnections and solder bumps for MEMS wafer-level packaging**", Microsystem Technologies, Volume 10, N° 6-7, pp. 517-521, october 2004.
- [4] N. Basavanhally, D. Lopez, V. Aksyuk, D. Ramsey, E. Bower, R. Cirelli, E. Ferry, R. Frahm, J. Gates, F. Klemens, W. Lai, Y. Low, W. Mansfield, C.-S. Pai, R. Papazian, F. Pardo, T. Sorsch and P. Watson, "**High-Density Solder Bump Interconnect for MEMS Hybrid Integration**", IEEE trans. on Advanced Packaging, Volume 30, N°4, pp. 622-628, November 2007.
- [5] M. Qing, B. Michele, W. Daniel, R. Valluri and H. John, "**Packaging microelectromechanical structures**", brevet N°WO03083883.
- [6] C. Tianhong, "**Bonding, packaging and integration**", Mechanical Engineering course, University of Minnesota.
- [7] G. Li and A. Tseng, "**Low stress packaging of a micromachined accelerometer**", IEEE Trans. On Electronics Packaging Manufacturing, Volume 24, N°1, pp. 18-25, January 2001.
- [8] L. Lin, K.M. McNair, R.T. Howe and A.P. Pisano, "**Vacuum-encapsulated lateral microresonators**", in Proc. Transducers 1993, pp. 270-273, Yokohama, 7-10 June 1993.
- [9] P.J. Joseph, P. Monajemi, F. Ayazi, P.A. Kohl, "**Wafer-Level Packaging of Micromechanical Resonators**", IEEE Trans. on Advanced Packaging, Volume 30, N°1, pp. 19-26, February 2007.
- [10] E. Obermeier, "**Anodic wafer bonding**", in Proc. Semiconductor Wafer Bonding : science, technology and Applications, Volume 95, N°7, pp. 212-220, Reno, Nevada, May 1995.
- [11] J. Wei, Z. Wang, H. Xie and N.F. Lan, "**Role of bonding temperature and voltage in silicon-to-glass anodic bonding**", IEEE Electronics Packaging Technology Conference, Singapore, pp. 85-90, 10-12 December 2002.

Bibliographie Chapitre 4

- [12] J.Wei, C.K. Wong and L.C. Lee, "**Improvement of anodic bond quality with the assistance of sputtered amorphous film**", Sensors and Actuators A: Physical, Vol.113, n°2, pp. 218-225, July 2004.
- [13] B. Müller and A. Stoffel, "**Tensile strength characterization of low-temperature fusion-bonded silicon wafers**", Journal of Micromechanics and microengineering, Volume1, n°3, pp. 161-166, September 1991.
- [14] Q.-Y. Tong, G. Cha, R. Gafiteanu and U. Gösele, "**Low temperature wafer direct bonding**", Journal of microelectromechanical Systems, Volume 3, N°1, pp. 29-35, March 1994.
- [15] G.A.C.M. Spierings, J. Haisma and F.J.H.M. Van Der Kruis, "**Direct bonding of organic polymeric materials**", Philips journal Of Research, Volume 49, N°1-2, pp. 139-145, 1995.
- [16] T. Itoh, H. Okada, H. Takagi, R. Maeda and T. Suga, "**Room temperature vacuum sealing using surface activated bonding**", In Proc. Transducers 2003, pp. 1828-1831, Munich, Germany, 8-12 June 2003.
- [17] M.B. Cohn, Y. Liang, R.T. Howe and A.P. Pisano, "**Wafer-to-Wafer Transfer of Microstructures for Vacuum Packaging**", Technical Digest. Solid-State Sensor and Actuator Workshop, pp. 32-35, Hilton Head Island, SC, USA, 3-6 June 1996.
- [18] M. Chen, S. Chen, X. Yi, S. Dong and S. Liu, "**Eutectic Bonding On Large Silicon Die Using Deposited Gold-Tin Multilayer Composites**", in Proc. Electronic Packaging Technology, pp.147-150, 2003.
- [19] W. Kim, Q. Wang, K. Jung, J. Hwang and C. Moon, "**Application of Au-Sn Eutectic Bonding in Hermetic RF MEMS Wafer Level Packaging**", in Proc. 9th Int'l Symposium on Advanced Packaging Materials, pp. 215-219, 2004.
- [20] R.F. Wolffenbuttel and K.D. Wise, "**Low-temperature silicon wafer-to-wafer bonding using gold at eutectic temperature**", Sensors and Actuators, Volume 43, N°1-3, pp.223-229, may 1994.
- [21] M.M.V. Taklo, P. Storås, K. Schjølberg-Henriksen, H.K. Hasting, and H. Jakobsen, "**Strong, high-yield and low-temperature thermocompression silicon wafer-level bonding with gold**", Journal of Micromechanics and Microengineering, Volume 14, N°7, pp. 884-890, July 2004.
- [22] C.H. Tsau, S.M. Spearing and M.A. Schmidt, "**Fabrication of wafer-level thermocompression bonds**", IEEE Journal of Microelectromechanical systems, Volume 11,N°6, pp. 641-647, December 2002.
- [23] W. C. Welch III, "**Vacuum and Hermetic Packaging of MEMS Using Solder**", Ph.D. thesis, University of Michigan, USA, 2008.

Bibliographie Chapitre 4

- [24] A. Goyal, S. Tadigadapa, R. Islam, "**Solder bonding for microelectromechanical systems (MEMS) applications**", Reliability, testing, and characterization of MEMS / MOEMS II, Volume 4980, pp. 281-288, San Jose CA, USA, 27 Janvier 2003.
- [25] J. Kim, M. Chiao and L. Lin, "**Ultrasonic bonding of in/au and al/al for hermetic sealing of MEMS packaging**", in Proc. IEEE MicroElectroMechanicalSystems 2002, pp. 415-418, Las Vegas NV, USA, 20-24 January 2002.
- [26] N.K. Budraa, H.W. Jackson, M. Barmatz, W.T. Pike and J.D. Mai, "**Low pressure and low temperature hermetic wafer bonding using microwave heating**", in IEEE MicroElectroMechanical Systems 1999, pp. 490-492, Orlando FL, USA, 17-21 January 1999.
- [27] K. J. Lodge and D. J. Pedder, "**The Impact of Packaging on the Reliability of Flip-Chip Solder Bonded Devices**", IEEE Trans. on Components, Hybrids and manufacturing technology, Volume 13, N°4, pp. 847-855, December 1990.
- [28] J. F. Kuhmann, A. Preuss, B. Adolphi, K. Maly, T. Wirth, W. Oesterle, W. Pittroff, G. Weyer and M. Fanciulli, "**Oxidation and Reduction Kinetics of Eutectic SnPb, InSn, and AuSn: A Knowledge Base for Fluxless Solder Bonding Applications**", IEEE Trans. On Components packaging and manufacturing technology -Part C, Volume 21, NO. 2, pp. 134-141, April 1998.
- [29] J. Oberhammer, "**Novel RF MEMS switch and Packaging concepts**", Ph.D. Thesis, Royal institute of technology, Sweden, 2004.
- [30] F. Niklaus, P. Enoksson, P. Griss, E. Kälvesten, and G. Stemme, "**Low-Temperature Wafer-Level Transfer Bonding**", Journal of MicroElectroMechanical Systems, Volume 10, N°4, pp.525-531, December 2001.
- [31] S Seok, N Rolland and P-A Rolland, "**Packaging methodology for RF devices using a BCB membrane transfer technique**", Journal Of Micromechanics and Microengineering, Volume 16, pp. 2384-2388, 2006.
- [32] L.A. Field and R.S. Muller, "**Fusion silicon wafers with low melting temperature glass**", Sensors and Actuators A : Physical, Volume 23, N°1-3, pp. 935-938, April 1990.
- [33] Y. T. Cheng, L. Lin, and K. Najafi, "**Localized Silicon Fusion and Eutectic Bonding for MEMS Fabrication and Packaging**", Journal of MicroElectroMechanical Systems, Volume 9, N° 1, pp. 3-8, 2000.
- [34] L. Lin, "**MEMS Post-Packaging by Localized Heating and Bonding**", IEEE Trans. On Advanced Packaging, Volume 23, N°4, pp. 608-616, November 2000.

Bibliographie Chapitre 4

- [35] Y. T. Cheng, L. Lin and K. Najafi, "**Fabrication and hermiticity testing of a glass-silicon package formed using localized aluminum/silicon-to-glass bonding**", Micro Electro Mechanical Systems 2000, pp. 757-762, Miyazaki, Japan, 23-27 January 2000.
- [36] Y.-C. Su and L. Lin, "**Localized plastic bonding for micro assembly, packaging and liquid encapsulation**", in Proc. of Micro Electro Mechanical Systems 2001, pp. 50-53, 2001.
- [37] S. M. L. Nai, J. Wei, P. C. Lim and C. K. Wong, "**Silicon-to-Silicon Wafer Bonding with Gold as Intermediate Layer**", in Proc. of IEEE Electronics Packaging Technology Conference 2003, pp. 119-124, 2003.
- [38] L. Lin and M. Chiao, "**Electrothermal responses of lineshape microstructures**", Sensors and Actuators A, Volume 55, pp. 35-41, 1996.
- [39] L. Lin, "**Microscale thermal Bubble formation: Thermophysical phenomena and applications**", Microscale Thermophysical Engineering, Taylor & Francis, Volume 2, pp. 71-85, 1998.
- [40] www.memsnet.org/material/.
- [41] Ansoft's HFSS database.
- [42] T.E. Hartman, J.C. Blair, "**Electromigration in thin gold films**", in IEEE Trans. on Electron devices, Volume 16, N°4, pp. 407-410, April 1969.
- [43] J. Mitchell, G.R. Lahiji and K. Najafi, "**A improved performance poly Si Pirani vacuum gauge using heat distributing structural supports**", IEEE Journal of microElectroMechanical Systems, Volume 17, N°1, pp. 93-102, February 2008.
- [44] B. H. Stark, Y. Mei, C. Zhang and K. Najafi, "**A doubly anchored surface micromachined Pirani gauge for vacuum package characterization**", in Proc. of MicroElectroMechanical Systems 2003, pp. 506-509, Kyoto JP, 19-23 January 2003.
- [45] J. Chae, B. H. Stark and K. Najafi, "**A Micromachined Pirani Gauge With Dual Heat Sinks**", IEEE Trans. On advanced packaging, Volume 28,N°4, pp. 619-625, November 2005.

Chapitre 5 :
Perspectives

Introduction

On a vu qu'à chaque commutateur RF MEMS correspondait un procédé de fabrication unique. De façon analogue, l'encapsulation devait être pensée pour s'adapter au procédé de fabrication établi. On a donc cherché à concevoir d'autres types de composants qui seraient élaborés avec le même procédé de fabrication et que l'on pourrait donc encapsuler de la même manière que le SPDT. L'avantage serait de pouvoir présenter une gamme complète de composants à même de répondre à un grand nombre de spécifications et ainsi de s'intégrer dans de nombreux dispositifs. Dans ces futures perspectives, des ébauches de conception ont déjà vu le jour tant d'un point de vue application que composant.

Les circuits déphaseurs constituent une des applications possibles des commutateurs RF MEMS notamment pour la réalisation de circuit d'antennes agiles. On montrera que parmi les différents types de circuits déphaseurs existants, le SPDT conçu apparaît comme particulièrement adapté de par sa géométrie et son encombrement à la réalisation de l'un d'entre eux. Des exemples de cellules de déphasage optimisées utilisant le SPDT seront alors présentées.

Concernant les autres composants à l'étude, on présentera les phases de conception et de simulation de plusieurs capacités variables, de wattmètres et d'un nouveau type de commutateur ohmique série basé également sur une membrane simplement supportée sans ancrages. Tous ces composants sont issus du même procédé de fabrication et ont d'ores et déjà été réalisés en parallèle de composants SPDT mais les caractérisations ne sont pas encore suffisamment matures pour apparaître en dehors de simples perspectives.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

Pour augmenter les débits de transmission, un des axes de recherche a été l'amélioration des antennes. On a ainsi vu émerger des antennes dites intelligentes dont les diagrammes de rayonnement varient pour s'adapter à leur environnement radio. On distingue trois grandes familles : les réseaux à commutation de lobes, les réseaux à lobes déphasés dynamiquement et les réseaux à lobes adaptatifs dédiés aux environnements multi-trajets. La première catégorie également appelée réseau à dépointage a énormément bénéficié de la technologie MEMS RF.

En effet, plusieurs techniques de dépointage s'appuient sur des commutateurs MEMS RF, essentiellement le dépointage par commutation [1] et le dépointage par déphasage [2]. Le dépointage par commutation permet comme son nom l'indique de commuter sur l'élément du réseau adéquat. Des commutateurs SPST (Single Pole Single Throw) sont généralement employés avec cette méthode. Le dépointage par déphasage utilise des circuits déphaseurs pour alimenter l'ensemble du réseau d'antennes. La somme des contributions des interférences destructives ou constructives dues à chaque élément rayonnant du réseau permet de dépointer le diagramme de rayonnement généré par l'ensemble du réseau. Bien que le SPDT pourrait très bien être utilisé pour du dépointage à commutation, il a été préféré de l'intégrer dans un circuit déphaseur afin de travailler plus sur le changement de phases que directement sur les diagrammes de rayonnements.

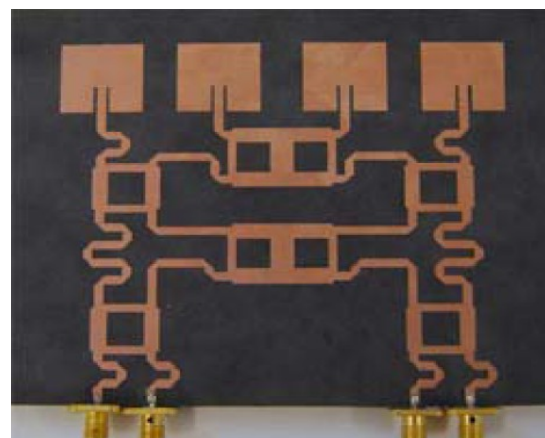
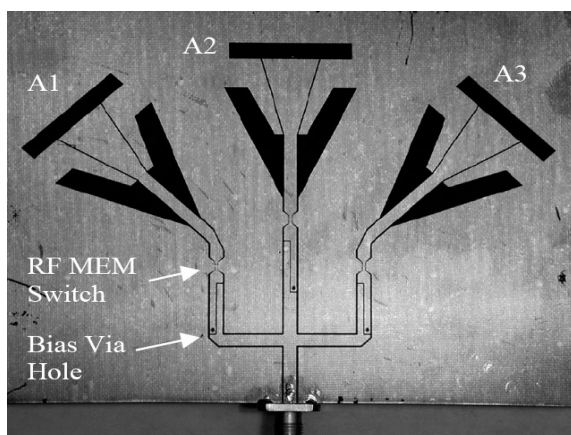


fig. 190 : Exemples de réseaux d'antennes à dépointage : par commutation à gauche [1] et déphasage à droite [2]

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

I.1. Différents types de circuit déphaseur

Il existe bien des façons de réaliser des circuits déphaseurs. Selon la méthode de déphasage employée, il est possible d'avoir à loisir un déphasage analogique ou discrétisé (numérique). Dans le cas d'un déphasage discrétisé, le nombre d'états de phase possibles sera fonction du nombre de bits du déphaseur. Chaque bit est conçu séparément pour une valeur de déphasage précise et la mise en série des différents bits permet de couvrir les 360° . Seuls les principes de fonctionnement seront présentés et non la théorie associée. Les déphaseurs sont regroupés en deux principales techniques : les déphaseurs de type transmission et ceux de type réflexion. En ce qui concerne la première technique le signal traverse un circuit composé de filtres (déphaseurs à réseaux commutés), de lignes chargées (déphaseurs à lignes chargées ou distribuées) ou de lignes à retard (déphaseurs à lignes commutées), cette dernière méthode étant la plus simple à mettre en oeuvre.

- **Déphaseurs à lignes commutées**

Ils utilisent des cellules composées de deux chemins : un chemin de référence et un chemin à retard. Le chemin à retard ramène un déphasage déterminé par rapport au chemin de référence. Pour déphaser le signal, il suffit donc de commuter le signal sur le chemin à retard. Le principe est simple et parfaitement adapté pour des composants SPDT, cependant le déphaseur complet est très encombrant [3-6].

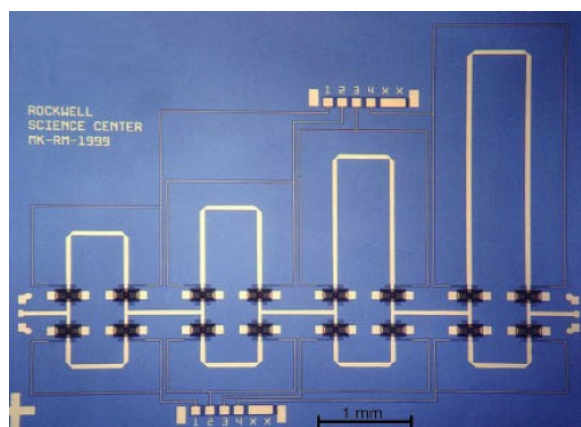


fig. 191 : Déphaseur 4 Bits à lignes commutées [6]

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

● Déphaseurs à réseaux commutés

Ils sont basés sur le même principe que les déphaseurs précédents si ce n'est que la commutation est réalisée non pas entre une ligne de référence et une ligne à retard mais entre un réseau de référence et un réseau qui présente un retard plus important. Ceci permet d'obtenir un déphasage différentiel par cellule. Cette technique a pour avantage de réduire la taille du déphaseur car l'encombrement est réduit comparativement à la première méthode. Les pertes d'insertions sont également plus faibles avec cette méthode. Selon le type de réseau employé, on peut obtenir un déphasage constant avec la fréquence ou bien linéaire ou encore propre à une certaine fréquence. Les réseaux les plus usités sont les filtres passe-bas ou passe-haut [7,8].

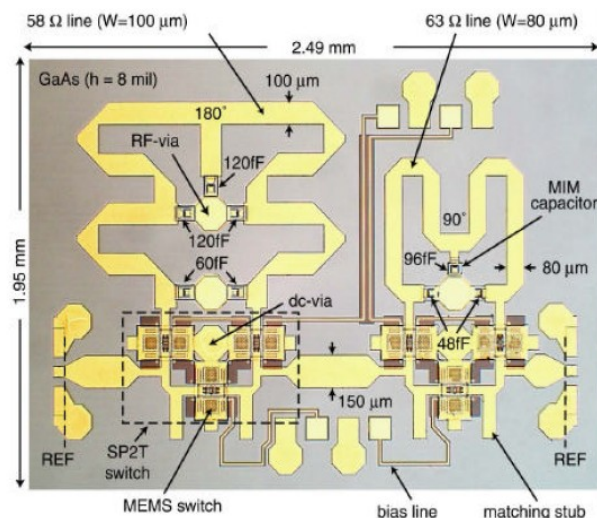


fig. 192 : Déphaseur 2 Bits à réseaux commutés [8]

● Déphaseurs à ligne chargée

Ces déphaseurs, comme leur nom l'indique, utilisent la charge par une réactance de la ligne de transmission. Le déphasage est dû à la réflexion induite par la réactance. La valeur du déphasage est fonction de la susceptance de la charge. Pour obtenir des pertes d'insertion identiques pour les différents états de phase et réduire l'impact de la réflexion sur la susceptance, on utilise une double charge conjuguée plutôt qu'une simple réactance pour charger la ligne. Les déphasages obtenus sont alors identiques au signe près et le déphasage différentiel résultant est égal au double de celui obtenu pour une seule des deux charges [9]. En pratique le déphasage est opéré

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

par commutation entre l'une des deux charges conjuguées comme illustré ci-après [10-12].

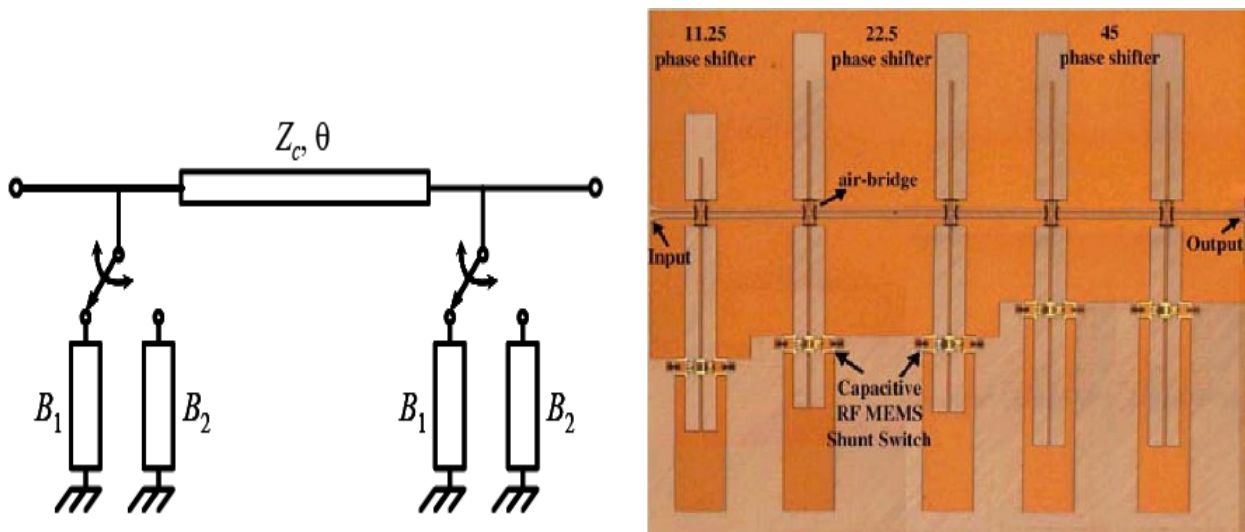


fig. 193 : Principe d'un déphasage par double charge (gauche) [13] et déphaseur 3 bits à ligne chargée par des impédances conjuguées (droite) [11]

• Déphaseurs à ligne distribuée

Le principe est basé sur une ligne haute impédance chargée périodiquement par des capacités MEMS. S'il s'agit de capacités variables et non de capacités digitales le déphasage est analogique. Le déphasage obtenu est fonction de la valeur de la capacité réalisée, du nombre de capacités et de l'espace les séparant. Ainsi, pour une capacité donnée, on augmentera le déphasage en rajoutant des capacités ou en les rapprochant. Le déphasage est proportionnel à la variation d'impédance de la ligne. Aussi, si cette variation est trop brutale, la désadaptation de la ligne génère des pertes trop grandes. Il faut donc privilégier des capacités plus faibles quitte à avoir une ligne chargée plus longue mais qui offre de meilleures performances [14-21].

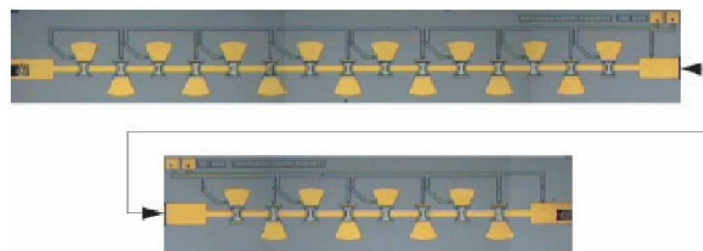


fig. 194 : Déphaseur 2 bits (90° et 180°) en cascade à ligne distribuée [15]

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

Les déphaseurs de type réflexion quant à eux utilisent un coupleur -3dB qui divise le signal pour l'envoyer vers des circuits spécifiques qui réfléchissent le signal envoyé avec un certain déphasage. Le signal incident ainsi déphasé est alors récupéré en sortie du coupleur. On distingue les déphaseurs de type réflexion par la classe du circuit déphaseur utilisé : réactances conjuguées ou lignes à retard variable.

- **Déphaseurs à réactances conjuguées**

Le déphasage est réalisé par l'association d'un circuit à coefficient de réflexion variable et d'un réseau de transformation d'impédance relié au coupleur. Pour les mêmes raisons que pour les déphaseurs à lignes chargées, les impédances présentées par le réseau de transformation d'impédance sont des réactances conjuguées. Avec la technologie MEMS, l'impédance est ramenée par une portion de ligne de transmission inductive tandis que le circuit à coefficient de réflexion variable n'est autre qu'un condensateur réalisé par un commutateur MEMS capacitif. Dès lors, il est concevable de réaliser un déphaseur analogique de la sorte à condition de pouvoir contrôler l'excursion du commutateur, ce qui est assez difficile compte tenu du phénomène d'effondrement. Une utilisation numérique sera donc généralement employée mais le principal inconvénient de cette technique réside dans la nécessité d'utiliser un coupleur pour chaque bit de déphasage. Le coupleur est en effet la partie du circuit qui présente le plus de pertes et la mise en cascade de plusieurs coupleurs multiplie les pertes d'insertion [22-25].

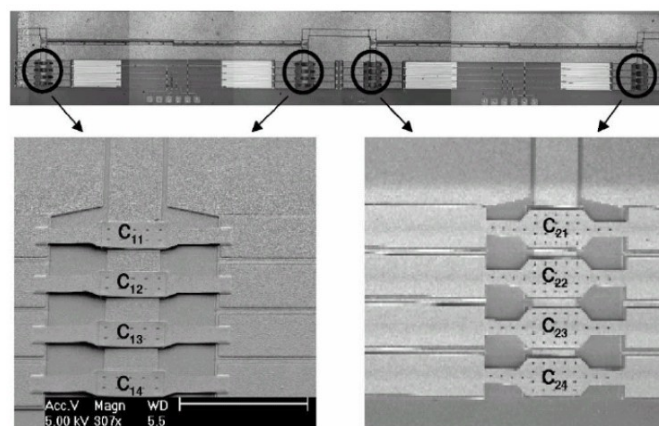


fig. 195 : Déphaseur 5 états par réflexion à réactances conjuguées [24]

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

- **Déphaseurs à ligne à retards variables**

Pour ce dernier type, le déphasage est obtenu en utilisant des circuits ouverts (CO) ou des courts-circuits (CC) qui réfléchissent le signal vers le coupleur. Le signal parcourt ainsi deux fois la portion de ligne correspondante aux CC ou CO et subit ainsi un déphasage. Le déphasage ainsi créé est donc fonction de la longueur de la ligne et est linéaire avec la fréquence. Pour réaliser plusieurs bits de déphasage il suffit alors de commuter entre les différentes portions de lignes afin d'obtenir le déphasage souhaité. Un seul coupleur est donc nécessaire pour ce type de circuit ce qui constitue un avantage non négligeable pour cette méthode [26-30].

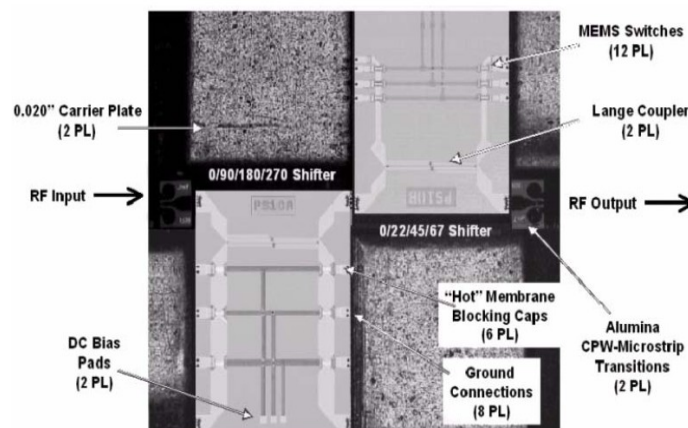


fig. 196 : Déphaseur 4 bits à ligne à retards variables [26]

Certains déphaseurs sont plus délicats à réaliser que d'autres. Selon le type de déphasage souhaité et l'application ciblée, il faut faire un choix quant à la méthode de déphasage à employer.

1.2. Choix du type de déphaseur

Le choix du déphaseur a été déterminé par plusieurs facteurs : le niveau de difficulté de la solution, la compatibilité avec le SPDT en terme de fonctionnement mécanique et de fréquence de travail. Ces facteurs étaient dictés par un intérêt

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

pratique : employer le composant dans un circuit déphaseur en guise de démonstration. Plus généralement, le type de déphaseur ainsi que le composant utilisé pour sa réalisation sont tous deux déterminés en fonction de l'application ciblée. Par exemple, si l'application nécessite un déphasage constant ou linéaire avec la fréquence, certaines solutions sont d'avance à exclure. Il en va de même si l'on souhaite avoir un déphasage numérique ou analogique.

Dans le cas présent, opter pour un déphaseur analogique qui utiliserait la double membrane n'est pas souhaitable car d'une part cela s'avère être une solution plus difficile à réaliser, et d'autre part utiliser la membrane en dehors de ses états prédéfinis détériorerait les performances RF du dispositif. La réalisation d'un déphaseur par réflexion nécessiterait l'étude d'un coupleur -3dB ce qui complique le démonstrateur. Il a donc été décidé de réaliser un déphaseur en transmission. La géométrie et le principe du SPDT ne se prêtent pas aux déphaseurs à ligne distribuée ou à ligne chargée, restent alors les déphaseurs à lignes ou réseaux commutés. Ces deux méthodes sont compatibles avec la double membrane. Toutefois, la conception d'un point de vue circuit des réseaux commutés étant très délicat, on a préféré travailler sur des lignes commutées plus simples à élaborer bien que présentant un encombrement et des pertes supérieures. Les premières cellules du déphaseur réalisés sont présentées ci-après.

1.3. Simulations de cellules élémentaires

L'utilisation de commutateurs parallèles nécessite l'emploi de tronçons quart d'ondes afin de transformer le court-circuit en circuit ouvert. Sans cet artifice, le signal ne sera pas véhiculé vers la voie passante du fait de l'impédance nulle présentée par le court-circuit. La longueur du quart d'onde sera donc fonction de la fréquence de travail ce qui est moins gênant dans le cas d'un commutateur capacitif qui adresse des fréquences plus élevées, où la longueur d'onde correspondante est plus petite. De plus, l'encombrement d'un circuit à base de commutateurs parallèles sera plus important car chaque commutateur aura besoin d'un retour de masse fourni par un *stub* papillon ou un

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

trou métallisé [31,32].

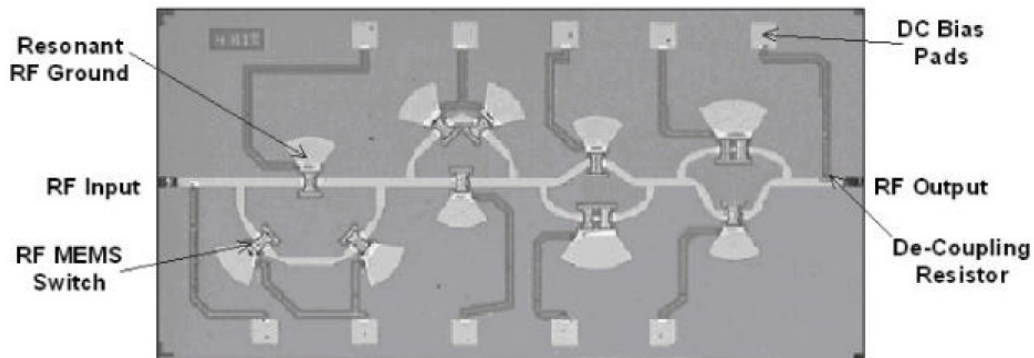


fig. 197 : Exemple de déphaseur à lignes commutées utilisant des switches parallèles [31,32]

Pour réaliser un bit de déphasage à l'aide de commutateurs série, on peut employer à loisir 3 ou 4 commutateurs selon l'encombrement des commutateurs utilisés. En ce qui concerne l'utilisation de commutateurs parallèles, la réduction de l'encombrement impose le choix de 3 switches par cellule afin de ne pas multiplier les tronçons quarts d'onde comme illustré ci-après.

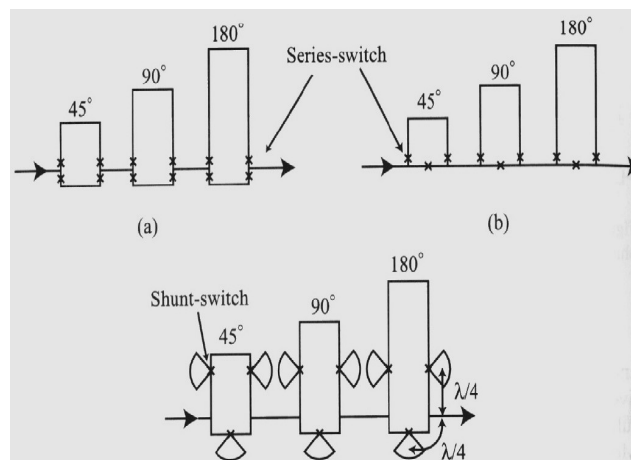


fig. 198 : Représentations schématiques d'un déphaseur à lignes commutées utilisant des SPST [13]

Les cellules de base des solutions envisagées utilisent quant à elles deux SPDT donc deux membranes seulement ce qui fiabilise le circuit mais augmente l'encombrement général puisque l'on retrouve alors un tronçon quart d'onde sur chacun des chemins (à retard ou de référence). Un modèle de cellule élémentaire est proposé en guise d'illustration.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

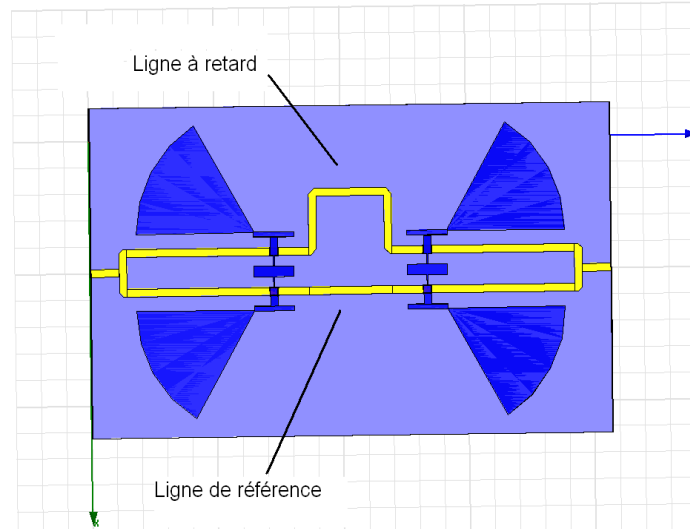


fig. 199 : Modèle d'une cellule élémentaire à base de SPDT

La première étude était axée sur la mise au point des bits correspondant aux déphasages de $22,5^\circ$ et 45° , la deuxième étude devait optimiser les bits de 90° et 180° pour compléter le déphaseur. En cascade des quatre cellules on obtenait alors un balayage des 360° avec un pas de $22,5^\circ$. La troisième étude était un travail connexe sur une adaptation plus haute fréquence de la double membrane à un déphaseur peu encombrant qui permettait d'obtenir trois valeurs de déphasages à l'aide de cellules imbriquées.

1.2.2.1. Déphaseur 2 bits

Les deux premiers bits ont été simulés séparément avant d'être optimisés ensemble après association en série. Le détail du modèle est explicité sur la figure suivante. La proximité des *stubs* papillons par rapport aux lignes microrubans permet d'améliorer l'adaptation grâce à un phénomène de couplage. L'avantage est d'utiliser la majeure partie de l'espace occupé par les tronçons quart d'ondes indispensables à la transformation du court-circuit pour le placement des *stubs*. On gagne ainsi en profondeur et cela permet d'obtenir une géométrie plus compacte. Le longueur du retard est estimée à l'aide du logiciel Appcad [33] puis optimisée avec HFSS.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

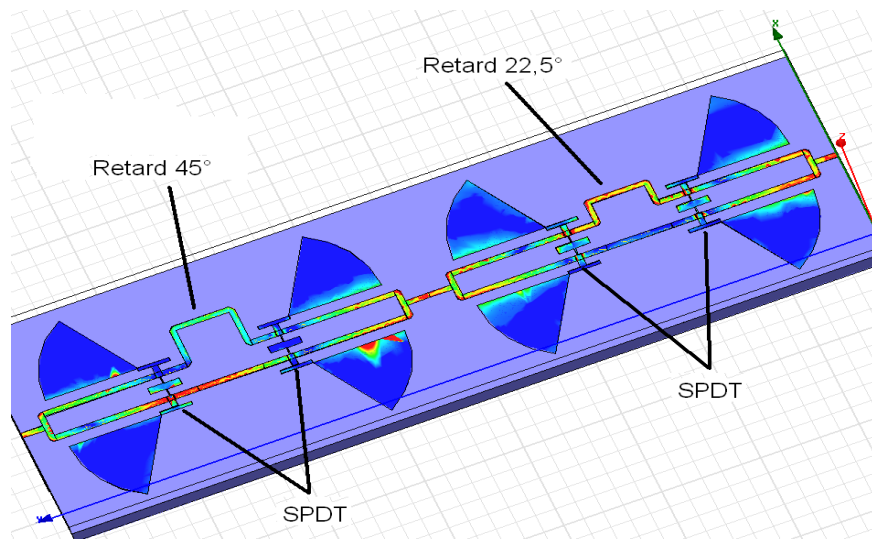


fig. 200 : Détail du déphaseur 2 bits (22,5° & 45°), le déphasage illustré est de 22,5°

A première vue, il semblerait judicieux de réduire le chemin élémentaire pour ce retrouver dans un cas proche de celui décrit par la figure 9 en utilisant pour cela un chemin à retard méandrique. Cependant un tel chemin rapporterait un effet selfique sans compter le rayonnement important ce qui augmenterait les pertes. Les performances simulées du dispositif sont présentées dans le tableau ci-dessous.

$\Delta\Phi$ Paramètres	$\Delta\Phi$ Simulé @24GHz	Erreur de phase @24GHz	Pertes d'insertion	Pertes par réflexion
0° (référence)	101,28°	0°	-0,53dB	-22,40dB
22,5°	78,79°	0,01°	-0,54dB	-20,49dB
45°	55,49°	0,79°	-0,62dB	-17,86dB
67,5°	33,30°	0,48°	-0,64dB	-13,82dB

L'adaptation pour le chemin le plus long est à peine suffisante, on remarque que l'adaptation diminue lorsque le retard augmente. Que les pertes d'insertion augmentent par contre est tout à fait normal puisqu'elles sont proportionnelles à la longueur de la ligne. Pour des déphasages plus importants des problèmes de réflexion peuvent donc intervenir.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

I.2.2.2. Déphaseur 4 bits

Pour le déphaseur 4 bits censé couvrir les 360° , plusieurs géométries ont été étudiées. Le plus évident était de simplement mettre en série les 4 cellules. Toutefois, l'encombrement suivant la longueur était important puisque la longueur d'onde à cette fréquence est de 4,6mm. On dénombrait au minimum deux tronçons quart d'onde et un chemin de référence par cellule ; on se retrouvait alors avec un circuit d'au moins 11mm de long au bas mot et les pertes par réflexion étaient problématiques. Pour diminuer ces pertes par réflexion on a envisagé la conception d'un autre circuit qui utilisait un "double embranchement". L'encombrement général est de 4,8mm par 7,8mm pour 2 bits et donc du double pour le déphaseur complet. La différence principale réside dans la commande du déphasage car pour obtenir un seul retard ce circuit nécessite l'actionnement de la moitié des SPDT qui le composent alors que dans la première méthode il s'agissait de la totalité. Le nombre de commutateurs à actionner reste le même par contre, à savoir 8, puisque cette méthode nécessite 4 SPDT de plus.

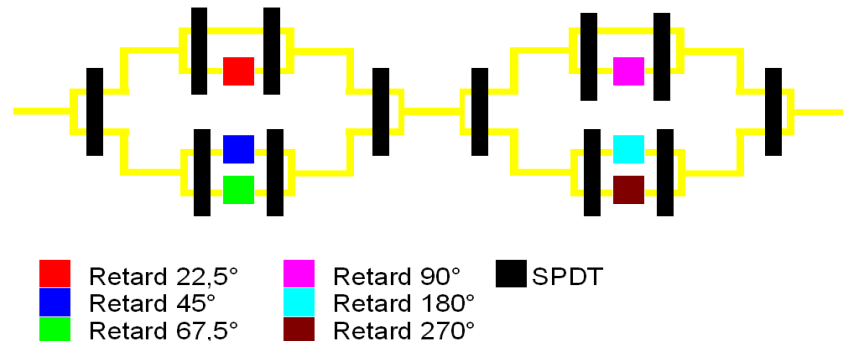


fig. 201 : Schéma de principe d'un déphaseur 4 bits à "double embranchement"

Ce type de déphaseur n'a pas pu être optimisé sous HFSS car pour la mise au point de chaque bit il fallait tenir compte du premier embranchement ce qui multipliait énormément les temps de calcul. Bien que ce concept semblait prometteur puisqu'il diminuait les pertes par réflexion il n'a pas été finalisé du fait de son encombrement. Une autre méthode a alors été imaginée, le principe étant de proposer un circuit qui soit deux fois moins long et presque deux fois plus large que le circuit avec les 4 bits en série. Pour cette solution les cellules sont encore en série mais disposées en forme de U.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

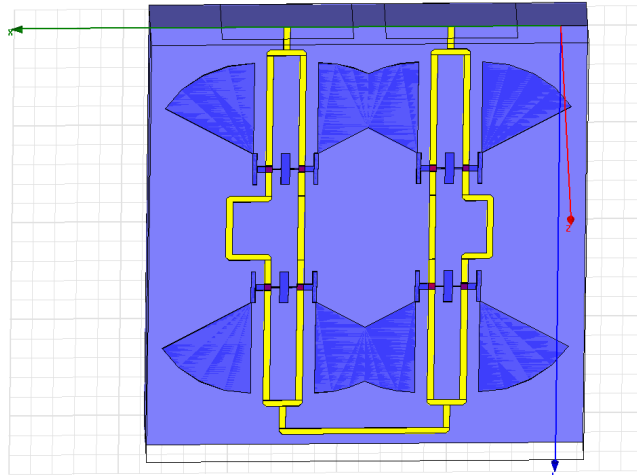


fig. 202 : Déphaseur 2 bits série en U

L'idée était d'éventuellement concaténer les *stubs* centraux de deux chemins pour gagner en largeur mais cette solution n'était pas fiable. Au final l'allongement du chemin nécessaire au virage et au décalage détériorait fortement les performances RF. On a donc décidé de se limiter au seul déphaseur avec les cellules en série.

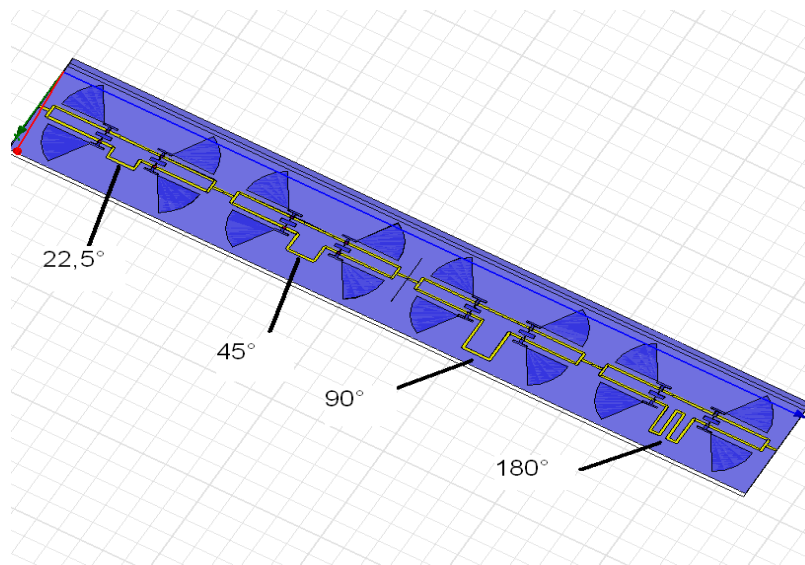


fig. 203 : Déphaseur 4 bits série

Comme l'on s'y attendait lors de la conception des deux premiers bits, il s'est avéré que les retards importants nécessaires pour générer des déphasages de 90° ou 180° présentaient une adaptation trop faible : pertes par réflexion de -12dB pour le chemin à 180° . Dans l'état le déphaseur 4 bits n'est donc pas optimisé. Pour limiter les

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

réflexions il faudrait implémenter dans le modèle des *stubs* ouverts pour adapter sur les grands retards [4].

1.2.2.3. Déphaseur 3 cellules en bande W

Enfin, un dernier type de déphaseur a été étudié pour du dépointage d'antennes à haute fréquence (77GHz) en utilisant les structures SPDT. Le but était d'alimenter trois jeux d'antennes pour couvrir l'ensemble de l'espace [34]. Pour pouvoir travailler à cette fréquence il a fallu redimensionner les *stubs* papillons pour que le signal soit bien coupé à la fréquence de 77GHz. Ainsi un *stub* de 182 μ m de rayon et 40° d'ouverture a été utilisé, l'isolation correspondante avoisinait les -20dB @77GHz.

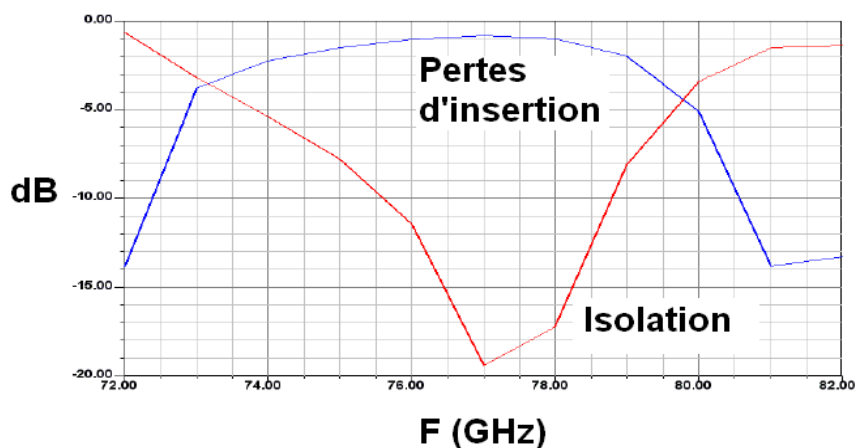


fig. 204 : Isolation et pertes d'insertion du SPDT @ 77GHz

Comme l'application ne nécessitait que 3 états de phase, une cellule originale a été conçue pour répondre précisément à ces besoins tout en offrant un minimum d'encombrement. Le principe était d'imbriquer les cellules les unes dans les autres comme l'illustre le schéma suivant.

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

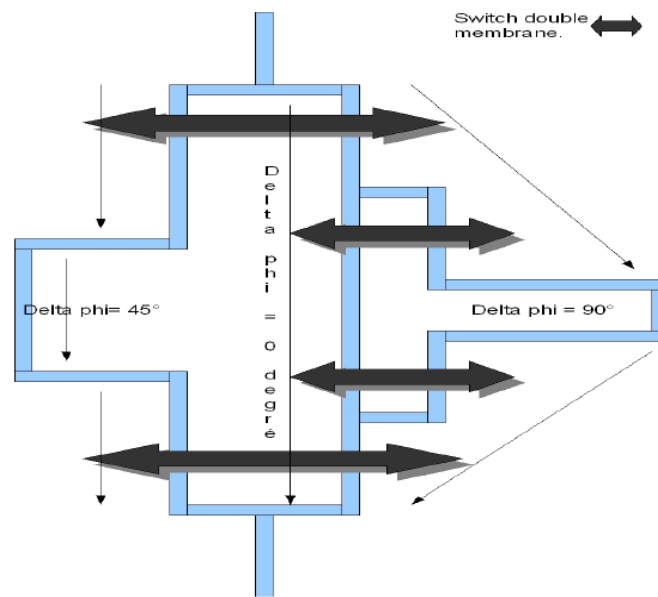
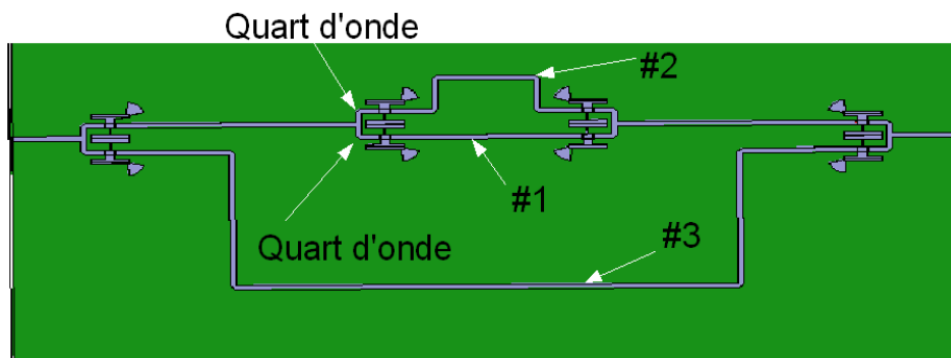


fig. 205 : Vue schématique du déphaseur à cellules imbriquées

La différence de marche entre le chemin de référence (cellule 1) et le retard générant 45° (cellule 2) est de 1mm. Entre le chemin de référence et le retard à l'origine du déphasage de 90° (cellule 3), on a une différence de 3,272mm. Le chemin de référence fait quant à lui 6mm, ce qui donne le modèle suivant pour l'ensemble du circuit déphaseur.



3 chemins, 4 commutateurs

fig. 206 : Modèle du déphaseur 3 états à boucles imbriquées

Les résultats obtenus avec cette géométrie sont résumés dans le tableau suivant [34].

I. Exemple d'application du SPDT conçu : circuit déphaseur

Cellule	ΔL	$\Delta\Phi$ calculé	$\Delta\Phi$ simulé	Erreur de phase	Adaptation @77GHz
1	0mm	0°	0°	0°	-36dB
2	1mm	253,16°	246,90°	6,26°	-17dB
3	3,272mm	108,35°	94°	14,35°	-24dB

Les résultats sont prometteurs. Il suffirait d'optimiser un peu la longueur des retards pour diminuer l'erreur de phase et ainsi obtenir un déphaseur complètement opérationnel.

Cette partie avait pour but de présenter une application concrète du SPDT. Pour ce faire, des circuits déphaseurs pour du dépointage d'antennes utilisant la structure de la double membrane ont été démontrés. Les autres perspectives associées à ce travail sont moins orientées application mais plutôt composant ; elles seront décrites en détail dans la partie suivante de ce chapitre.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

Le procédé de fabrication décrit dans le chapitre III est assez polyvalent dans la mesure où l'utilisation d'une double couche sacrificielle permet de réaliser bon nombre d'opérations. En guise d'exemple, une inductance 3D est proposée ci-après. Elle a été fabriquée avec le même procédé que le SPDT, la croissance électrolytique sert à créer l'effet 3D. La base est formée grâce à la couche de croissance et le haut avec le niveau "membrane" ou "ergots". Les inductances 3D constituent un bon exemple de la polyvalence du procédé car elles nécessitent généralement des procédés qui leur sont dédiés basés quasi-exclusivement sur l'utilisation de résine épaisse [35-36].

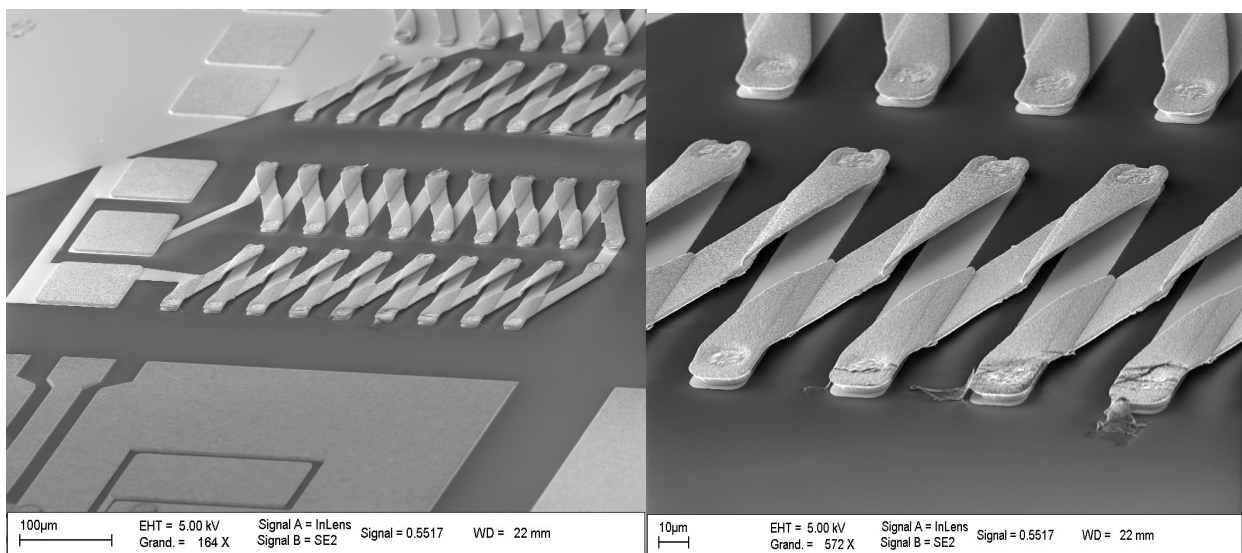


fig. 207 : Vues MEB d'une inductance 3D en plan large et gros plan

De manière analogue, plusieurs composants ont été conçus et réalisés sur la base de ce même procédé de fabrication : des capacités variables, des wattmètres et un nouveau type de SPST. Leur conception et réalisation sont détaillées dans les parties suivantes.

II.1. Conception des capacités variables

Le principe même des capacités variables est analogue à celui d'un commutateur capacitif si ce n'est que l'excursion est contrôlée par l'actionnement. Dans le cas spécifique des capacités digitales il n'y a aucune différence de principe entre un commutateur capacitif et une capacité variable. La différence résulte plutôt du type d'applications utilisant l'une ou l'autre sorte des composants. Il paraissait donc important de se pencher sur cet autre classe de MEMS puisque le procédé de fabrication est strictement identique. Dans les parties suivantes on présentera très succinctement les spécifications associées aux capacités variables avant de décrire les différentes géométries conçues et leurs réalisations.

II.1.1. Contexte et principe

L'application principale des capacités variables MEMS est la réalisation de filtres [38-40]. Le principe est généralement d'utiliser deux plateaux métalliques parallèles afin de réaliser une capacité soit de type MAM (metal-air-metal) où les plans métalliques sont séparés par de l'air, soit de type MIM (metal-insulator-metal) où les mêmes plateaux sont séparés par un diélectrique. Pour réaliser la variation de capacité, l'un des deux plateaux (voir les deux [42]) est mobile et contrôlé par actionnement généralement électrostatique. Le contrôle de l'excursion permet d'obtenir une valeur de capacité en fonction de la commande sur l'électrode.

La qualité de la capacité variable réalisée dépend essentiellement de deux critères. Le premier est le facteur de qualité déterminé par le ratio $C_{\text{haut}}/C_{\text{bas}}$ qui est fonction de l'excursion minimale et maximale de la structure. Généralement l'état bas est fixé par les besoins de l'application ce qui détermine le type de capacité et surtout la dimension des plateaux. En effet de par l'expression de la capacité (Cf. **Chapitre I, II. 2.2**), sa valeur à l'état bas sera fixée par les dimensions des plateaux ainsi que le *gap* et le type d'entrefer. La force de contact aura donc la même importance que pour les

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

commutateurs puisqu'elle garantira la valeur à l'état bas de la capacité moyennant la rugosité du matériau dans le cas d'une capacité MIM [39]. Le second critère est la reproductibilité de l'excursion. Si le déplacement d'un plan métallique par rapport à l'autre n'est pas parallèle, la variation de la capacité ne sera pas linéaire [37]. En soi cela ne constitue pas forcément un problème si le comportement est reproductible. Cependant des phénomènes tels que la tension d'effondrement, la stiction ou encore le chargement du diélectrique ne permettent pas d'avoir un comportement prévisible à long terme [41].

Les enjeux étaient donc de concevoir des géométries de capacité variable qui seraient plus fiables car moins sujets à ces phénomènes destructifs tout en garantissant un bon facteur de qualité avec une variation la plus linéaire possible. Le détail des considérations mécaniques qui ont permis d'arriver à de telles structures est présenté ci-après.

II.1.2. Conceptions mécaniques

L'idée première était de réemployer une membrane sans ancrage qui constituerait le plateau mobile supérieur de la capacité variable. Pour obtenir une excursion parallèle, des bras de découplage seraient implémentés afin d'éviter la transmission de la déformation générale de la membrane à un plateau central.

Ce plateau central correspond au plan métallique supérieur de la capacité. Avec des bras correctement conçus, il est possible d'obtenir une excursion quasi-plane. L'autre spécificité du concept était d'utiliser quatre paires d'appuis plan pour supporter la membrane. Chaque paire est située à une extrémité de la membrane pour supporter un plateau d'actionnement, comme illustré sur la figure suivante.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

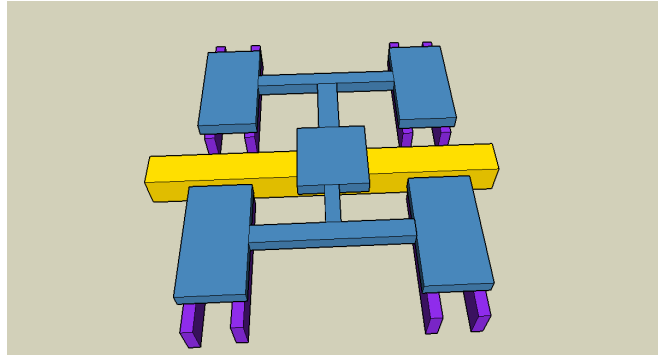


fig. 208 : Schéma 3D de la première capacité variable, la ligne apparaît en jaune les piliers en bleu foncé et la membrane en bleu clair

L'avantage d'un tel système est que le phénomène d'effondrement (*pull-in*) est évité du fait de la rigidité de la structure. Le corollaire est qu'en déterminant une largeur de plateau d'actionnement maximale on peut éviter le contact entre les électrodes d'actionnement et les plateaux d'actionnement de la structure. On s'affranchit alors d'un autre problème récurrent aux capacités variables : le chargement du diélectrique. En effet, s'il n'y a pas de contact entre les électrodes il est dès lors inutile d'utiliser une couche de diélectrique pour isoler les deux électrodes.

Enfin, pour pouvoir assurer la qualité de l'état bas, des électrodes de chaque côté du plateau central ont été rajoutées, afin de pouvoir réaliser un plaquage de la membrane. Bien que moins performant sur cette structure que sur les deux autres envisagées, le système est fonctionnel. Il n'a pas été intégré dans les simulations éléments finis, il faut donc compter sur une rigidité encore supérieure. Il est visible sur les photos proposées de la structure dans la partie suivante.

Comme énoncé précédemment, il a été décidé de réaliser des simulations à l'aide du logiciel Ansys afin de valider le comportement mécanique souhaité de la structure. Les simulations ont déterminé que l'excursion était bien parallèle à la ligne comparée aux déformations de la structure. Le phénomène de *pull-in* est également évité comme souhaité ce qui valide le deuxième point de la conception. Par contre, les simulations ont également démontré que du fait de la rigidité de la structure d'une part, et de la largeur réduite des plateaux d'actionnement d'autre part, les tensions nécessaires étaient très élevées : de l'ordre de 35V pour un entrefer de 3 μ m.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

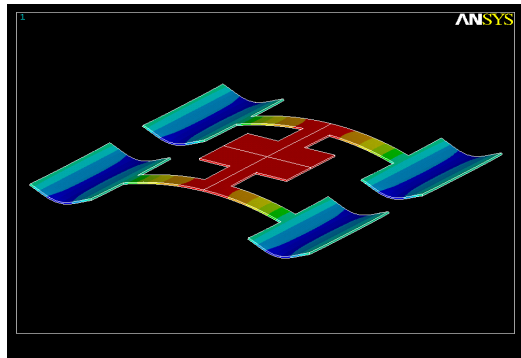


fig. 209 : Déformée de la structure obtenue par simulation

L'idée au demeurant est donc bonne, mais elle n'est pas adaptée pour des procédés de fabrication avec un *gap* de $3\mu\text{m}$. Pour valider tout de même le déplacement plan du plateau central, il a été décidé de réaliser cette structure mais en utilisant uniquement les quatre piliers les plus proches de la ligne de transmission. Le phénomène de *zipping* ne peut donc être évité de la sorte mais en attendant de réaliser un *run* dédié avec un entrefer plus faible, cette solution apparaissait comme étant une bonne alternative.

La diminution du *gap* de la structure implique forcément une réduction de l'excursion. Pour adresser des besoins d'état haut très faible, il fallait imaginer une excursion plus importante. Pour de telles spécifications une autre structure a été imaginée. Elle est moins rigide que la précédente, c'est pourquoi elle se déforme plus facilement; il faut alors trouver un compromis entre la rigidité de la structure et la planarité de l'excursion.

Pour cela il a été décidé de réutiliser une membrane simplement supportée par deux piliers, similaire au concept du commutateur capacitif décrit dans le chapitre I. Pour conserver une capacité à l'état bas importante, des électrodes "internes" ont été rajoutées. Elles consistent en des plateaux d'actionnement situés entre les appuis et le plateau central. De même que les électrodes classiques "externes" permettent de décoller la structure, ces électrodes autorisent un plaquage du plateau supérieur sur la ligne ce qui améliore les forces de contact et augmente de ce fait la capacité réalisée.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

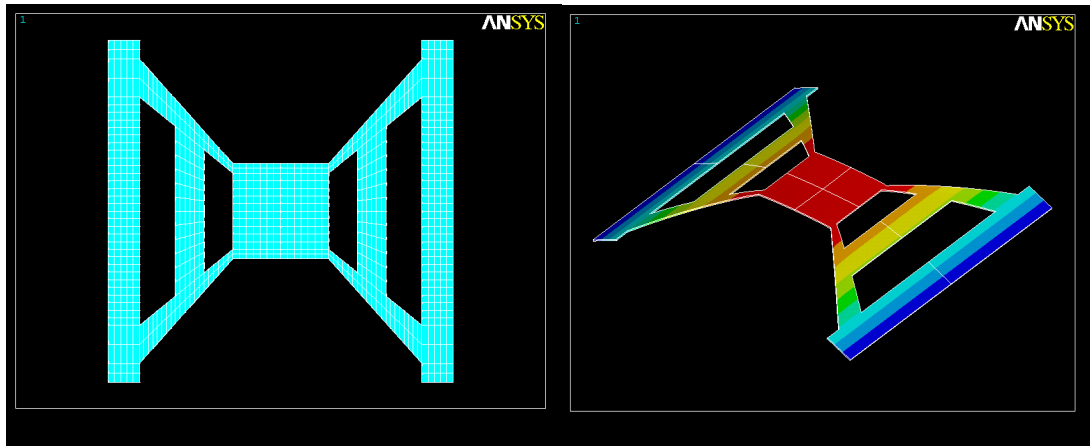


fig. 210 : Modèle et déformée du deuxième type de capacité variable étudiée

Les figures précédentes illustraient la géométrie retenue et la validation éléments finis de cette géométrie (grandes déflexions et excursion parallèle du plateau). La forme en X de la structure augmente la rigidité générale et permet de s'affranchir de l'emploi d'ailettes pour contrer le phénomène de *zipping* tout en conservant une faible tension d'actionnement (*pull-in* simulé à 10V).

Enfin, une dernière structure a été imaginée qui combine les avantages des deux structures précédentes. Elle utilise pour cela des bras de décorrélation pour avoir une excursion plane du plateau central. Ce plateau est divisé en plusieurs parties pour augmenter l'efficacité des bras de torsion et en même temps réaliser une capacité plus grande de par les surfaces en jeu. Contrairement à la première structure elle ne nécessite que deux piliers à l'instar de la deuxième solution. Tout comme cette dernière, elle bénéficie d'une double paire d'électrodes pour à loisir plaquer et décoller la membrane.

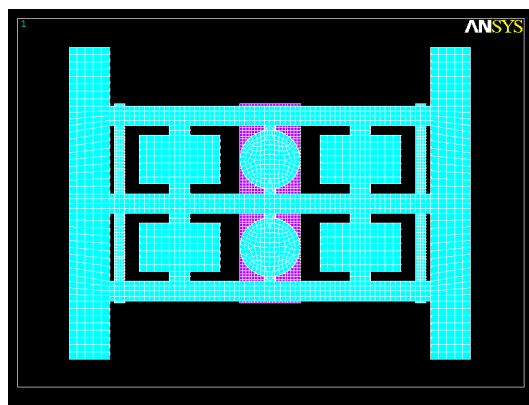


fig. 211 : Modèle du troisième type de capacité variable avec ligne et piliers (NB la ligne est représentée en violet)

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

A nouveau, le principe de cette structure a été simulé afin de s'assurer de la validité de son comportement. Il a été estimé conforme à celui prévu puisque les tensions de *pull-in* étaient analogues à celles de la deuxième structure tandis que la planarité de l'excursion était plus proche de la première structure en version 4 piliers. Ainsi il est possible d'obtenir des excursions parallèles à faibles tensions. En ce qui concerne le plaquage de la membrane à l'état bas, seul le placement des électrodes internes intervient. En effet, la forme de celles-ci ne présente finalement que peu d'influence sur leur efficacité. Plus les électrodes sont proches du centre et plus le plaquage est important. Comme ces capacités variables seront placées sur des lignes coplanaires et que la membrane est reliée à la masse, il a été choisi d'arrêter les électrodes au niveau des plans de masse coplanaires.

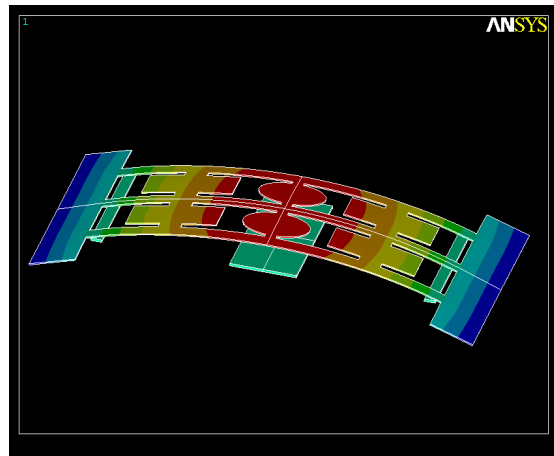


fig. 212 : Déformée simulée du troisième type de capacité variable

Un tableau qualitatif est proposé ci-après pour comparer les avantages et inconvénients de chacune des trois structures retenues. L'encombrement général des trois structures est identique : environ 600 μ m par 300 μ m.

Paramètre Structure	Planarité de l'excursion	Excursion maximale	Tension d'actionnement	Plaquage de la membrane	Chargement du diélectrique
I	++	+-	-	+	++
II	+-	++	++	++	-
III	+	+	+	++	-

Les spécificités de la réalisation technologique de ces trois dispositifs sont

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

explicitées ci-après, agrémentées d'images optiques des points clé des étapes technologiques.

II.1.3. Fabrication

Le procédé de fabrication utilisé pour la réalisation de ces dispositifs est strictement identique à celui employé pour les SPDT décrit dans le Chapitre III. Ces dispositifs sont réalisés en technologie coplanaire contrairement au SPDT qui était basé sur une technologie microruban. Cela ne change pas le procédé de fabrication mais plutôt la réalisation des masques pour la lithographie optique.

En effet on retrouve plus de zones électrolysées du fait des plans de masse du coplanaire. Les temps d'électrolyse, fonctions de la taille des ouvertures, sont donc plus importants. La spécificité principale des masques réside dans l'adaptation du coplanaire au niveau du "*tapper*" (élargissement local) du conducteur central. Pour augmenter la valeur de la capacité à l'état bas le conducteur central a une forme hexagonale sur chacun des designs en vis-à-vis du plateau central des membranes. Pour ne pas désadapter la ligne et conserver une impédance de 50Ω , le *gap* entre le conducteur central et les plans de masse est agrandi également.

En complément de cette adaptation du coplanaire, des ponts à air sont réalisés pour diminuer l'influence du changement de section. Pour réaliser ces ponts, les niveaux "ouverture ancrage" et "ergots" sont utilisés.

A l'heure actuelle, ces structures n'ont été réalisées qu'une seule fois sur un lot de quatre substrats de silicium intrinsèques où les structures SPDT étaient largement majoritaires. Pour illustrer les différentes étapes de cette réalisation une sélection de photos est proposée mélangeant les trois types de structures.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

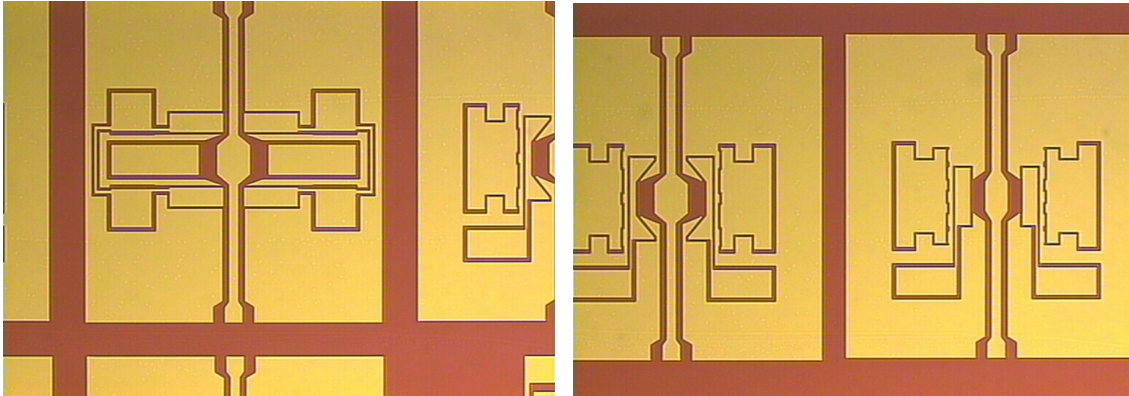


fig. 213 : Niveau1, couche d'accroche

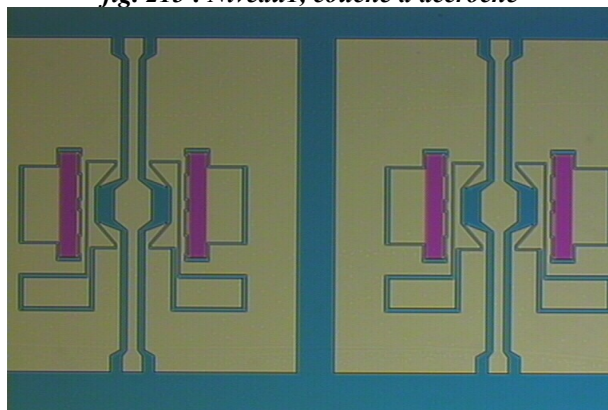


fig. 214 : Niveau2, diélectrique pour les électrodes

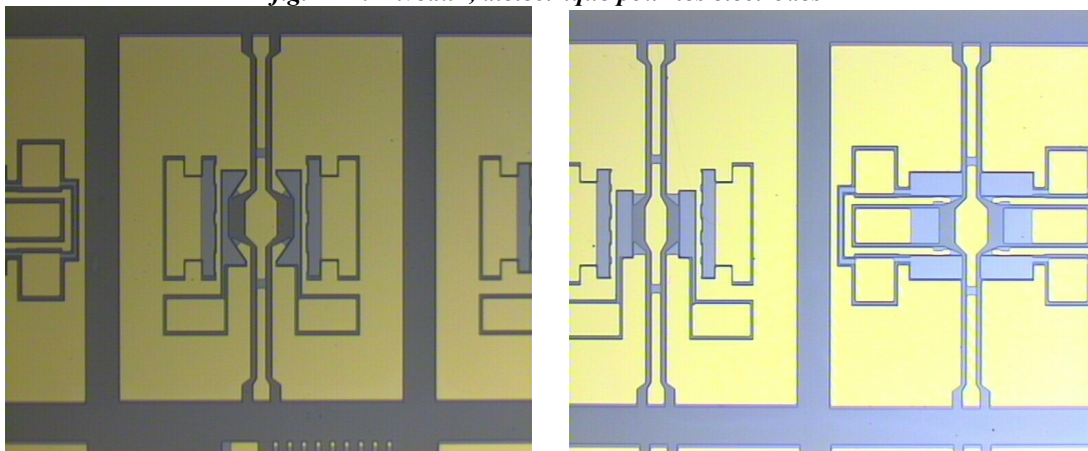


fig. 215 : Niveau3, ouverture du moule d'oxyde pour l'électrolyse

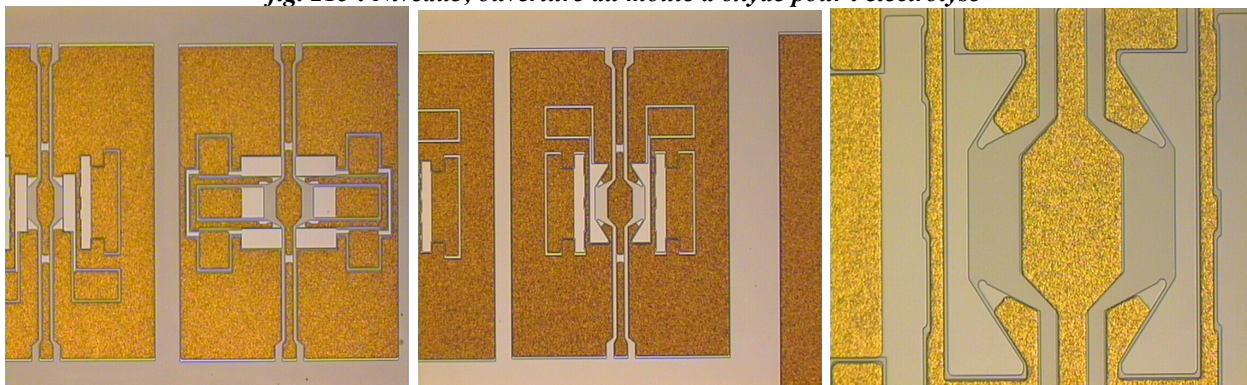


fig. 216 : Niveau3, après électrolyse des lignes et pilliers

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

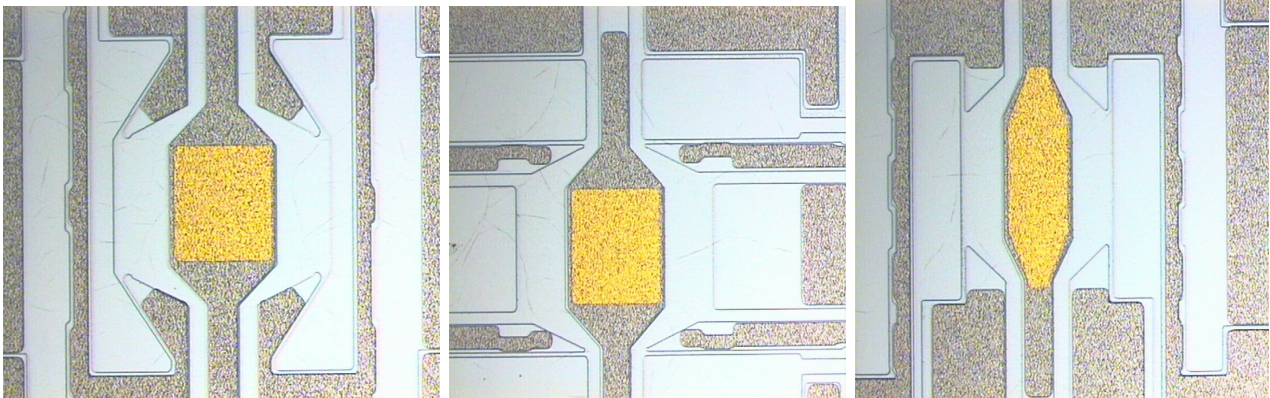


fig. 217 : Niveau4, encapsulation du contact capacitif (trois types différents)

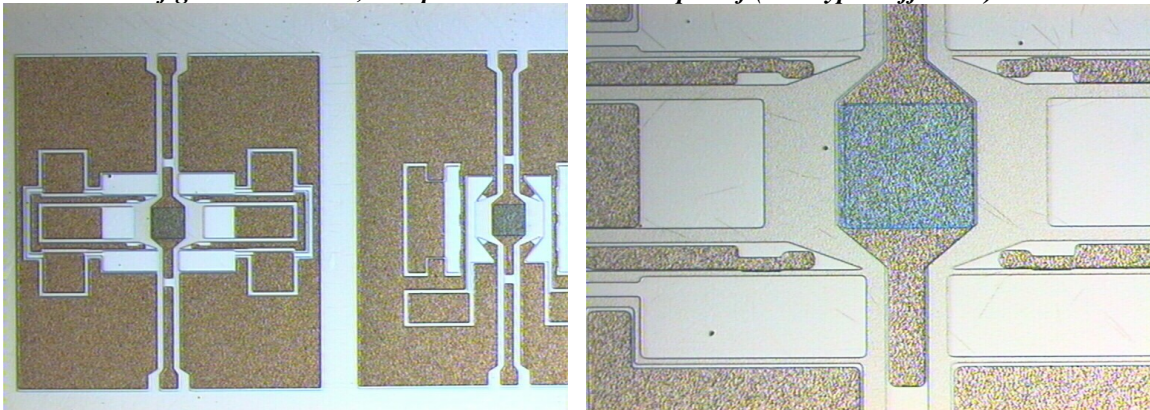


fig. 218 : Niveau 5, contact capacitif (vues larges et en gros plan)

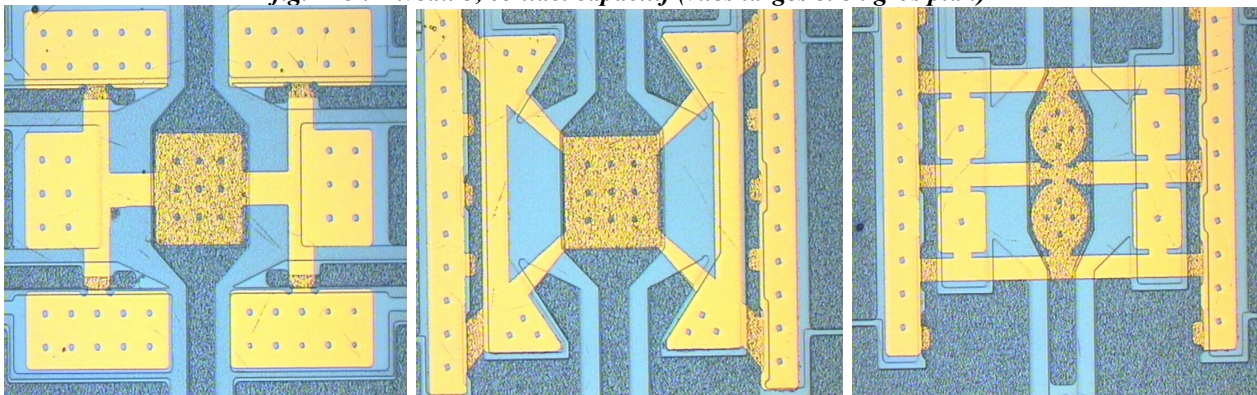


fig. 219 : Niveau6, membrane

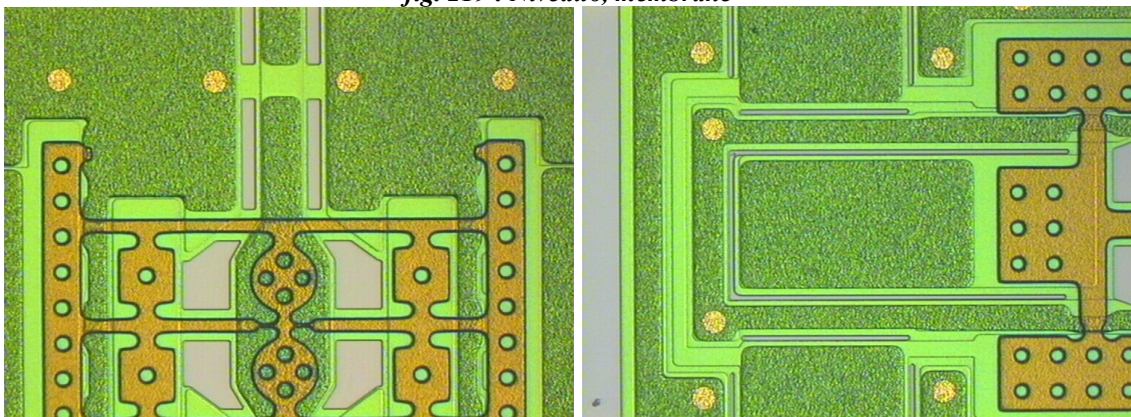


fig. 220 : Niveau7, ouverture pour les ancrages

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

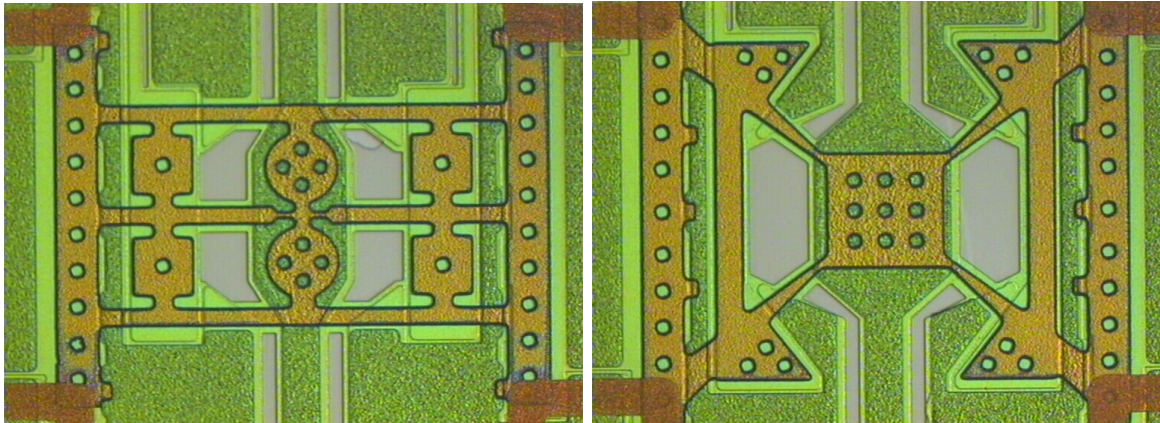


fig. 221 : Niveau8, ergots de maintien

La réalisation de ces dispositifs a présenté les mêmes difficultés que pour le SPDT. On retiendra notamment la mauvaise tenue du contact capacitif lors de la libération qui est au moins autant néfaste pour le fonctionnement de ce type de composant que pour le SPDT. La solution à ce principal problème est identique à celle préconisée pour le SPDT à savoir utiliser de l'alumine, en guise de diélectrique. En effet, ce matériau offre une meilleure sélectivité que le nitrure de silicium à l'acide fluorhydrique. Des caractérisations complètes sont attendues à partir de futurs substrats.

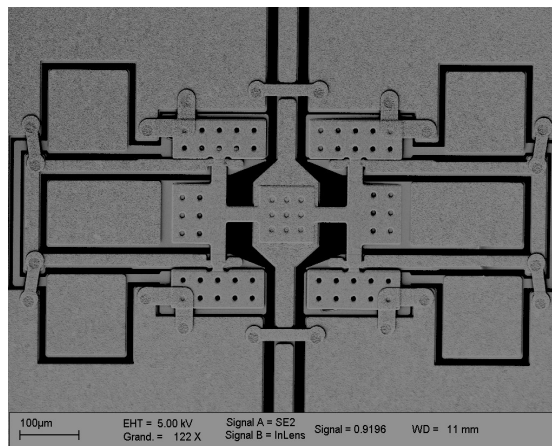


fig. 222 : Vue MEB d'une structure après libération

Bien que les filtres constituent l'application la plus courante des capacités variables, il a été précédemment démontré qu'elles pouvaient aussi faire office de wattmètre pour mesurer la puissance [43].

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

II.1.4. Application des capacités variables à un wattmètre

La réalisation de wattmètre à partir de capacité variable est une application alternative. Son principe sera brièvement exposé avant d'illustrer ces propos par quelques photos issues de la fabrication des démonstrateurs.

II.1.4.1. Principe

Un wattmètre est un appareil qui mesure la puissance électrique transmise dans un circuit. A l'échelle des microsystèmes, il est assez délicat de l'implémenter ce qui rend difficile la mesure réelle de la puissance traversant une ligne de transmission. En effet il est aisé de déterminer la puissance fournie au circuit, mais c'est différent pour celle que subit réellement la ligne, les deux n'étant pas forcément identiques.

Dans le chapitre I ont été présentés certains des problèmes inhérents aux commutateurs MEMS RF dont l'auto-commutation et l'auto-maintien (Cf. **Chapitre I, III. 4**). C'est un comble mais pourtant l'utilisation de capacités variables pour réaliser des wattmètres exploite ces mécanismes de défaillance. Lorsque de la puissance traverse la ligne, la membrane se retrouve attirée par la force électrostatique générée par le passage de cette puissance et subit une déflexion. Lorsqu'une déflexion est détectée, il faut alors appliquer la tension sur les électrodes concernées pour annuler cette déflexion. Il est alors possible de remonter à la valeur de la puissance moyennant un traitement de la mesure basé sur un modèle liant la tension aux bornes des électrodes à la puissance dans la ligne.

La deuxième géométrie de capacité variable est particulièrement adaptée à ce type d'application car sa rigidité plus faible la rend plus sensible à une attraction éventuelle. De plus, le système de double paire d'électrodes permet de mesurer une large gamme de puissance. En effet, si la puissance est trop faible pour attirer la membrane, il suffit d'appliquer une tension adéquate sur les électrodes internes pour rapprocher la membrane de la ligne afin que celle-ci puisse détecter la puissance. A l'inverse, si la puissance est trop importante et provoque l'auto maintien de la structure

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

(l'on serait alors en mesure hors limite), il serait tout de même possible de réaliser une mesure en contrant l'auto-maintien par une application de tension sur les électrodes externes. Pour pouvoir effectivement mesurer les puissances faibles comme les puissances importantes, il faut simplement que la portion de ligne située sous la membrane soit amincie (indispensable pour les basses puissances uniquement). Des tests d'auto-actionnement puis de redressement de la membrane par actionnement externe ont été réalisés par éléments finis afin d'illustrer la démarche. La figure suivante propose la visualisation d'une capacité variable de type deux soumise à l'attraction d'une puissance.

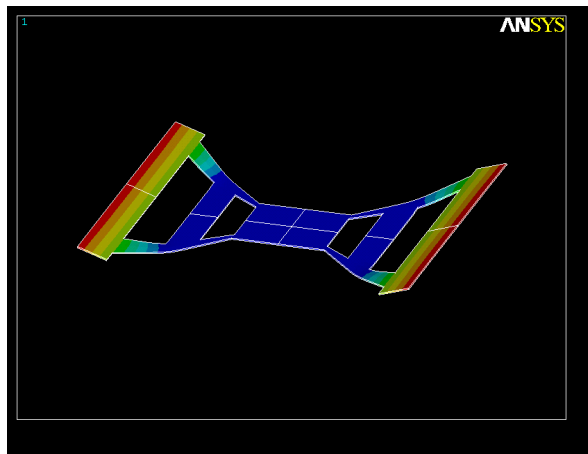


fig. 223 : Simulation de l'attraction générée par la puissance (même géométrie que sur la fig. 210)

Pour que l'application soit complète, elle nécessite un bloc entier de traitement des informations liées à la détection de la déflexion ainsi qu'à la tension nécessaire pour redresser la structure. Cette étude n'a pas été envisagée dans le cadre de ce travail, et seule la faisabilité du composant d'un point de vue technologique a été étudiée. Ce point a par ailleurs été validé comme le démontre le paragraphe suivant.

II.1.4.2. Réalisation technologique

Les structures utilisées en tant que wattmètre sont issues de la géométrie de la capacité variable de type 2. On retrouve la même structure sans contact capacitif pontée au dessus d'une ligne amincie (couche de croissance non électrolysée), et une autre structure dont la rigidité est encore moindre car les barres en X ont été

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé
remplacées par des bras de torsion.

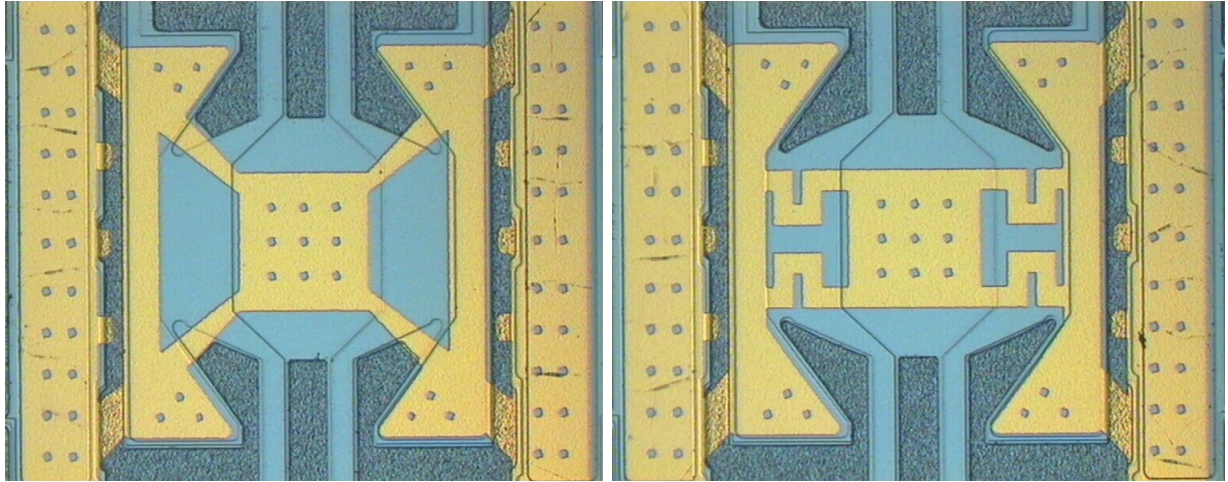


fig. 224 : Vues optiques des membranes des wattmètres

Le procédé de fabrication est identique à celui des capacités variables avec des étapes en moins. En effet, les niveaux 4 (encapsulation du contact) et 5 (contact capacitif) ne sont pas nécessaires pour la réalisation de ce type de composant. La fabrication technologique de ces wattmètres n'a pas posé de problèmes particuliers. En effet, le procédé était rodé et compte tenu de qu'il n'y avait pas de contact capacitif, les aléas liés à cette étape n'ont pas eu lieu d'être.

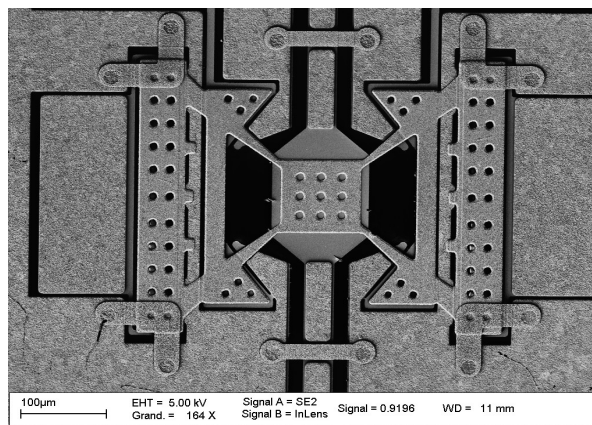


fig. 225 : Vue MEB d'un wattmètre après libération

En plus des capacités variables, un nouveau type de membrane a été développé pour réaliser des SPST. La structure utilise également une membrane simplement supportée, mais elle présente une topologie ohmique série pour adresser d'autres fréquences.

II.2. Conception de SPST ohmique série

Contrairement aux autres structures, SPDT ou capacités variables, ce SPST n'utilise pas une membrane tout en or mais un tricouche or-nitruure de silicium-or. Les nombreux avantages que cette structure présente ainsi que les phases de conception et de réalisation sont explicités ci-après.

II.2.1. Présentation et avantages de la structure

Comme pour les autres structures, le nouveau concept imaginé utilise une membrane simplement supportée. Alors que les autres composants étaient conçus sur une configuration parallèle, ce dernier s'illustre par son fonctionnement en série. Pour ce faire, le signal est véhiculé directement par le commutateur et non seulement à travers un contact ohmique isolé du reste de la membrane comme c'est généralement le cas pour ce type de commutateurs.

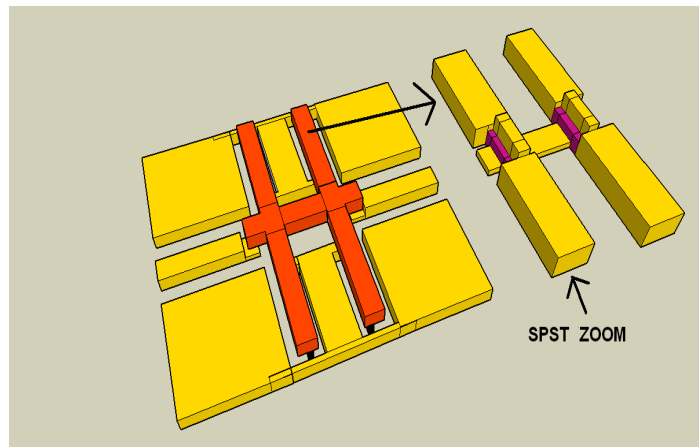


fig. 226 : Schéma de principe de la structure SPST

La partie centrale de la membrane permet de transmettre le signal sans induire de pertes dues à une désadaptation quelconque. En effet, la section de cette partie du commutateur est identique au conducteur central du coplanaire utilisé pour

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

véhiculer le signal d'une part, et les plateaux d'actionnement sont séparés de cette portion centrale par un diélectrique d'autre part.

Une nouvelle structure nécessite un développement uniquement si elle présente de meilleures performances que les anciennes. C'est le cas de cette structure qui propose de nombreux avantages. En premier lieu, il faut reconnaître que d'un point de vue strictement RF, les performances sont forcément supérieures. En effet, avec une telle membrane, le signal "voit" uniquement une portion de ligne suspendue du fait de l'isolation du reste de la membrane et de l'absence de métal dans le *gap* des coplanaires. Cela entraîne naturellement une baisse des pertes d'insertion comparé à d'autres structures. L'adaptation est également supérieure, elle s'est même avérée être meilleure que celle d'une simple ligne. En effet, les lignes de champ associées aux lignes de transmission suspendues s'établissent dans l'air ce qui génère moins de pertes qu'un établissement dans un substrat même s'il s'agit de silicium haute résistivité [44]. De plus, toujours en restant dans les performances RF, il apparaît que l'isolation est meilleure également. Cela s'explique par l'interruption de la ligne qui est d'au moins 100 μ m.

L'autre avantage de cette structure est son encombrement très faible. Le fait qu'elle ne possède que deux états (repos et actionné) permet de diminuer le nombre d'électrodes nécessaires. L'impact sur la taille générale du dispositif est évident. La distance entre la membrane et la ligne est fixée par la fréquence de travail. Pour des applications DC-10GHz par exemple, un écart de 1 μ m est suffisant.

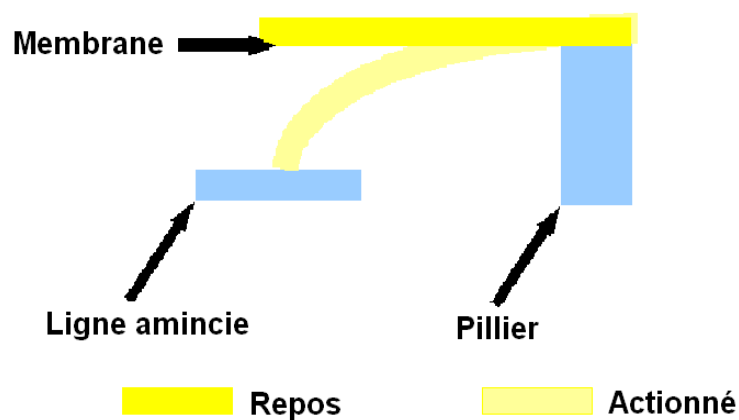


Fig. 227 : Vue schématique en coupe des deux états de la structure

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

Enfin, les améliorations principales concernent la fiabilité générale du commutateur, spécifiquement la force de contact et la tenue en puissance, deux aspects souvent critiques. Le fait que la membrane soit alignée avec le conducteur central permet d'avoir une force de contact à la base supérieure car le contact est réalisé à l'extrémité de la membrane, là où les moments des forces en jeu sont les plus importants. La force de contact est donc fonction de la rigidité de la structure. Compte tenu de la longueur réduite de la structure, cette rigidité est grande ce qui améliore les forces de contact et de rappel. De plus, le *pull-in* très faible de ces structures (à peine 1V avec un *gap* de 1 μ m) autorise l'application d'une tension supérieure à la tension d'effondrement pour augmenter encore la force de contact tout en restant basse tension. En ce qui concerne la tenue en puissance, cette structure apparaît comme plus adaptée car il n'y a pas de discontinuité géométrique le long du passage emprunté par le signal.

Cette structure comporte tout de même des inconvénients. Le plus évident est la nécessité d'utiliser au moins localement un tricouche or-nitruure de silicium-or. Une membrane tricouche est toujours plus délicate à réaliser technologiquement sans compter que le comportement mécanique d'une telle structure est difficile à cerner. De plus, il a été décidé d'éviter tout métal dans les *gaps* des coplanaires. Ce qui implique que seul le nitruure liera la partie centrale de la membrane à ses plateaux d'actionnement. Pour assurer le maintien de ce nitruure il faudra donc imaginer un système de rivets pour le fixer à l'or de la partie centrale et des plateaux. De plus, il faudra le préserver lors des phases de libération, ce qui était déjà un point critique pour le contact capacitif des autres structures étudiées. Par ailleurs, l'adhérence du nitruure sur l'or sans couche d'accroche peut être sujet à caution. En effet, les avis divergent quant à ce point précis dans la littérature. La non uniformité des dépôts d'un bâti à un autre est vraisemblablement responsable de ces contradictions, toujours est-il que l'emploi de rivets mécaniques devrait résoudre ce problème même en cas d'adhérence insuffisante. Bien évidemment, le revers de la médaille est la structure mécanique qui se complexifie.

Un autre désavantage, certes moindre, consiste en la pluralité des appuis

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

nécessaires à la réalisation de la structure : 2 appuis pour la partie centrale et un pour chacun des 4 plateaux d'actionnement, soit au total 6 appuis. Puisqu'ils sont tous réalisés par croissance électrolytique d'or, les différences d'ouverture des zones électrolysées peuvent induire une non planarité générale de la structure. Il est possible que la variation de la hauteur des différents piliers affecte le comportement mécanique de la structure, cependant l'impact resterait minimal.

Le risque de stiction ne doit pas, par contre, être pris à la légère. Si la taille des plateaux d'actionnement est trop importante, la stiction interviendra forcément à ce niveau, et ce, malgré la rigidité de la structure. Il a donc été décidé de limiter la largeur des plateaux d'actionnement à $40\mu\text{m}$ pour prévenir les risques de stiction. De plus, des ailettes ont été rajoutées périodiquement afin d'augmenter la rigidité des plateaux d'actionnement. Le risque encouru est donc fortement réduit ce qui était indispensable compte tenu de l'absence de dispositif anti-stiction sur cette structure.

Autant l'utilisation des ailettes s'avère maintenant classique tant les répercussions mécaniques ont été étudiées, autant il restait certaines zones d'ombres au niveau du concept mécanique de cette structure. Les points clés de cette étude sont présentés ci-après.

II.2.2. Etude mécanique du commutateur

L'étude mécanique de ce SPST avait deux objectifs principaux : déterminer la forme optimale à donner au nitrure de silicium et déterminer à quelle longueur minimale des extrémités placer les appuis. Le but final était d'obtenir une structure qui présenterait lors de son actionnement une force de contact maximale. La première conséquence de ces études a été la nécessité de prolonger la zone de la partie centrale qui devait entrer en contact avec la ligne de transmission. Ainsi, la déflexion de la partie centrale induite par la torsion générée par l'actionnement des plateaux est augmentée.

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

Le deuxième résultat issu de ces études est la nécessité de maximiser le couplage entre les plateaux d'actionnement et la partie centrale. En effet, pour bénéficier de la qualité de l'actionnement, il faut avoir un rendement de transmission important. Cela s'est traduit par deux changements dans la structure : le premier a été l'augmentation de la zone de nitrure à chaque extrémité; le second un profil des plateaux d'actionnement qui s'élargissait vers la partie centrale à la manière d'une aile d'avion vers le fuselage. La géométrie finalement adoptée pour la membrane est illustrée ci-après.

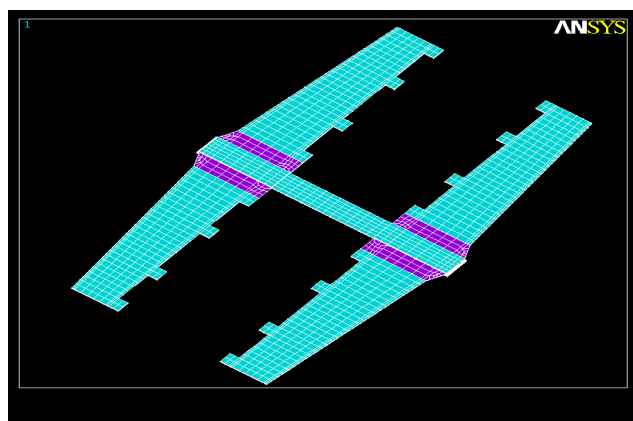


fig. 228 : Modèle obtenu une fois le contact optimisé (le nitrure est en violet)

Toujours dans l'optique d'augmenter le couplage des déformations entre la partie centrale et les 4 parties externes, les rivets destinés au maintien du nitrure ont été élargis sur les bords des *gaps* pour rigidifier. Les figures suivantes présentent des captures des masques illustrant la formation du nitrure et la géométrie des rivets.

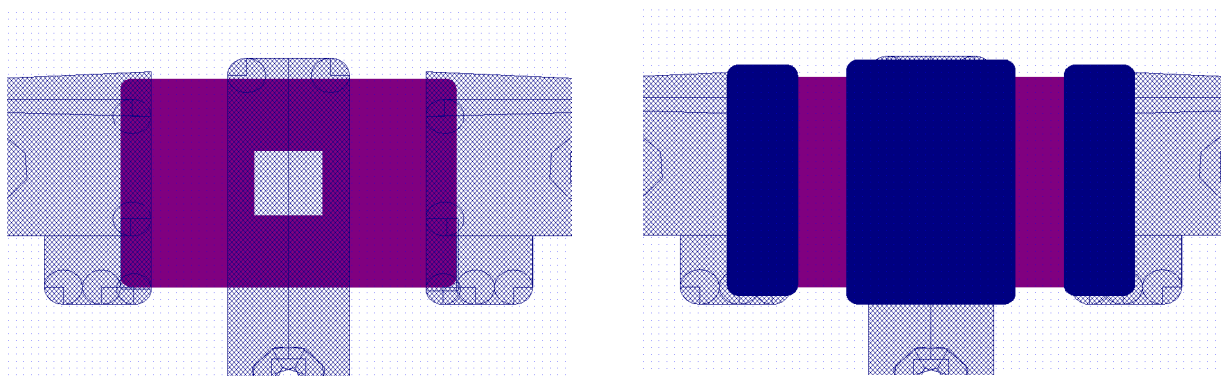


fig. 229 : Masques d'une extrémité de membrane (bleu hachuré) avec, et sans rivets (bleu foncé), le nitrure est en violet

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

A partir du moment où le concept général de la structure était établi, il ne restait plus qu'à déterminer précisément l'emplacement des appuis. Une étude a été réalisée en faisant varier le placement des piliers le long de la structure. L'objectif était d'obtenir une déflexion suffisante pour assurer un contact de bonne qualité. Pour mémoire, il a été démontré que la déflexion d'une poutre sur deux appuis plan symétriques est fonction du rapport longueur entre les piliers/longueur totale (Cf. **Chapitre I.**). On a donc choisi comme emplacement des piliers celui qui permettait le contact entre la membrane et la ligne sans utiliser d'effet *zipping*. La distance entre un pilier et l'extrémité de la partie centrale de la membrane est alors de $60\mu\text{m}$. Le corollaire de ce positionnement est que la membrane doit au moins avoir $200\mu\text{m}$ de longueur.

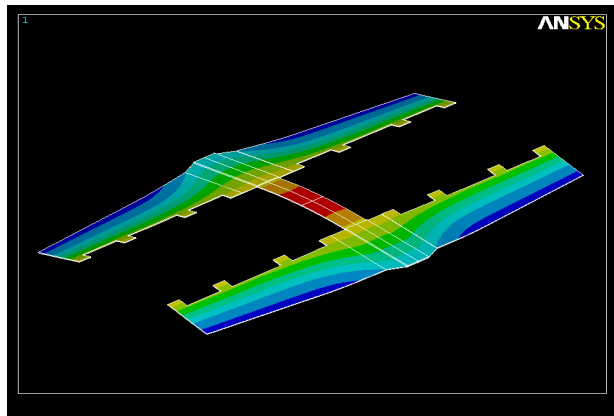


fig. 230 : Déformée de la structure lors de l'actionnement

A l'instar de la structure SPDT, une étude mécanique et RF du composant a été réalisée. Les résultats de la partie RF sont présentés dans le paragraphe suivant.

II.2.3. Etude RF du commutateur

La conception des lignes coplanaires 50Ω avait été effectuée précédemment. Une première fois lors de l'étude de la transition coplanaire vers microruban (Cf. **Chapitre II.**), puis pour la réalisation des capacités variables. L'utilité de cette étude RF était donc différente puisqu'elle visait à déterminer la meilleure façon d'isoler la partie

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

centrale du reste du commutateur. Pour ce faire, quatre cas principaux ont été étudiés.

- Cas un : ligne de transmission 50Ω simple en état passant et bloqué (fig.231)
- Cas deux : "commutateur idéal", seule la partie centrale du commutateur est simulée (fig.232)
- Cas trois : Structure complète avec un tricouche sur l'ensemble de la partie centrale et de l'or dans les *gaps* (fig.233)
- Cas quatre : Structure complète avec uniquement du nitrure dans les *gaps* et peu de zone centrale en tricouche (fig.234)

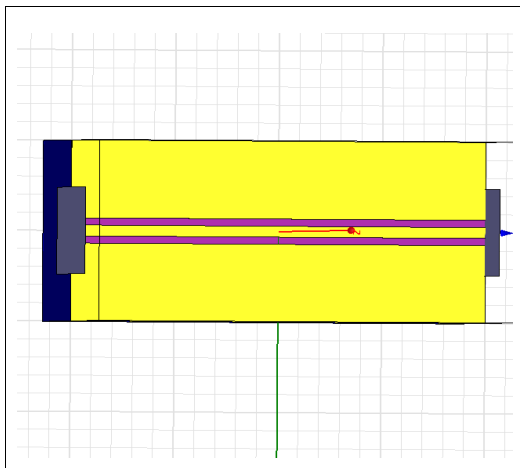


Fig. 231 : Ligne simple

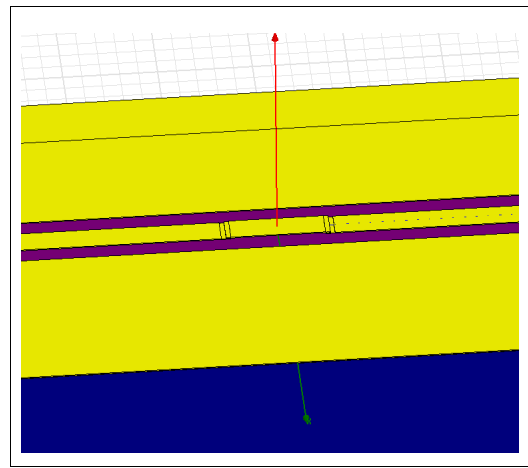


Fig. 232 : Commutateur idéal

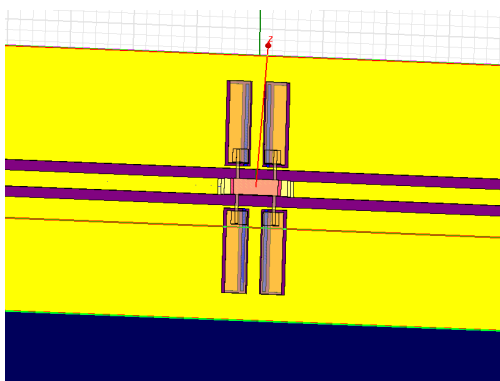


Fig. 233 : Tricouche complet

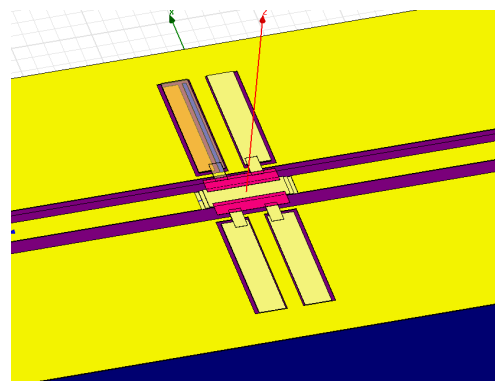


Fig. 234: Pas d'or dans les gaps

L'ensemble des performances RF de ces différents cas sont répertoriés dans le tableau suivant :

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

<i>Cas\Paramètre</i>	<i>Pertes d'insertion</i>	<i>Pertes par réflexion</i>	<i>Isolation</i>
I	-0.1dB @10GHz	-35 dB@10GHz	-58,5 dB@10GHz
II	-0,09 dB@10GHz	-48 dB@10GHz	-41,6 dB@10GHz
III	-0,11 @ 10GHz	-17,5@10GHz	-45,5@10GHz
IV	-0,09dB @10GHz	-45 dB @ 10GHz	-45,5 dB @10GHz

Plusieurs conclusions peuvent être tirées de ces simulations. La première est que la présence de métal dans les *gaps* des coplanaires détériore l'adaptation. Une autre conséquence est que les zones en tricouche dans la partie centrale doivent être minimisées du fait de l'effet capacitif ainsi créé. Enfin, ces modèles confirment le fait qu'une ligne suspendue génère moins de pertes en comparaison des pertes des cas un et deux. La solution optimale d'un point de vue RF consiste donc à n'avoir qu'une ligne suspendue en guise de portion centrale et uniquement du diélectrique dans les *gaps*.

Cette géométrie est celle optimisée mécaniquement dans la partie précédente, puisque les deux études ont été réalisées de façon simultanée. La phase de conception achevée, il était temps de se pencher sur le procédé technologique des SPST.

II.2.4. Réalisation technologique du dispositif

Le principe du procédé de fabrication reste similaire à celui des précédents composants, à savoir, l'emploi d'une double couche sacrificielle d'oxyde de silicium et d'alliage titane-tungstène. L'ordre des opérations est cependant changé puisque le nitrure du tricouche de la membrane ne peut être déposé en même temps que le nitrure des contacts capacitifs. Il a donc été décidé de processer ces composants sur des substrats différents. Le procédé n'a été réalisé qu'une seule fois sur un lot de deux wafers de silicium intrinsèque. Compte tenu de la fréquence ciblée pour ce composant (DC-20GHz), il n'était pas nécessaire d'avoir un entrefer de plus d'1 μ m. Comme les structures étaient les seules sur le substrat, l'électrolyse a été diminuée à 1 μ m. La structure de base a été déclinée en 9 variantes : trois longueurs (300-400-500 μ m) et

II. Réalisation d'autres composants à l'aide du même procédé

trois largeurs (200-250-300 μ m). Le détail de chaque niveau est présenté et illustré en Annexe A6.

Des déformations de la membrane sont apparues, imputées aux contraintes générées par le tricouche. Elles ont provoqué le décollement de certaines couches. De ce fait, lors de la libération à l'acide fluorhydrique, le nitrure du tricouche est gravé et les 5 parties qui composent la membrane se retrouvent séparées.

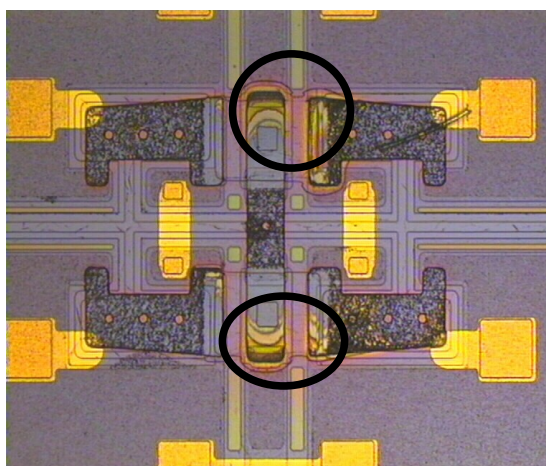


fig. 235 : décollement aux extrémités de la membrane

Il est apparu au final que lorsque le nitrure était gravé, les différentes parties de la membrane sont désolidarisées et les ergots ne peuvent les maintenir en place. Il n'est donc pas possible de caractériser les structures. Il s'agissait de la première campagne technologique, toutes les données ne pouvaient donc être connues. Pour les runs suivants, il faudra soit maîtriser les contraintes du tricouche, soit utiliser un isolant plus sélectif au HF.

Conclusion

Ce chapitre avait pour but d'illustrer par des exemples précis, les perspectives d'applications du SPDT et de son procédé de fabrication. En ce qui concerne le SPDT, son emploi dans des circuits déphaseurs pour le dépointage d'antennes intelligentes a été démontré. Le circuit déphaseur était de type déphaseur en transmission à lignes commutées car il offrait un bon compromis compatibilité/difficulté de mise en oeuvre. Les résultats obtenus en simulation pour des petits déphasages se sont révélés très bons, légèrement insuffisants pour les grands déphasages.

L'adaptation du procédé de fabrication à d'autres types de composants MEMS RF a également été prouvée. Ainsi, plusieurs types de capacités variables ont vu le jour. L'objectif était de proposer des géométries qui garantissaient une variation la plus linéaire possible à faible tension avec une haute fiabilité. L'utilisation de dispositif antistiction, la multiplication des appuis ou encore l'emploi de différents types de bras de torsion ont permis d'obtenir de telles spécificités. Des variations de ces mêmes designs peuvent être réemployées pour réaliser des wattmètres performants comme il a été démontré. La réalisation technologique de ces composants n'a été effectuée qu'en marge du composant SPDT mais pourrait être envisagée à part entière.

Enfin, un nouveau type de SPST ohmique série a été proposé. Bien qu'il utilise lui aussi une membrane simplement supportée pour effectuer la commutation du signal, il comportait tout de même nombre de singularités. En effet, sa membrane est composée de 5 parties en or : une pour la transmission du signal et 4 pour l'actionnement. Toutes les parties sont reliées entre elles par du nitrure de silicium maintenu en place par des rivets en or. Ce sont des considérations sur la transmission d'un commutateur idéal qui ont abouti à cette idée. Les performances RF d'une telle structure sont supérieures sans compter les avantages que représentent la force de contact importante ou l'encombrement réduit. La réalisation technologique à partir d'une variation du procédé de fabrication a été effectuée mais les contraintes du tricouche n'ont pas permis d'aboutir à la caractérisation des structures.

Bibliographie Chapitre 5

- [1] B.A. Cetiner, J.Y. Qian, H.P. Chang, M. Bachman, G.P.Li, and F. De Flaviis, "**Microwave Laminate PCB Compatible RF MEMS Technology for Wireless Communication Systems**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 1, N°22-27, pp. 387-390, June 2003.
- [2] N. T. Pham, G.-A. Lee and F. De Flaviis, "**Microstrip Antenna Array with Beamforming Network for WLAN Applications**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2005, Volume 3A, pp. 267-270, 3-8 July 2005.
- [3] J.B. Hacker, R.E. Mihailovich, M. Kim and J.F. DeNatale, "**A Ka-Band 3-Bit RF MEMS True-Time-Delay Network**", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Volume 51, N°1, pp. 305-308, January 2003.
- [4] G.L. Tan, R.E. Mihailovich, J.B. Hacker, J.F. DeNatale and G.M. Rebeiz, "**Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS Phase Shifters Based on SP4T Switches**", IEEE Trans. on Microwave Theory and techniques, Volume 51, N°1, pp. 297-304, January 2003.
- [5] M. Kim, J.B. Hacker, R.E. Mihailovich and J.F. DeNatale, "**MEMS true-time delay circuit for broadband antennas**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 3, pp. 662-665, 8-13 July 2001.
- [6] M. Kim, J.B. Hacker, R.E. Mihailovich and J.F. DeNatale, "**A DC-to-40 GHz four-bit RF MEMS True-time delay network**", IEEE microwave and wireless components letters, Volume 11, N°2, pp. 56-58, February 2001.
- [7] G.L. Tan, R.E. Mihailovich, J.B. Hacker, J.F. DeNatale and G.M. Rebeiz, "**A 4-Bit Miniature X-band MEMS Phase shifter using switched-LC networks**", IEEE MTT-S international Microwave Symposium digest - IMS 03, Volume 2, pp.1477-1480, Philadelphia, PA USA, 8-13 June 2003.
- [8] G.L. Tan, R.E. Mihailovich, J.B. Hacker, J.F. DeNatale and G.M. Rebeiz, "**A 2-bit miniature X-band MEMS Phase shifter**", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 13, N°4, pp. 146-148, April 2003.
- [9] I. Bahl and P. Bhartia, "**Microwave solid state circuit design - Second edition**", Wiley-Interscience, John Wiley and Sons publication, 2003.
- [10] Y.J. Ko, J.Y. Park and J.U. Bu, "**Integrated RF MEMS phase shifters with constant phase shift**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest IMS 03, Volume 3, pp. 1489-1492, Philadelphia, PA USA, 8-13 June 2003.

Bibliographie Chapitre 5

- [11] Y.J. Ko, J.Y. Park and J.U. Bu, "**Integrated 3-bit RF MEMS phase shifter with constant phase shift for active phased array antennas in satellite broadcasting systems**", 12th International Conference on Solid-State sensors Actuators and Microsystems TRANSDUCERS 03, Volume 2, pp. 1788-1791, 8-12 June 2003.
- [12] Y.J. Ko, J.Y. Park, H.T. Kim and J.U. Bu, "**Integrated Five-bit RF MEMS phase shifter for satellite broadcasting/communication systems**", Proc. of sixteenth IEEE international conference on MicroElectroMechanical Systems MEMS 03, pp. 144-148, Kyoto Japan, 19-23 January 2003.
- [13] G. M. Rebeiz, "**RF MEMS : Theory, Design and Technology**", Wiley-Interscience, John Wiley & Sons publication, 2003.
- [14] B. Lakshminarayanan and T. Weller, "**Distributed MEMS phase shifters on silicon using tapered impedance unit cells**", Proc. Of 2002 IEEE MTT International Microwave Symposium IMS 02, Volume 2, pp. 1237-1240, Seattle, WA USA, 2-7 June 2002.
- [15] J.S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C.L. Goldsmith and G.M. Rebeiz, "**2 and 4-bit DC-18 GHz Microstrip MEMS Distributed Phased Shifters**", Proc. of 2001 IEEE International Microwave Symposium Digest IMS 01, Volume 3, pp. 219-222, Phoenix, AZ USA, 20-25 May 2001.
- [16] Q. Wu, K. Tang, Z.-R. Feng, F.-L. Sun and L.-W. Li, "**A DMTL Phase Shifter Using Insulation Layer and Saw-Shaped CPW**", Proc. of IEEE Asia-pacific Microwave Conference 2007, pp. 2673-2676, 2007.
- [17] J.-J. Hung, L. Dussopt and G.M. Rebeiz, "**A low-loss distributed 2-bit W-band MEMS Phase shifter**", 33rd IEEE European microwave Conference, Volume 3, pp. 983-985, 7-9 October 2003.
- [18] J.-J. Hung, L. Dussopt and G.M. Rebeiz, "**Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates**", IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques, Volume 52, N°2, pp. 600-606, February 2004.
- [19] F. Maury, A. Pothier, A. Crunteanu, F. Conseil and P. Blondy, "**RF-MEMS switched varactors for medium power applications**", Proc. of IEEE Design Test Integration and Packaging of MEMS and MOEMS DTIP 2008, pp. 251-253, Nice France, 9-11 April 2008.
- [20] H.-T. Kim, J.-H. Park, Y.-K. Kim and Y. Kwon, "**V-band low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air-metal capacitors**", Proc. of 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium IMS 2002, Volume 1, pp. 341-344, Seattle, WA USA, 2-7 June 2002.
- [21] H.-T. Kim, J.-H. Park, S. Lee, S. Kim, J.-M Kim, Y.-K. Kim and Y. Kwon, "**V-band 2-b and 4-b Low-loss and low-voltage distributed MEMS digital phase shifter using metal-air-metal capacitors**", IEEE Trans. on

Bibliographie Chapitre 5

Microwave Theory and Techniques, Volume 50, N° 12, pp. 2918-2923, December 2002.

[22] S. Lee, J.-H. Park, H.-T. Kim, J.-M. Kim, Y.-H. Kim and Y. Kwon, "**Low-loss analog and digital reflection type MEMS phase shifters with 1:3 bandwidth**", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Volume 52, N° 1, pp. 211-219, January 2004.

[23] S. Lee, J.-H. Park, H.-T. Kim, J.-M. Kim, Y.-H. Kim and Y. Kwon, "**A 15-to-45 GHz low-loss analog reflection type MEMS phase shifter**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest IMS 03, Volume 3, pp. 1493-1496, Philadelphia, PA USA, 8-13 June 2003.

[24] J.-M. Kim, S. Lee, J.-H. Park, C.-W. Baek, Y. Kwon and Y.-K. Kim, "**A 5-17 GHz wideband reflection-type phase shifter using digitally operated capacitive MEMS switches**", IEEE 12th International Conference on Solid-State Sensors Actuators and Microsystems TRANSDUCERS 03, Volume 1, pp. 907-910, 8-12 June 2003.

[25] H. Zhang, A. Laws, V.M. Bright, K.C. Gupta and Y.C. Lee, "**MEMS variable-capacitors phase shifters Part II : Reflection-type phase shifters**", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley periodicals, Volume 13, N° 5, pp. 415-425, September 2003.

[26] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke and C.L. Goldsmith, "**X-band RF MEMS phase shifter for phased array applications**", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Volume 9, N° 12, pp. 517-519, December 1999.

[27] H.-T. Kim, J.-H. Park, J. Yim, Y.-K. Kim and Y. Kwon, "**A compact V-band 2-bit Reflection-type MEMS phase shifter**", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 12, N° 9, pp. 324-326, September 2002.

[28] J.-H. Park, H.-T. Kim, W. Choi, Y. Kwon and Y.-K. Kim, "**V-Band Reflection-Type Phase Shifters Using Micromachined CPW Coupler and RF Switches**", IEEE Journal of MicroElectroMechanical Systems, Volume 11, N° 6, pp. 808-814, December 2002.

[29] J.B. Rizk and G.M. Rebeiz, "**W-Band Microstrip RF-MEMS Switches and Phase Shifters**", IEEE MTT-S International microwave Symposium Digest IMS 03, Volume 3, pp. 1485-1488, Philadelphia, PA USA, 8-13 June 2003.

[30] J.J. Lee, C. Quan, R. Allison, A. Reinehr and B. Pierce, "**Array Antennas Using Low Loss MEMS Phase Shifters**", IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Volume 2, pp. 14-17, 16-21 June 2002.

[31] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke and C. Goldsmith, "**Ka-band RF MEMS Phase**

Bibliographie Chapitre 5

Shifters", IEEE microwave and Guided Letters, Volume 9, N° 12, pp. 520-522, December 1999.

[32] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke and C. Goldsmith, "**Ka-Band RF MEMS Phase Shifters For Phased Array Applications**", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, pp. 195-199, Boston, MA USA, 11-13 June 2000.

[33] <http://www.hp.woodshot.com/appcad/appcad.htm>.

[34] N. Obeid, "**Réalisation d'un réseau d'antennes patch à dépointage contrôlé par des commutateurs MEMS**", Mémoire de master Circuits, Systèmes, Micro et Nano Technologies pour les Communications Hautes Fréquences et Optiques, faculté des Sciences et techniques de Limoges, 2006.

[35] C. Lei, Y. Zhou, X.-Y. Gao, W. Ding, Y. Cao, Z.-M. Zhou and H. Choi, "**Fabrication of 3D MEMS toroidal microinductor for high temperature application**", Microelectronics Journal, Volume 37, N° 11, pp. 1347-1351, November 2006.

[36] M. Saidani, A. Meyer and M.A.M. Gijs, "**Hybrid MEMS inductor for miniaturized autonomous power converter**", IEEE Sixteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems MEMS-03, pp. 586-589, Kyôto Japan, 19-23 January 2003.

[37] H. Siyuan and B.M. Ridha, "**A Novel MEMS Tunable Capacitor**", Proc. of the 2004 International Conference on MEMS, NANO and Smart Systems ICMENS 2004, pp. 618-622, 25-27 August 2004.

[38] C. L. Goldsmith, A. Malczewski, Z. J. Yao, S. Chen, J. Ehmke and D. H. Hinzl, "**RF MEMS Variable Capacitors for Tunable Filters**", Int. J. of RF and Microwave CAE, Volume 9, N° 4, pp. 362-374, July 1999.

[39] S. Fouladi, M. Bakri-Kassem and R.R. Mansour, "**An Integrated Tunable Band-Pass Filter Using MEMS Parallel-Plate Variable Capacitors Implemented with 0.35 μ m CMOS Technology**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium 2007 IMS 2007, pp. 505-508, 3-8 June 2007.

[40] R. L. Borwick, III, P. A. Stupar, J. DeNatale, R. Anderson, C. Tsai, K. Garrett and R. Erlandson, "**A high Q, large tuning range MEMS capacitor for RF filter systems**", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 103, N° 1-2, pp. 33-41, 15 January 2003.

[41] R.R. Mansour, S. Fouladi and M. Bakri-Kassem, "**Integrated RF MEMS/CMOS Devices**", IEEE Symposium On Design Test Integration and Packaging of MEMS and MOEMS 2008 DTIP 2008, pp. 374-375, 9-11 April 2008.

[42] Y. Kim, S.-G. Lee and S. Park, "**Design of the Two-Movable Plate Type MEMS Voltage Tunable Capacitor**", Proc. of the Fifth International Conference on Modeling and Simulation of Microsystems MSM 2002, pp.246-249, Puerto Rico USA, 21-25 April 2002.

Conclusion générale

Les commutateurs MEMS RF représentent une solution très attractive pour les applications à haute fréquence : très bonne linéarité, faibles pertes, peu de consommation... Toutefois, le manque de fiabilité et la difficulté d'encapsulation n'ont pas permis de voir l'émergence d'un composant fonctionnel c'est à dire répondant précisément aux spécifications du marché à l'heure actuelle. Le travail relaté dans ce manuscrit proposait une approche basée sur un nouveau concept de membrane simplement supportée pour concevoir des nouveaux composants plus fiables.

Le premier chapitre de ce manuscrit a permis de définir à travers une synthèse de l'état de l'art du domaine les spécificités nécessaires à un commutateur plus fiable. Il en est ressorti qu'un actionnement électrostatique est préférable afin de diminuer la consommation lors de l'actionnement de la structure. De plus, il fallait, pour éviter un certain nombre de défaillances, avoir un actionnement à faible tension présentant tout de même des forces de contact importantes. Enfin, pour les performances RF, il fallait que la géométrie choisie permette de grandes excursions. Pour répondre à ce cahier des charges, une structure a été imaginée par la société DelfMEMS. Le principe était d'utiliser une membrane en or, sans ancrage, simplement supportée. Ce composant a été analysé mécaniquement puis comparé aux structures existantes démontrant de la sorte son potentiel intrinsèque.

Le chapitre deux a montré, quant-à lui, qu'il était possible de conserver les avantages de ce concept et de l'adapter à une application SPDT en utilisant une unique membrane simplement supportée. En effet, le travail de conception mécanique réalisé à l'aide du logiciel Ansys a permis d'illustrer qu'il était possible d'obtenir, moyennant une géométrie spécifique de la membrane, de grandes déflexions avec une tension d'actionnement très faible. On utilise pour cela un système de bascule qui permet d'augmenter les forces de contact et les forces de rappel tout en diminuant la sensibilité

Conclusion générale

de la structure aux phénomènes néfastes d'auto-maintien et d'auto-actionnement. La conception RF décrite dans ce même chapitre a illustré tout d'abord la nécessité de réaliser une transition coplanaire vers microruban pour faciliter les mesures. Cette étude a également permis de dimensionner les stubs papillons pour finalement démontrer un bon fonctionnement du SPDT à la fréquence de 24GHz une fois les optimisations RF effectuées.

La suite logique de ce travail de conception, à savoir la réalisation technologique et la caractérisation du composant, est développée dans le chapitre trois. Le choix des matériaux puis le détail du procédé de fabrication y sont présentés. Comme un procédé technologique ne fonctionne jamais au premier essai, il a fallu réaliser certaines optimisations qui sont également présentes dans ce chapitre. Ce procédé qui utilisait huit niveaux de masques optiques a permis d'obtenir plusieurs lots de substrats où figuraient des structures fonctionnelles. Une analyse de l'allure des membranes, avant et après actionnement mécanique, a mis en lumière que la différence entre les tensions d'actionnement mesurées et simulées provient de la déformation des membranes. Plusieurs hypothèses ont été soumises mais il n'est pas possible de conclure précisément quant à l'origine des déformations. Le contrôle des étapes technologiques mais surtout une phase de rodage en état "externe" permet de limiter fortement le phénomène. On obtient alors une bonne adéquation entre les structures simulées et mesurées.

En ce qui concerne les caractérisations RF du système, il a tout d'abord été constaté que les pertes générées dans le micro-ruban étaient acceptables compte-tenu du type de substrat utilisé. La transition conçue s'est révélée être très fidèle en terme de performances à celle simulée. La caractérisation RF du commutateur a été réalisée en état forcé sur des membranes coupées à cause de la mauvaise tenue du contact capacitif lors de la libération. Cependant, les mesures ont montré que les performances sont encourageantes : l'isolation était très bonne, les pertes d'insertions et l'adaptation

Conclusion générale

d'un bon niveau. Des retro-simulations ont illustré la bonne adéquation avec les simulations électromagnétiques. En effet, il semble que les divergences ne soient dues qu'au seul découpage des membranes mesurées. Pour résumer, les comportements RF et mécaniques de la structure ont été validés séparément et ont tous deux montré une bonne adéquation avec ceux simulés.

Le chapitre quatre a traité des aspects encapsulation liés à cette technologie. Un état de l'art a permis de mieux comprendre les solutions existantes. Il est apparu nécessaire de se focaliser sur des moyens d'encapsulation à faible température. Un *bonding* eutectique par chauffage localisé par effet Joule a dès lors été envisagé. La validation par simulation s'est avérée concluante mais par manque de matériel approprié, la validation technologique n'a pu être réalisée.

Le dernier chapitre proposait plusieurs perspectives aussi diverses que des circuits déphaseurs, des capacités variables ou encore un composant SPST ohmique. On a ainsi démontré, au moins par simulation, que le circuit SPDT est adapté pour des applications de déphaseurs pour des réseaux d'antennes agiles. Il a également été prouvé que le concept de membrane simplement supportée pouvait être décliné sur d'autres types de structures afin d'obtenir des performances importantes. Les démonstrateurs de ces structures ne sont pas encore suffisamment matures mais il est vrai que leur stade de conception est moins avancé que celui du SPDT.

En utilisant un principe mécanique innovant, cette thèse a démontré la possibilité de réaliser des commutateurs MEMS, et des composants MEMS RF en général, plus fiables. Certes, il faudra encore du développement pour arriver à un produit industriel, mais les performances des démonstrateurs obtenus en moins de deux ans laissent présager le meilleur.



Annexes

ANNEXE A1. Modélisations analytiques

A1.1. Modélisation analytique simplifiée de la déflexion de la membrane

La membrane a été assimilée à une poutre simplement supportée soumise à deux charges uniformément réparties localisées à ses extrémités.

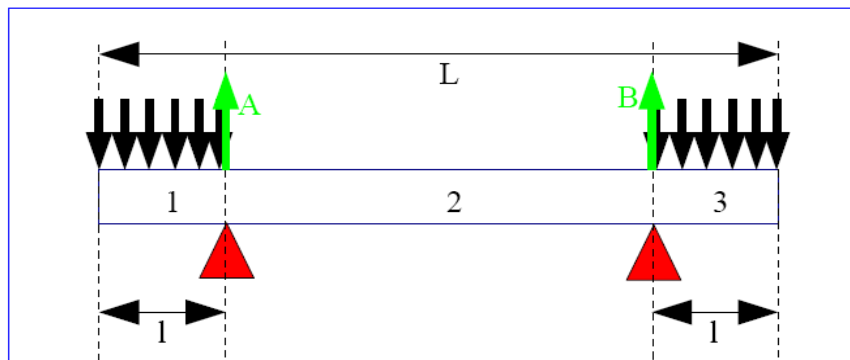


fig. 236 : Représentation schématique de la poutre et des forces appliquées

Le système est isostatique avec deux liaisons de type appui plan. Il y a donc une force de réaction perpendiculaire à la poutre au niveau de chaque appui. (A et B sur la figure précédente).

La charge uniforme a pour valeur q (on pose $q = \varepsilon_0 \frac{V^2}{2g^2}$ avec ε_0 la permittivité diélectrique du vide, V la tension et g le *gap*). La valeur de la tension est multipliée par un facteur 320 correspondant à la profondeur de la structure. Cette valeur a pour but de reporter en linéique l'effet obtenu sur la membrane en 3D. On en déduit alors les valeurs des résultantes A et B. Comme le système est symétrique et à l'équilibre, on a l'équation suivante.

$$\begin{cases} \sum \vec{F} = \vec{0} = 2\vec{q} + \vec{A} + \vec{B} \\ \vec{A} = \vec{B} \end{cases} ; \text{ Ainsi, par projection sur } U \text{ nous obtenons } A = B = ql \quad (\text{A1.1})$$

On calcule alors les efforts internes à la poutre. Pour cela on délimite trois sections de poutre : avant le premier appui, la partie centrale et après le second appui puis on étudie séparément les parties 1,2 et 3 de la poutre.

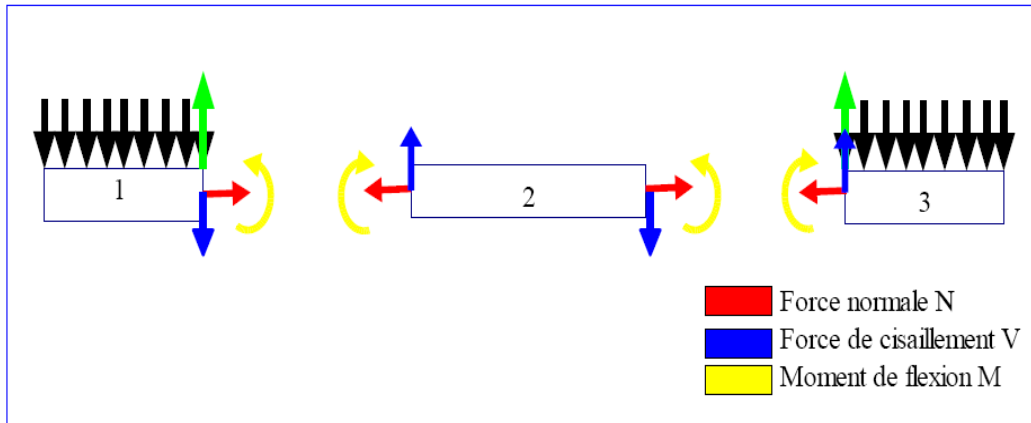


fig. 237 : Représentation schématique des efforts internes pour chaque partie d'étude

Pour chacune des parties étudiées, on a par projection sur les axes U_y et U_x :

$$\begin{cases} N_i(x)=0 \\ V_1(x)=A-qx ; V_2(x)=0 ; V_3(x)=-B+qx \end{cases} \quad (\text{A1.2})$$

il faut alors déterminer le moment de flexion M en tout point de la poutre. Dans les parties 1 et 3, les moments associés aux forces de réaction sont nuls, puisqu'on les détermine au niveau de leur point d'application, à savoir, l'appui plan. De plus, il n'y a pas de force qui s'exerce dans la partie centrale de la poutre, on aura alors un moment de flexion constant sur cette section. Ceci nous donne les trois expressions de moments de flexion suivantes :

$$\begin{cases} M_1(x)=\frac{qx^2}{2} \\ M_2(x)=K \\ M_3(x)=q(L-x)\frac{(L-x)}{2} \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{par continuité du moment} \\ M_1(l)=M_2(l) \\ K=\frac{ql^2}{2} \end{matrix} \quad (\text{A1.3})$$

A partir de l'expression de ces moments, il est possible de déterminer l'équation du mouvement grâce à l'équation suivante :

$$EIy''(x)=-M(x) \quad (\text{A1.4})$$

Où E correspond au module de Young (80GPa pour l'or), I correspond au moment quadratique, M est le moment de flexion et y la déflexion de la poutre.

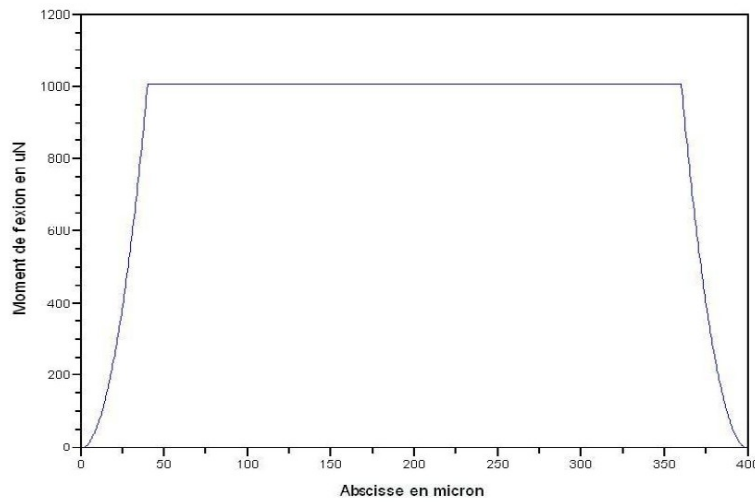


fig. 238 : Moment de flexion le long de la poutre (l=40;L=400)

On intègre alors l'expression de $M_2(x)$ deux fois, ce qui nous donne l'expression:

$$F_2(x) = \iint M_2(x) dx = \iint \left(\frac{ql^2}{2} dx \right) = q \frac{(lx)^2}{4} + K_{21}x + K_{22} \quad \text{avec}$$

$$\left. \begin{array}{l} F_2'(\frac{L}{2})=0 \text{ Asymptote à la parabole en } \frac{L}{2} \\ F_2(l)=0 \text{ Pas de déplacement sur l'appui} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_{21} = \frac{-(ql^2L)}{4} \\ K_{22} = -ql^3 \frac{(l-L)}{4} \end{array} \right. \quad \text{(A1.5)}$$

De même, on intègre $M_1(x)$ deux fois afin d'obtenir l'expression de la déflexion sur la première portion de la poutre. (idem pour la troisième par symétrie) Ce qui donne:

$$F_1(x) = \iint M_1(x) dx = \iint \left(\frac{qx^2}{2} \right) dx = \frac{qx^4}{24} + K_{11}x + K_{12} \quad \text{avec}$$

$$\left. \begin{array}{l} F_1'(l) = F_2'(l) \text{ Continuité de la dérivée en } l \\ F_1(l) = 0 \text{ Pas de déplacement sur l'appui} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_{11} = ql^2 \frac{(10l-3L)}{12} \\ K_{12} = -ql^3 \frac{(7l-2L)}{8} \end{array} \right. \quad \text{(A1.6)}$$

On remplace alors (A1.5) et (A1.6) dans (A1.4) afin d'obtenir l'équation de la déformée pour les sections de poutre 1 et 2. On obtient alors les équations de déformées suivantes :

$$\begin{cases} y_1(x) = \frac{-qx^4}{24EI} - ql^2 x \frac{(10l-3L)}{12EI} + ql^3 \frac{(7l-2L)}{8EI} \\ y_2(x) = \frac{-q}{4EI} (l^2 x^2 - l^2 Lx - l^3 (l-L)) \end{cases} \quad (A1.7)$$

En traçant sous Scilab ces courbes pour les paramètres donnés, il en résulte la courbe suivante :

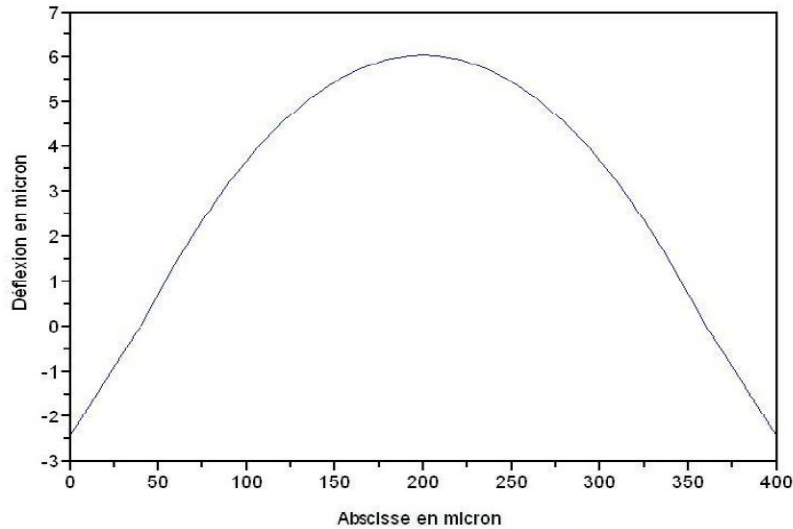


fig. 239 : Déflexion de la poutre en fonction de x (l=40;L=400)

A1.2. Modélisation analytique de la déflexion de la membrane avec prise en compte des variations de la force électrostatique

On assimile la section de la membrane à une poutre sur appui plan avec des charges variables, correspondant à une charge résultante d'une force électrostatique variable, situées après les appuis. La force qui s'applique au niveau des appuis plan est

de la forme $F_{electro} = \epsilon_0 \frac{V^2}{(2(g+y(x)))^2}$ avec y(x) déplacement de y suivant x de la poutre.

Si on calcule le moment résultant avec une telle force et qu'on le remplace dans l'équation (A1.4), on obtient une équation différentielle du second ordre à coefficient variable avec second membre de la forme : $y'' + K' y'' + K x = 0$.

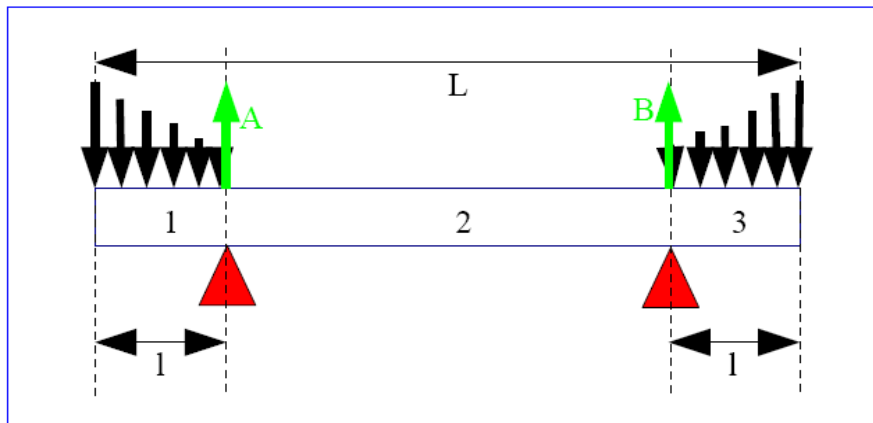


fig. 240: Représentation schématique de la poutre et des forces appliquées

Cette équation différentielle n'est pas solvable car on ne connaît pas de primitive de y et aucune solution évidente n'apparaît. Deux solutions sont alors possibles, soit utiliser une méthode de résolution numérique comme celle de Runge Kutta, soit utiliser une approximation adéquate qui rendrait le calcul plus aisé. La méthode de résolution numérique impose d'implémenter un algorithme afin de réaliser le calcul pour chaque changement de variable. On a plutôt choisi de remplacer $y(x)$ dans l'expression de la force par $y_1(x)$ déterminée en A1.1. Cette courbe correspond donc à la déflexion engendrée par une charge uniforme localisée après les appuis plan. On anticipe alors la déflexion réelle par une déflexion approchée déterminée préalablement.

On procède de même que précédemment en étudiant les efforts internes de la poutre divisée en trois sections. En réalité, seules les portions 1 et 2 de la poutre sont étudiées puisque la symétrie du problème fait que les portions 1 et 3 sont similaires. On obtient les expressions des moments suivants :

$$\begin{cases} M_1(x) = \int_0^x x F_{electro}(x) dx = \int_0^x \varepsilon_0 V^2 \frac{xdx}{(2(g+y_1(x)))^2} \\ M_2(x) = constante \end{cases} \quad (\text{A1.8})$$

Pour déterminer $M_1(x)$, il faut décomposer en éléments simples la fraction polynomiale. On a au dénominateur un polynôme de degré 8 sous la forme d'un polynôme de degré 4 élevé au carré. Comme il n'y a pas de racine évidente, il faut utiliser une méthode de résolution pour factoriser. On utilise pour ce faire la méthode

ANNEXES

de Ferrari qui permet de résoudre tous les polynômes de degré 4. Elle utilise la méthode de Cardan pour déterminer une solution particulière permettant de mettre le polynôme de degré 4 sous la forme d'un produit de polynôme de degré 2 à coefficient réel ou complexe. Il apparaît que les quatre racines des deux polynômes sont complexes. La décomposition en élément simple est donc rendue plus délicate compte tenu des expressions des racines; en effet, on se retrouve avec un produit de polynômes du second degré au carré. On a donc cherché à simplifier les calculs. Dans ce but on a approximé $y_1(x)$ par la fonction affine suivante sur l'intervalle $[0, l]$:

$$Y_{\text{affine}} = 2,5 \frac{x}{40} - 2.5 \quad (\text{A1.9})$$

La validité de cette expression est basée sur l'erreur relative résultant de cette approximation qui est illustrée Fig. 5 et assumée comme acceptable. Bien évidemment, il faut avoir à l'esprit que l'expression résultante du moment de flexion va par la suite être intégrée. L'erreur relative s'en verra donc augmentée.

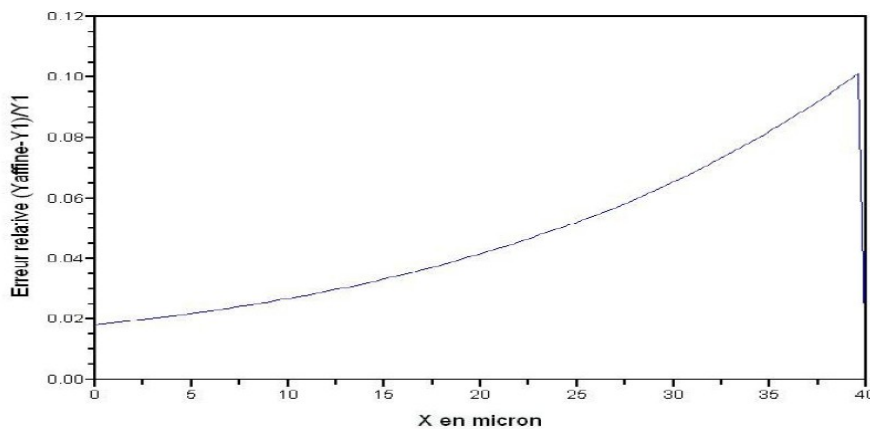


fig. 241: Erreur relative de l'approximation en fonction de x

En utilisant cette approximation, on a alors les expressions des moments de flexion suivantes :

$$\begin{cases} M_1(x) = \int_0^x \varepsilon_0 x V^2 \frac{dx}{2 \left(2 \left(\frac{2.5x}{40} - 2.5 + g \right) \right)} = \left[\varepsilon_0 V^2 \left(128 \ln(0.0625x + 0.5) + \frac{64}{(0.0625x + 0.5)} \right) \right]_0^x \\ M_2(x) = \text{constante} = M_1(l) \quad \text{par continuité} \end{cases} \quad (\text{A1.10})$$

On intègre alors deux fois ces expressions, puis on les implémente dans (A1.4) afin d'obtenir la nouvelle déflexion. Les constantes d'intégration sont déterminées grâce aux conditions aux limites suivantes :

$$\begin{cases} y_1(l)=0 \\ y_1'(l)=y_2'(l) \\ y_2(l)=0 \\ y_2'(\frac{L}{2})=0 \end{cases} \tag{A1.11}$$

On a utilisé les mêmes conditions aux limites pour la modélisation simplifiée et intermédiaire, ce qui est logique, puisqu'elles dépendent des types de liaisons en jeu dans le problème. On obtient alors les expressions des déflexions $y_1(x)$ et $y_2(x)$, valables respectivement sur les intervalles $[0;l]$ et $[l;L-l]$.

$$\begin{cases} y_1(x) = -\varepsilon_0 \frac{V^2}{2EI} (64(x^2 + 32x + 192)\ln(0.0625x + 0.5) - 32X(X + 48) - 64x^2(\ln(0.5) + 2)) \\ \quad \quad \quad \frac{(K_{11x} + K_{12})}{EI} \\ y_2(x) = -\varepsilon_0 M_1(l) \frac{V^2}{EI} (x^2 - L + l(L-l)) \end{cases} \tag{A1.12}$$

Ce qui donne les tracés de deflexion visibles sur la figure suivante. La courbe présentant la plus grande déflexion est obtenue pour une tension de 5V (multipliée par 320 pour l'adaptation linéique). Ce résultat est logique puisqu'à tension équivalente la force électrostatique générée est plus forte lorsque le *gap* est plus faible. On a donc cherché à déterminer l'excursion avec une tension adaptée pour avoir une condition d'arrêt aux extrémités à -3 microns. Cette tension a été déterminée à 2,88V et l'excursion résultante est de [-2,99;5,53] ce qui coïncide avec les simulations par éléments finis.

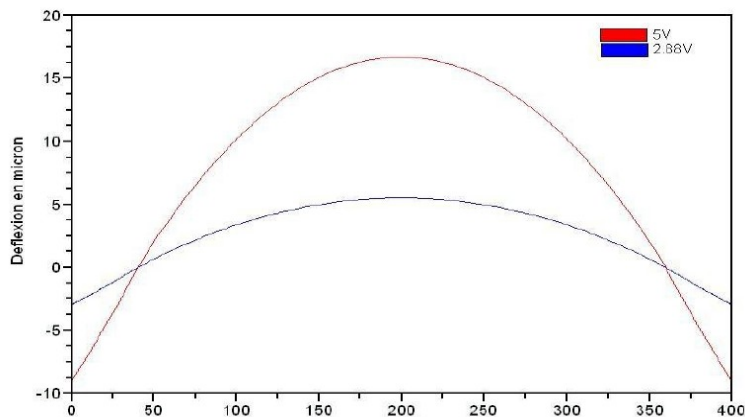


fig. 242: Déflexion obtenue pour des tensions de 5 et 2,88V

ANNEXE A2. Détermination de la fréquence de résonance d'une poutre simplement supportée

La détermination de cette fréquence par voie analytique était basée sur l'étude des vibrations transverses des poutres en partant des efforts internes inhérents à ce type de poutre. On aboutit alors à l'équation suivante [50] :

$$\frac{\partial^4 v}{\partial x^4} = \frac{-1}{a^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad ; \quad \text{avec} \quad a = \sqrt{\frac{EI}{\rho A}} \quad (\text{A2.1})$$

où v correspond au déplacement transversal, E au module de Young, I le moment quadratique, ρ la masse volumique et enfin A la section de la poutre. Les solutions de cette équation sont de la forme :

$$X = C_1 \sin kx + C_2 \cos kx + C_3 \sinh kx + C_4 \cosh kx \quad ; \quad \text{avec} \quad k^4 = \frac{w^2}{a^2} \quad (\text{A2.2})$$

L'application des conditions aux limites à cette équation permet de déterminer les valeurs de k correspondantes au commutateur. Pour cette structure, on distinguera trois zones à l'instar des modèles en annexe A1. On aura alors une expression de X différente sur chacune des zones étudiées. Ce qui donne :

$$\begin{aligned} X_1 &= A_1 \sin kx_1 + B_1 \cos kx_1 + C_1 \sinh kx_1 + D_1 \cosh kx_1 \\ X_2 &= A_2 \sin kx_2 + B_2 \cos kx_2 + C_2 \sinh kx_2 + D_2 \cosh kx_2 \\ X_3 &= A_3 \sin kx_3 + B_3 \cos kx_3 + C_3 \sinh kx_3 + D_3 \cosh kx_3 \end{aligned} \quad (\text{A2.3})$$

Il faut alors déterminer le k commun à ces trois équations. Pour cela il faut établir une matrice 12*12 d'après les conditions aux limites. Ces conditions ont été déterminées comme telles :

ANNEXES

$$\begin{aligned}
 & \text{Pour } x_1=0 \quad d^2 X_1/dx_1^2=0 \\
 & \quad \quad \quad d^3 X_1/dx_1^3=0 \\
 & \text{Pour } x_1=l \text{ et } x_2=0 \quad X_1=0 \\
 & \quad \quad \quad X_2=0 \\
 & \quad \quad \quad dX_1/dx_1 - dX_2/dx_2=0 \\
 & \quad \quad \quad d^2 X_1/dx_1^2 - d^2 X_2/dx_2^2=0 \\
 & \text{Pour } x_2=L-2l \text{ et } x_3=0 \quad X_2=0 \\
 & \quad \quad \quad X_3=0 \\
 & \quad \quad \quad dX_2/dx_2 - dX_3/dx_3=0 \\
 & \quad \quad \quad d^2 X_2/dx_2^2 - d^2 X_3/dx_3^2=0 \\
 & \text{Pour } x_3=l \quad d^2 X_3/dx_3^2=0 \\
 & \quad \quad \quad d^3 X_3/dx_3^3=0
 \end{aligned} \tag{A2.4}$$

On détermine les valeurs de k par résolution numérique pour lesquelles le déterminant de la matrice créée précédemment est nul. Il a été montré [51] que la première valeur de k qui permet d'aboutir à la fréquence du mode fondamental peut être approximée par la relation suivante :

$$k_1 \approx 2,467 \frac{L^4}{L-2l} \quad \text{si} \quad \frac{L-2l}{L} \leq 0,8. \tag{A2.5}$$

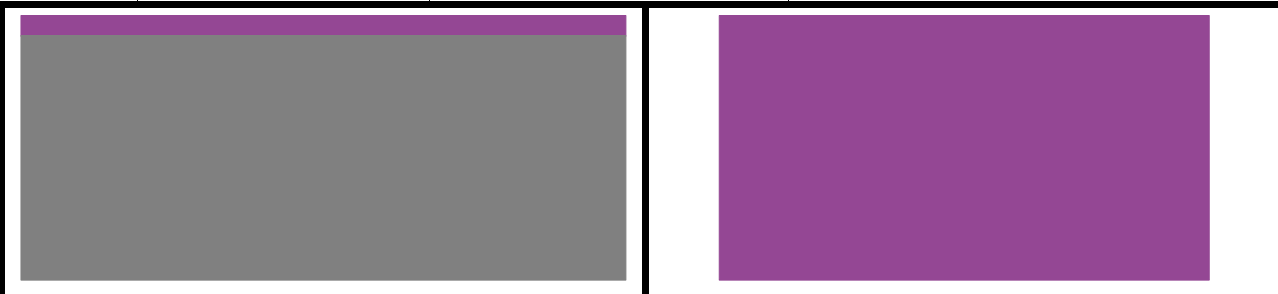
On a alors l'expression de la fréquence de résonance suivante :

$$f^2 \approx 2,467 \frac{EIgL}{(L-2l)^4 W} \quad ; \quad \text{avec } g: \text{accélération de gravité} \tag{A2.6}$$




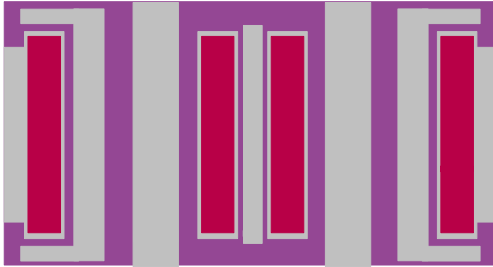
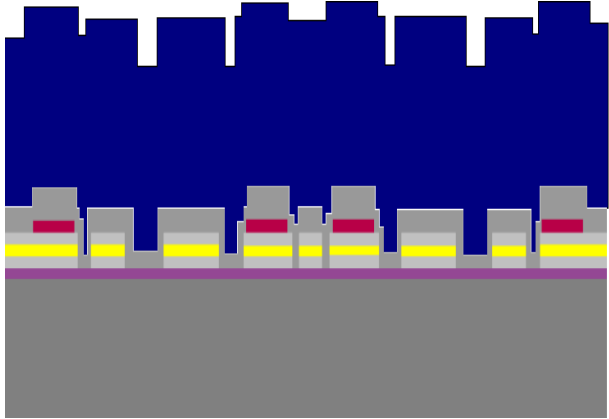
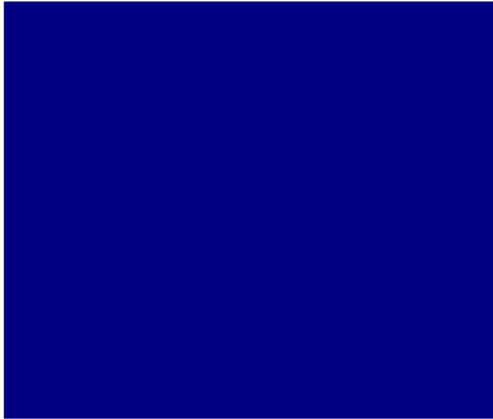
$W: \text{poids total}$

ANNEXE A3. Détail du procédé de fabrication employé.

Le tableau suivant présente les différentes étapes intervenant dans la réalisation technologique. Pour chacune des étapes, les paramètres et le matériel correspondant sont explicités. Des vues schématiques en coupe (gauche) et du dessus (à droite) illustrent ce procédé.

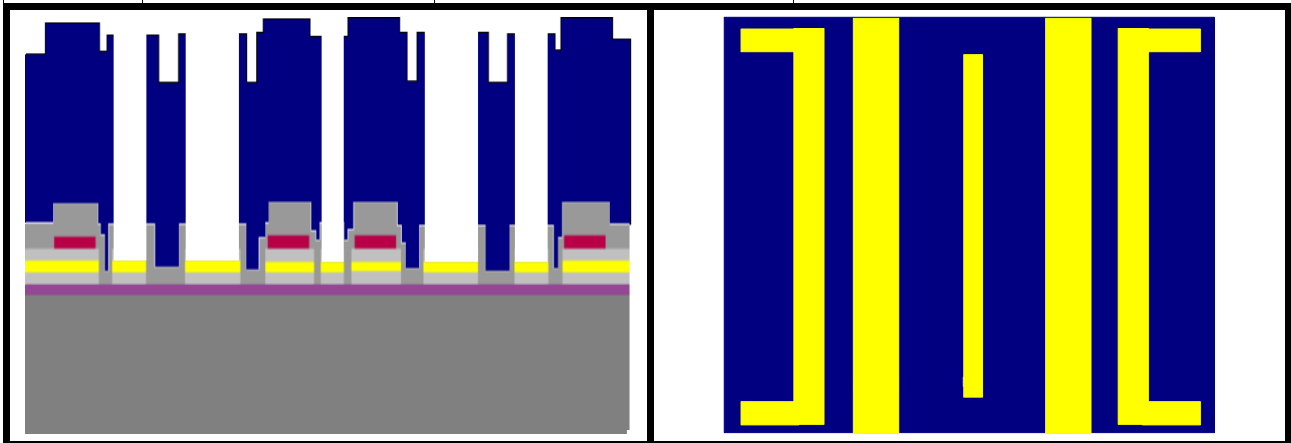
<i>N° étape</i>	<i>Descriptif</i>	<i>Matériel</i>	<i>Paramètres</i>
01	Dépôt Si _x N _y LPCVD	Fours LPCVD	300nm
			
02	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
03	Dépôt Au	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 70s 70sccm 250W 100nm
04	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
05	Lithographie optique niveau 1 "couche d'accroche"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
06	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
07	Gravure humide du titane	Sorbonne de chimie	BE 7:1
08	Gravure humide de l'or	Sorbonne de chimie	Attaque KI
09	Gravure humide du titane	Sorbonne de chimie	BE 7:1
10	Contrôle résistivité	Station sous pointes	impédancemètre
11	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
12	Nettoyage plasma 02	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes

ANNEXES

N° étape	Descriptif	Matériel	Paramètres
			
13	Dépôt Si ₃ N ₄ PECVD	Fours PECVD	300nm 300 °C
14	Lithographie optique niveau 2 "nitrure électrodes"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
15	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
16	Gravure sèche du nitrure	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 23/23sccm 50mT 250W
17	Contrôle résistivité	Station sous pointes	impédancemètre
18	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
19	Nettoyage plasma O ₂	Bâti oxford	O ₂ 20sccm 150W 100mT 15 minutes
			
20	Dépôt Cr	Pulvérisation cathodique alliance concept	DC 80s 70sccm 500W 200nm
21	Dépôt SiO ₂ PECVD	Fours PECVD	300 °C avec descente en température 2,8µm
			

ANNEXES

<i>N° étape</i>	<i>Descriptif</i>	<i>Matériel</i>	<i>Paramètres</i>
22	Lithographie optique niveau 3 "moule croissance lignes"	Tournette RC8	AZ4562 3000/2500/40s recuit 3minutes sur plaque @110 °C exposition 15s révélation AZ 351 1:3
23	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
24	Gravure sèche de l'oxyde	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 23/23sccm 50mT 250W
25	Gravure humide du chrome	Sorbonne de chimie	Attaque Chrome
26	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
27	Nettoyage plasma O2	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes



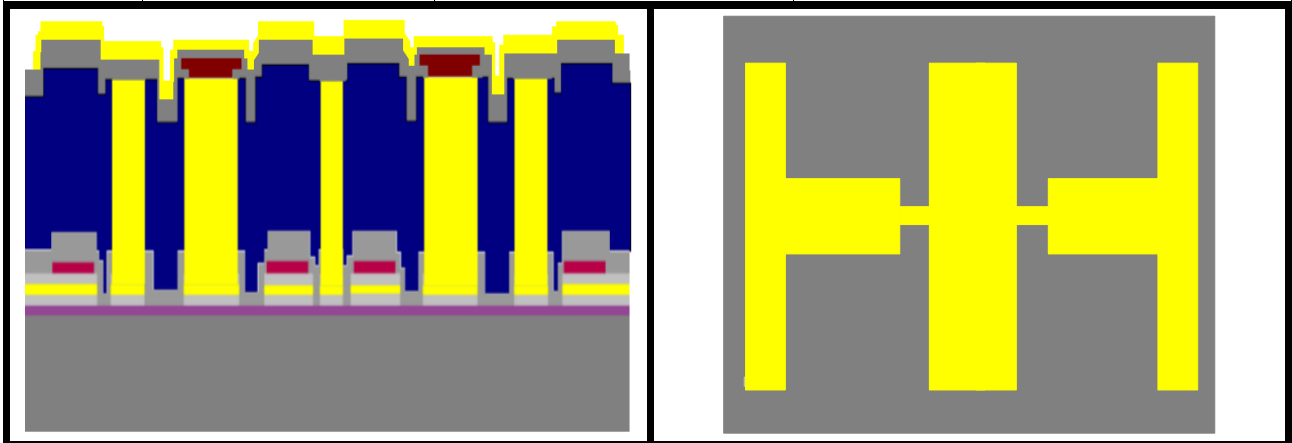
28	Electrolyse Au	Bain d'électrolyse cyanuré	40 °C agitation 160 10mA 1H40
29	Contrôle planarité	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
30	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
31	Dépôt Cr	Pulvérisation cathodique alliance concept	DC 60s 70sccm 500W 150nm
32	Lithographie optique niveau 4 "encapsulation Chrome"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
33	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
34	Gravure humide du chrome	Sorbonne de chimie	Attaque Chrome
35	Gravure humide du titane	Sorbonne de chimie	H ₂ O/H ₂ O ₂ /HF 1% (20/1/1)
36	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
37	Nettoyage plasma O2	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes

ANNEXES

N° étape	Descriptif	Matériel	Paramètres
38	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
39	Dépôt Si ₃ N ₄ PECVD	Fours PECVD	100nm 300 °C avec descente en température
40	Lithographie optique niveau 5 "nitrure capacitif"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
41	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
42	Gravure sèche de l'oxyde	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 23/23sccm 50mT 250W
43	Gravure sèche du titane	Sorbonne de chimie	H ₂ O/H ₂ O ₂ /HF 1% (20/1/1)
44	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
45	Nettoyage plasma O ₂	Bâti oxford	O ₂ 20sccm 150W 100mT 15 minutes
46	Dépôt Cr	Pulvérisation cathodique alliance concept	DC 60s 70sccm 500W 150nm
47	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
48	Dépôt Au	Pulvérisation cathodique	RF 70s 70sccm 250W 100nm

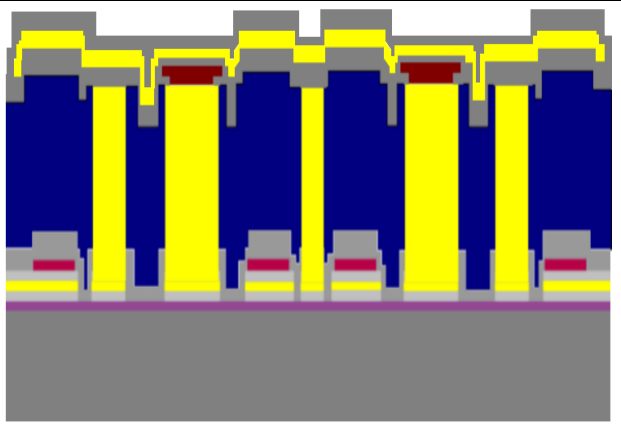
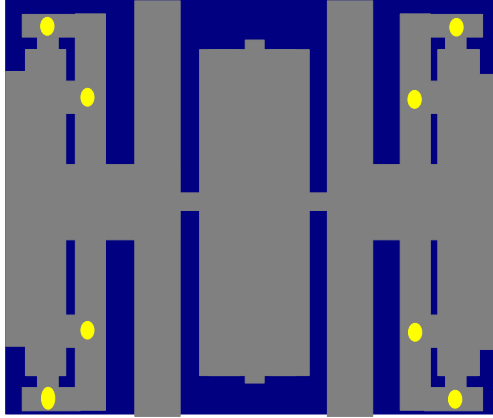
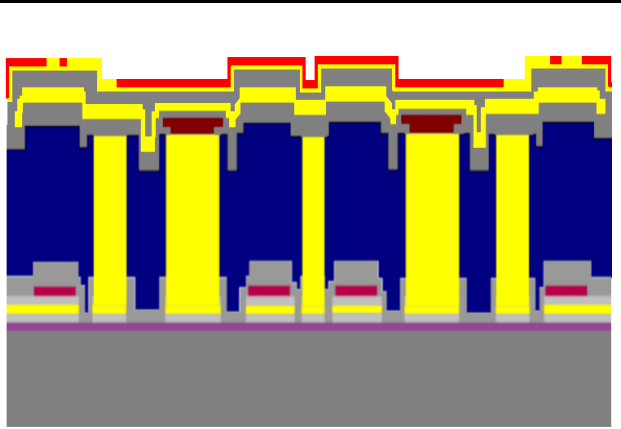
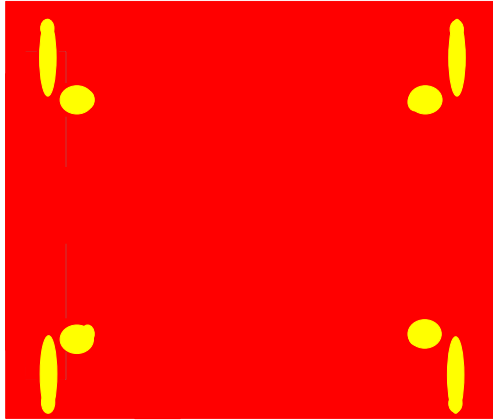
ANNEXES

<i>N° étape</i>	<i>Descriptif</i>	<i>Matériel</i>	<i>Paramètres</i>
		alliance concept	
49	Electrolyse Au	Bain d'électrolyse cyanuré	40 °C agitation 160 10mA 1H30
50	Lithographie optique niveau 6 "membrane"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
51	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
52	Gravure humide de l'or	Sorbonne de chimie	Attaque KI
53	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
54	Nettoyage plasma O2	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes

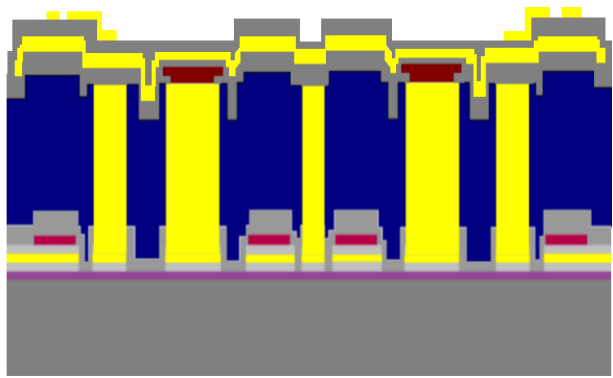
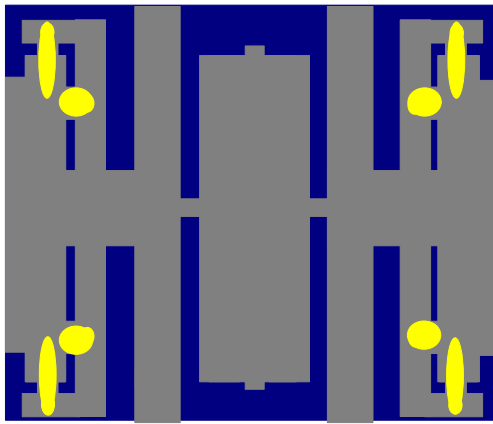
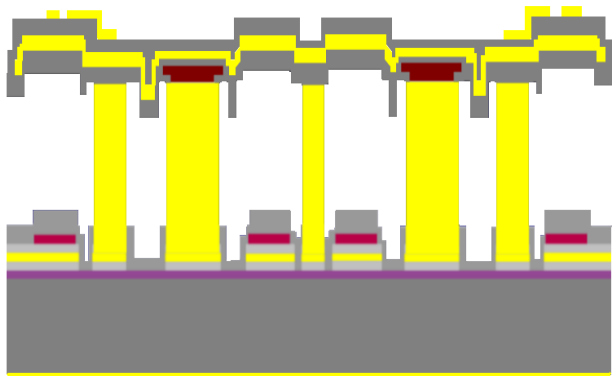
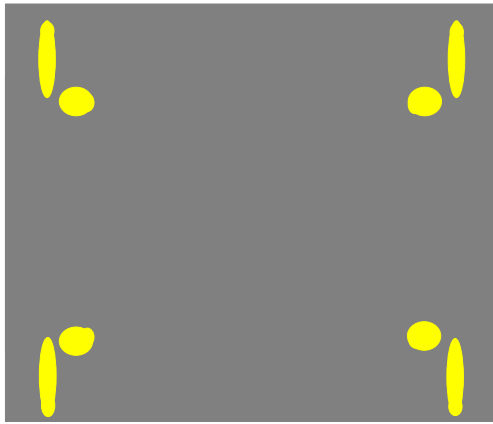
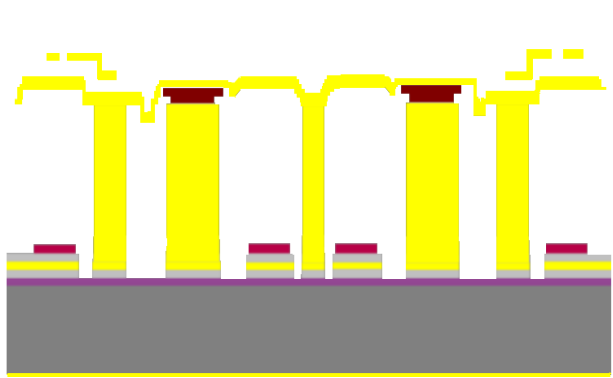
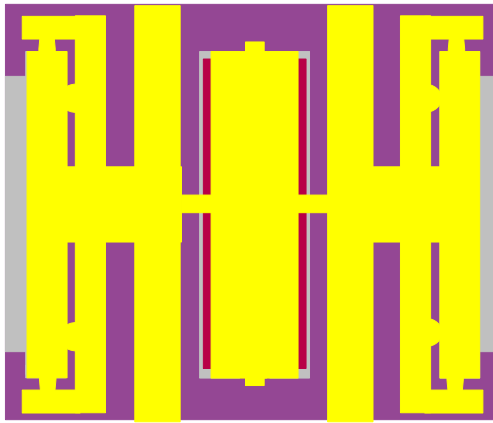


55	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
56	Dépôt Cr	Pulvérisation cathodique alliance concept	DC 200s 70sccm 500W 500nm
57	Dépôt Ti	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
58	Lithographie optique niveau 7 "ouverture Cr"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
59	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
60	Gravure humide du titane	Sorbonne de chimie	H ₂ O/H ₂ O ₂ /HF 1% (20/1/1)
61	Gravure humide du chrome	Sorbonne de chimie	Attaque Chrome
62	Gravure humide du titane	Sorbonne de chimie	H ₂ O/H ₂ O ₂ /HF 1% (20/1/1)
63	Gravure humide du chrome	Sorbonne de chimie	Attaque Chrome
64	Gravure humide du	Sorbonne de chimie	H ₂ O/H ₂ O ₂ /HF 1% (20/1/1)

ANNEXES

<i>N° étape</i>	<i>Descriptif</i>	<i>Matériel</i>	<i>Paramètres</i>
	titane		
65	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
66	Nettoyage plasma O2	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes
			
67	Dépôt Au	Pulvérisation cathodique alliance concept	RF 140s 70sccm 250W 200nm
68	Lithographie optique niveau 8 "ergots"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110 °C exposition 5,5s révélation MF 319
69	Mesure épaisseur résine	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
70	Electrolyse Au	Bain d'électrolyse cyanuré	40 °C agitation 160 10mA 30minutes
			
71	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone alcool
72	Nettoyage plasma O2	Bâti oxford	O2 20sccm 150W 100mT 15 minutes
73	Gravure humide de l'or	Sorbonne de chimie	Attaque KI

ANNEXES

N° étape	Descriptif	Matériel	Paramètres
			
74	Flash d'or face arrière	Pulvérisation cathodique alliance concept	F 140s 70sccm 250W 200nm
75	Releasing oxyde et titane	Sorbonne de chimie	HF 50%
			
76	Releasing chrome	Sorbonne de chimie	Attaque Chrome
			
77	Nettoyage	Sorbonne de chimie	Méthanol 2H
78	Séchage	CO ₂ supercritique	20 minutes de dilution avec méthanol

ANNEXE A4. Détail des masques employés pour la réalisation technologique

Comme l'a illustré le procédé de fabrication, huit masques ont été utilisés pour la réalisation du dispositif. Ils correspondent aux niveaux suivants :

- Niveau 1 : formation de la couche d'accroche,
- Niveau 2 : formation du diélectrique pour l'isolation des électrodes,
- Niveau 3 : gravure du moule d'oxyde,
- Niveau 4 : ouverture du chrome pour l'encapsulation du nitrure capacitif,
- Niveau 5 : formation du nitrure capacitif,
- Niveau 6 : définition de la membrane,
- Niveau 7 : ouverture du chrome pour les ergots et l'accès au HF lors de la libération,
- Niveau 8 : électrolyse des ergots.

Pour chacun des niveaux, on s'attachera à décrire la fonction réalisée par ce niveau avant d'illustrer le résultat du point de vue de la structure MEMS. Seront détaillées ensuite les spécificités propres à chaque niveau et les règles de *design* employées.

A4.1. Niveau 1 : formation de la couche d'accroche

Le premier niveau sert à former la couche d'accroche pour les parties qui seront électrolysées d'une part et les pistes DC d'autre part. On retrouve donc les lignes RF et DC, les *pads* pour l'actionnement mécanique des structures, les masses des parties coplanaires des transitions et les *stubs*, les électrodes d'actionnement et enfin les piliers faisant office d'appui plan pour la double membrane. Plusieurs règles de *design* ont été adoptées pour la réalisation de ce niveau de masque. La première consiste en l'utilisation d'une marge de 3 microns au niveau des appuis plan et des électrodes, et de 5 microns partout ailleurs. Cette marge est employée pour faire face aux problèmes de sous gravures. (Cf. Chapitre III, 1.3.2.) Des zones de largeur inférieures à 10 microns sont interdites afin d'éviter tout risque de décollement lors des attaques chimiques.

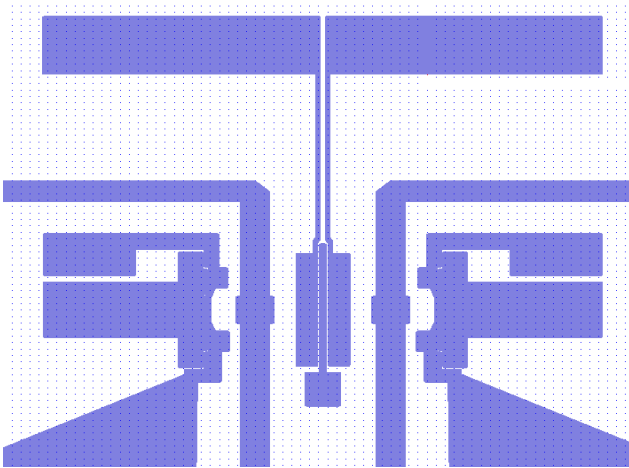


fig. 243 : Masque de la structure niveau1

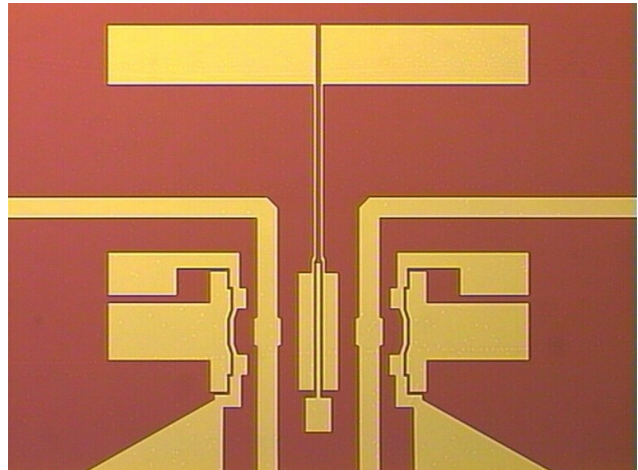


fig. 244 : Image optique de la structure niveau1

L'écart minimum entre deux zones de la couche d'accroche est de 3 microns ce qui est bien supérieur à la résolution de la lithographie optique. Pour limiter les amorces de ruptures, il a été décidé d'arrondir tous les angles droits de tous les motifs de chaque niveau de masque. Il faut également préciser que les *stubs* radiaux sont connectés à la membrane par l'intermédiaire des appuis plan. De la même manière, le potentiel sera ramené à la membrane grâce aux appuis plan.

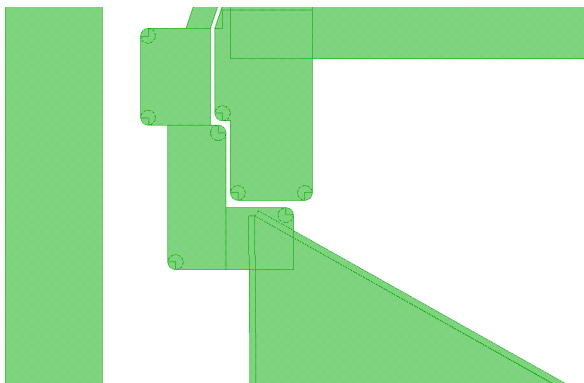


fig. 245 : Marge minimale entre les motifs du niveau1 :
3µm



fig. 246 : Languettes pour le contact électrique

Pour toutes les zones d'accroche servant de base à l'électrolyse, il a fallu s'assurer qu'un débordement de la couche d'accroche autorisait un contact avec le chrome afin de garantir une bonne conductivité indispensable à l'électrolyse. Pour ce faire, on a rajouté des « languettes » là où il manquait des marges de débordement. En effet, si les sous gravures sont trop importantes, il est possible de perdre le contact

électrique, ce qui entraîne un défaut d'électrolyse sur les parties déconnectées du chrome. (Cf. Chapitre III, I.3.2.)

A4.2. Niveau 2 : diélectrique pour l'isolation des électrodes

Ce second niveau est utilisé pour graver le nitrure de silicium PECVD permettant d'isoler les électrodes d'actionnement de la membrane afin de prévenir tout court-circuit. On le retrouve donc uniquement en vis-à-vis des électrodes. Si certaines règles de *design* sont identiques à celles du premier niveau (arrondis des motifs...) on note cependant quelques distinctions. Pour obtenir un profil en escalier plutôt qu'une marche plus importante (Cf. Chapitre III, I.3.4.) les motifs de nitrure seront inscrits dans des motifs de couche d'accroche débordant de 5 micromètres au moins. Le recouvrement est alors optimal et permet de prévenir les décollements.

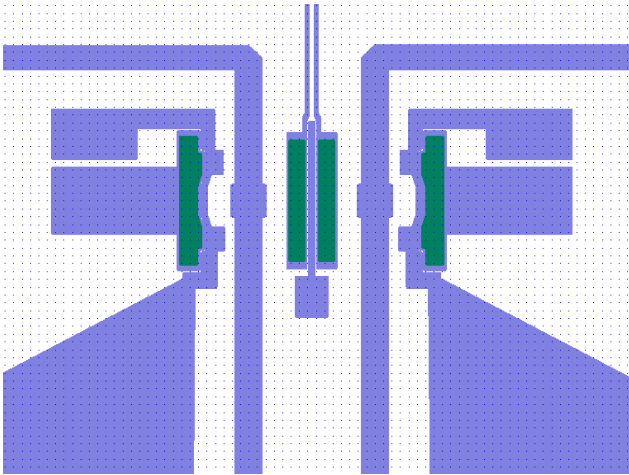


fig. 247 : Masque de la structure niveau2

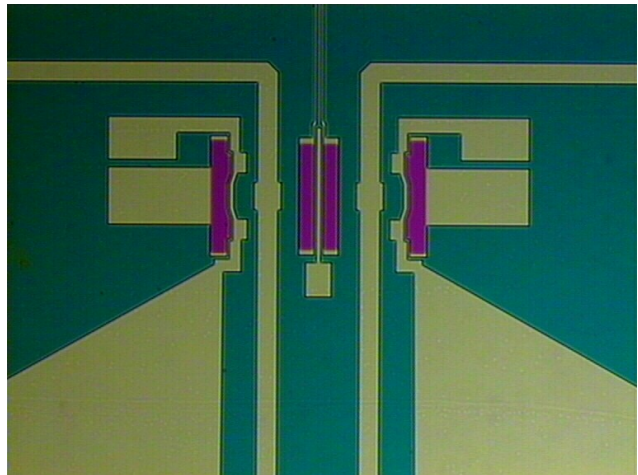


fig. 248 : Image optique de la structure niveau2

A proximité des piliers, les marges sont plus critiques car il faut éviter les contacts entre piliers et électrodes qui ne sont pas au même potentiel. De ce fait, une marge supérieure est autorisée derrière les appuis car la déflexion de la membrane à ces endroits ne permet pas le contact. Enfin, afin de gagner un maximum de surface utile d'électrode, le niveau de nitrure suivra le profil des appuis plans.

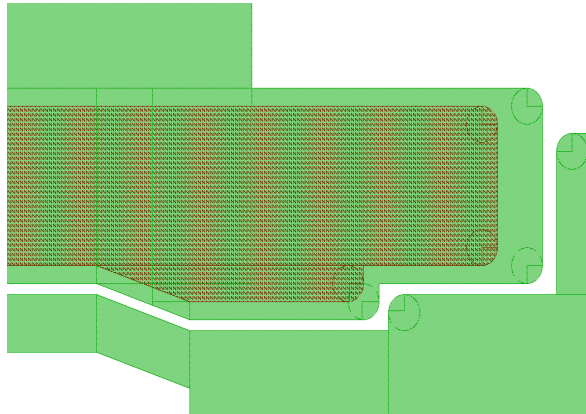


fig. 249: Optimisation de la surface d'actionnement

A4.3. Niveau 3 : gravure du moule d'oxyde

Ce troisième masque sert à ouvrir l'oxyde de silicium pour réaliser un moule d'électrolyse pour les lignes, les appuis plans et l'épaississement des *stubs* et des *pads* d'alimentation. Cet épaississement est nécessaire car il empêche de détériorer ces différentes zones lors de la pose des pointes. Des zones supplémentaires seront électrolysées afin de fournir une base aux futurs ergots chargés de maintenir la structure.

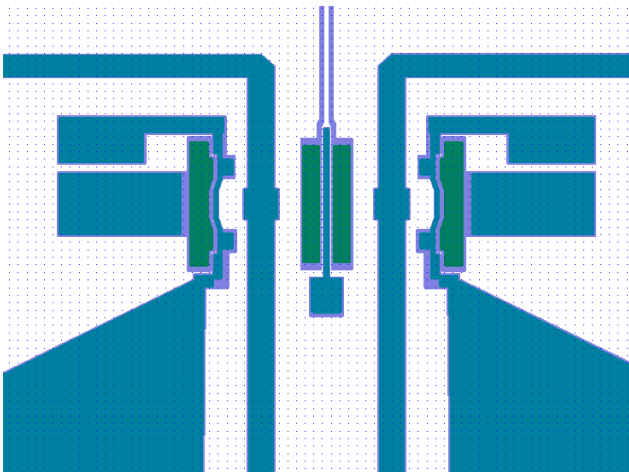


fig. 250 : Masque de la structure niveau3

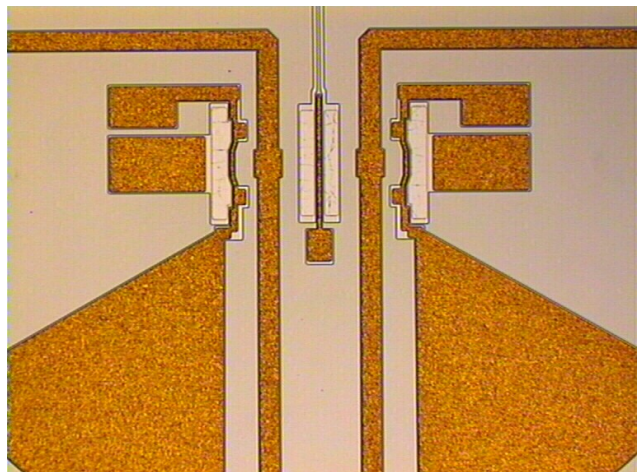


fig. 251 : Image optique de la structure niveau3

Pour des raisons évidentes de fiabilité, l'ouverture minimale de l'oxyde est de 10 microns. En effet, les zones électrolysées sont trop fines si on diminue encore cette

ANNEXES

valeur. De plus on assiste, en fonction de la taille de l'ouverture, à des différences entre les vitesses de croissance. Plus l'ouverture est faible, plus la croissance est rapide, ainsi les motifs plus petits ont été agrandis là où c'était possible, afin d'homogénéiser la vitesse de croissance. Les appuis plan coïncident avec le bord de la membrane pour être en adéquation avec les simulations par éléments finis réalisées.

Toujours dans l'optique de se rapprocher des simulations, les appuis plan des ailettes et de la membrane sont alignés sur le même axe et la partie électrolysée à l'origine des *stubs* est réduite volontairement. Pour une fiabilité plus élevée des appuis plan externes, on a orienté les appuis vers l'intérieur de la structure. De plus, cela permet de gagner de la surface d'électrode.

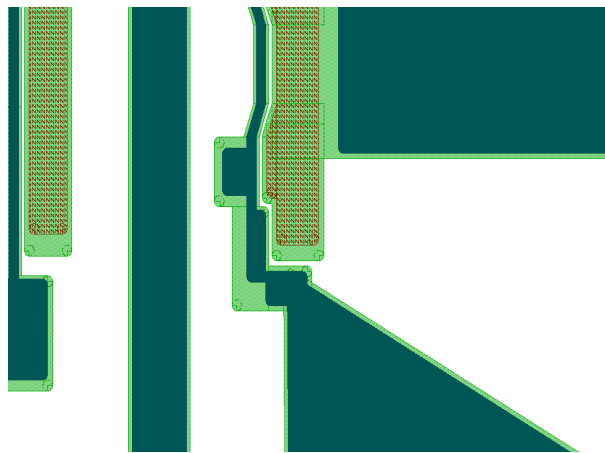


fig. 252 : Marges pour les contacts électriques, repose ergot et raccord des stubs.

A4.4. Niveau 4 : encapsulation du nitrure

Le niveau 4 est utilisé pour l'encapsulation et la protection du nitrure capacitif lors de l'étape de libération. Pour ce faire, on a choisi de déposer le chrome de la première couche sacrificielle en deux temps. On ouvre à l'aide de ce masque la première épaisseur et on recouvre avec la seconde une fois le nitrure formé. Ce niveau consiste en une ouverture au niveau des lignes de dimensions inférieures à celles destinées à la formation du nitrure. Le nitrure une fois formé recouvrira alors partiellement le chrome.

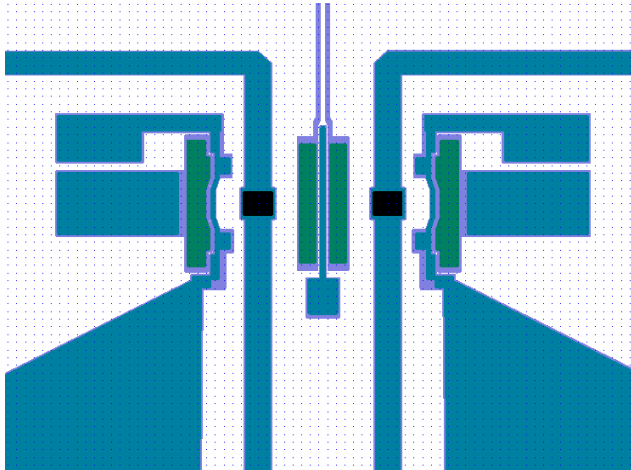


fig. 253 : Masque de la structure niveau4

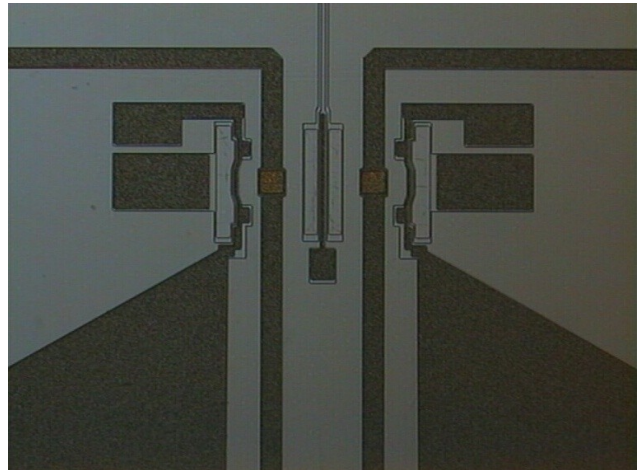


fig. 254 : Image optique de la structure niveau4

Le fait que le dispositif fonctionne avec des lignes microruban de largeur 60 microns autorise des marges conséquentes ainsi qu'un bon recouvrement du chrome par le nitrure. En effet, pour des lignes de largeurs inférieures l'adhérence serait plus faible et les marges inférieures.

Pour les ouvertures dans le chrome, les règles de *design* employées étaient plus simples. Il fallait s'assurer que l'ouverture soit plus petite que le contact capacitif et ce, malgré les sous gravures dues à la gravure humide du chrome. Une marge de 5 microns par rapport au bord des lignes électrolysées a dès lors été adoptée.

A4.5. Niveau 5 : nitrure capacitif

Le niveau 5 est utilisé pour former le nitrure au niveau des lignes RF. C'est ce nitrure qui permettra de réaliser la capacité entre les deux plans métalliques pour couper le signal. On va donc le retrouver entre la membrane et la ligne RF au niveau des ouvertures dans le chrome pratiquées à l'aide du niveau 4. Les motifs sont dessinés de telle sorte qu'ils occupent toute la largeur du microruban plus une marge de 5 microns de chaque côté. De cette manière on s'assure que lors des actionnements la membrane reposera bien sur du nitrure et n'entrera pas en contact avec les lignes. Les languettes de part et d'autres dans le sens de la ligne ont été supprimées. Elles permettaient de

maintenir le nitrure par une croissance d'or dans les niveaux supérieurs au dessus de ces languettes mais l'ouverture était délicate et a été abandonnée.

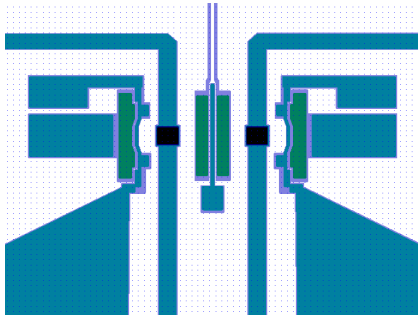


fig. 255 : Masque niveau5

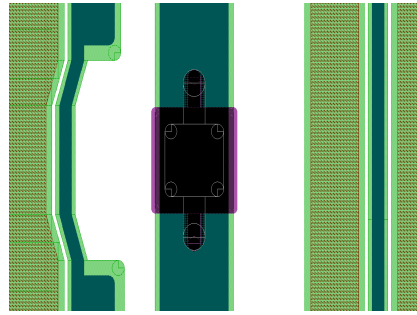


fig. 256 : Gros plan du nitrure niveau5 avec les anciennes languettes

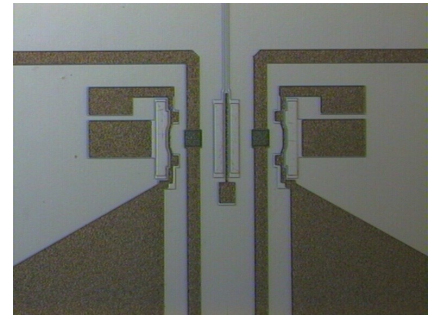


fig. 257 : Image optique de la structure niveau5

A4.6. Niveau 6 : formation de la membrane

Ce niveau de masque permet la gravure de la couche d'or électrolysée afin de former la membrane. Pour le masque de formation de la membrane une marge extérieure de 2 microns a été adoptée afin de parer aux phénomènes de sous gravure lors de la gravure humide de la membrane. 2 microns correspondent à l'épaisseur de la membrane, valeur maximale des sous gravures que l'on s'autorise.

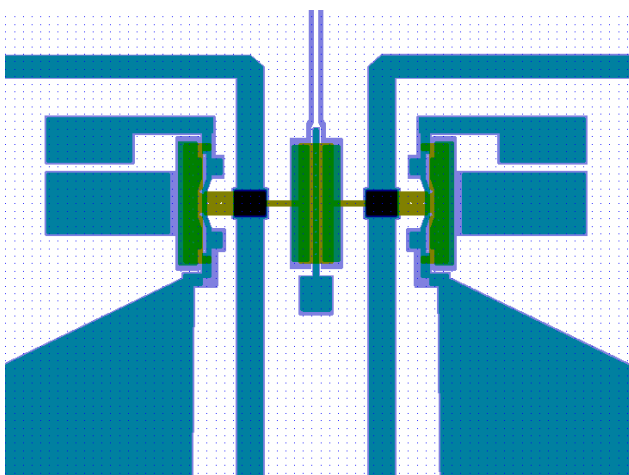


fig. 258 : Masque de la structure niveau6

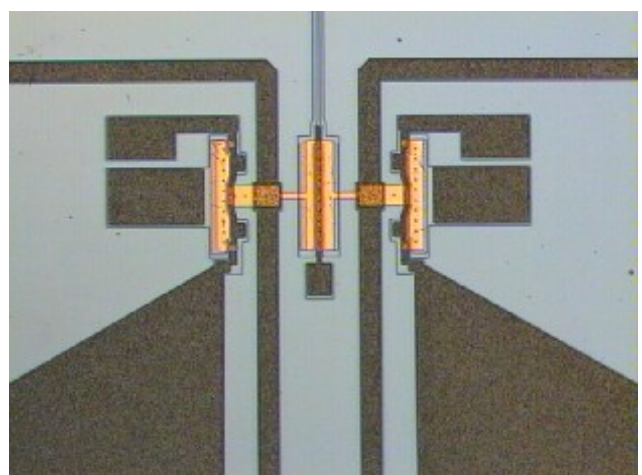


fig. 259 : Image optique de la structure niveau6

Pour minimiser les contraintes au niveau des coins situés aux abords des

appuis plan, on a évidé les masques de la membrane pour éviter des arrêtes franches car les simulations ont montré que les niveaux de contraintes étaient maximum à ces emplacements.

A4.7. Niveau 7 : ouverture du chrome

Ce masque est de loin le plus délicat à réaliser. Il s'agit de protéger le dispositif de l'attaque chrome et d'ouvrir partout ailleurs en ajustant les ouvertures pour que le temps de libération de l'oxyde soit sensiblement le même. On évite alors une surexposition de certaines zones sensibles lors de la libération. C'est le cas par exemple du diélectrique au dessus des électrodes. Le masque du niveau 7 a nécessité l'emploi de nombreuses règles de *design*. Il fallait s'assurer de protéger les motifs en or existants tout en permettant l'accès du HF à certaines zones d'oxyde.

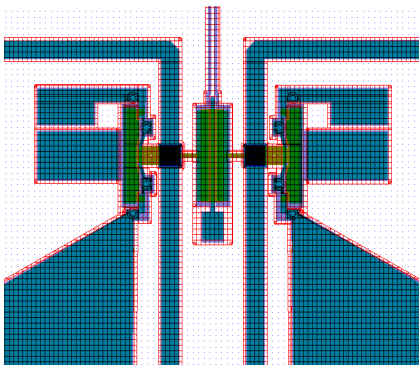


fig. 260 : Masque de la structure niveau 7

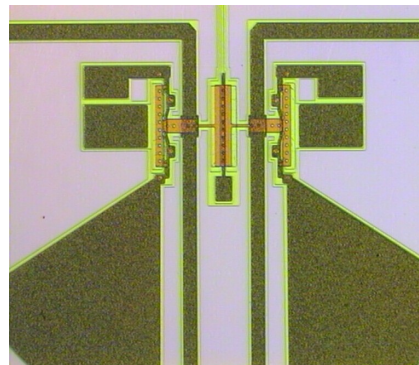
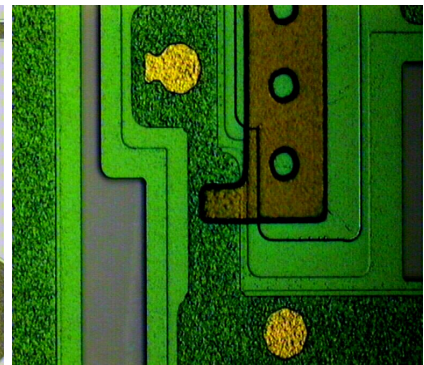


fig. 261 : Image optique de la structure niveau 7 avec zoom



262 : Gros plan optique des ouvertures niveau 7

Pour ce faire, des ouvertures ont été aménagées dans le *gap* des coplanaires des transitions ainsi que sur le pourtour des membranes. Par exemple, des ouvertures ont été pratiquées au niveau des électrodes externes pour permettre la libération de l'oxyde sous la membrane jusqu'aux appuis. L'ensemble des lignes RF (coplanaires et microruban) restent protégées par ce niveau de masque. Dans la mesure du possible une marge de 10 microns a été utilisée comme dépassement des motifs à protéger.

A4.8. Niveau 8 : ergots de maintien

Ce niveau est utilisé pour former le moule de résine pour l'électrolyse des ergots. Les déplacements de la membrane seront donc limités par les ergots, le débattement étant égal à l'épaisseur de la couche de chrome séparant les deux couches d'or électrolysées. Il faut donc veiller à ce que le recouvrement de la membrane par les ergots soit suffisant. Pour cela on pratique des ouvertures plus grandes que celles du niveau précédent. La croissance a alors lieu également au dessus du chrome et le recouvrement est effectué.

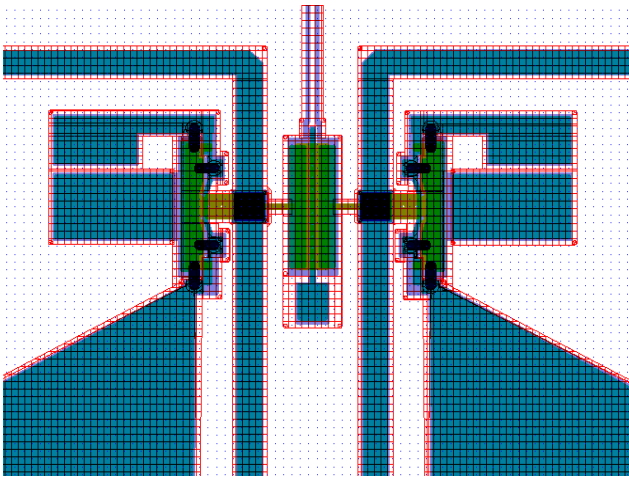


fig. 263 : Masques de la structure niveau8

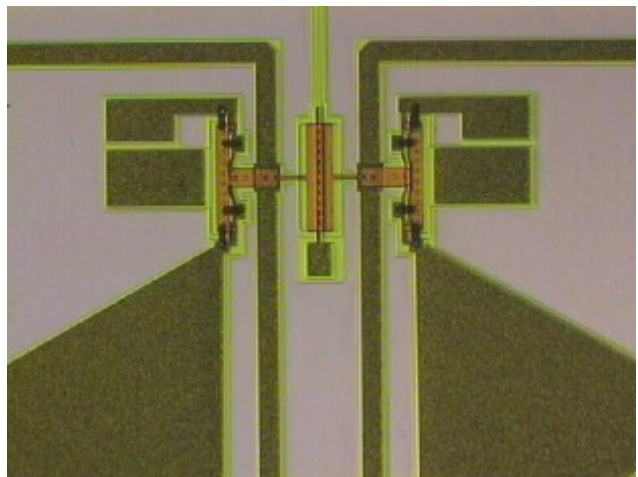





fig. 264 : Image optique de la structure niveau8

ANNEXE A5. Procédé de fabrication packaging




Le tableau suivant présente l'ensemble des opérations technologiques utilisées pour réaliser les tests de caractérisation RF de la solution de *packaging*. L'ensemble des paramètres y est indiqué et le tout est illustré par des vues schématiques de profil. Les abréviations WI et WS correspondent respectivement à substrat inférieur et substrat supérieur. Elles sont utilisées pour indiquer si l'opération est effectuée sur le substrat avec les lignes (inférieur) ou sur le substrat faisant office de capot (supérieur).

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
1	WI	Dépôt SixNy LPCVD	Fours LPCVD	300nm
2	WI	Dépôt SiO ₂ LPCVD	Fours LPCVD	1µm
3	WI	Lithographie optique niveau 1 "oxyde_anneau"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MIF 319
4	WI	Gravure sèche	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 20/20sccm 50mT 180W
5	WI	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
6	WI	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 20 minutes
				
7	WI	Dépôt TiW pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	RF 2*2min30s 53sccm 400W 20nm
8	WI	Dépôt Au pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	RF 140S 30sccm 250W 200nm
9	WI	Lithographie optique niveau 2 "couche d'accroche"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MIF 319
10	WI	Gravure humide	Sorbonne de chimie	Attaque KI
11	WI	Gravure humide	Sorbonne de chimie	H ₂ O ₂
12	WI	Contrôle résistivité	Station sous pointes	Ohmmètre
13	WI	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
14	WI	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 15 minutes





ANNEXES

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
				
15	WI	Dépôt Cr pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	DC 100sccm 460W 200nm
16	WI	Lithographie optique niveau 2bis "test étanchéité chrome"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MIF 319
17	WI	Gravure humide	Sorbonne de chimie	Attaque chrome
18	WI	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
19	WI	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 15 minutes
20	WI	Dépôt TiW pulvérisation cathodique	Bâti Plassys	RF 2*9min 53sccm 400W 100nm
21	WI	Dépôt SiO ₂ PECVD	Fours PECVD	1µm à 150°C
				
23	WI	Lithographie optique niveau 3 "moule oxyde"	Tournette RC8	AZ4562 3000/2500/40s recuit 3minutes sur plaque @110°C attente 15min exposition 15s révélation AZ351 1:3.
24	WI	Gravure sèche	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 20/20sccm 50mT 250W
25	WI	Gravure humide	Sorbonne de chimie	H ₂ O ₂
26	WI	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
27	WI	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 15 minutes




ANNEXES

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
				
28	WI	Electrolyse or	Bain d'électrolyse	Bain cyanuré 40° C agitation 160 10mA
29	WI	Contrôle planarité	Profilomètre Tencor	Résolution 6,5µm Balayage 200µm
				
30	WI	Libération	Sorbonne de chimie	HF 50%
31	WI	Libération	Sorbonne de chimie	H2O2
				
32	WS	Dépôt Si3N4 LPCVD	Fours LPCVD	100nm
33	WS	Lithographie optique face avant niveau 4 "vias"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110° C exposition 5,5s révélation MF 319
34	WS	Gravure sèche	Bâti oxford	CHF ₃ /CF ₄ 20/20sccm 50mT 180W
35	WS	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
36	WS	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 20 minutes



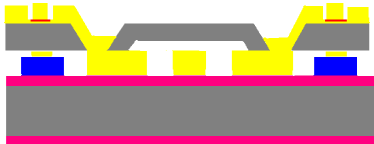
ANNEXES

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
				
37	WS	Gravure humide	Sorbonne de chimie	KOH chauffé 80°C 200µm
				
38	WS	Lithographie optique face arrière niveau 5 "cavité"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MF 319
39	WS	Gravure sèche	Bâti Oxford	CHF ₃ /CF ₄ 20/20sccm 50mT 180W
40	WS	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
41	WS	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 20 minutes
				
42	WS	Gravure humide	Sorbonne de chimie	KOH chauffé 80°C 50µm
				
43	WS	Gravure humide et désoxydation	Sorbonne de chimie	HF 50%

ANNEXES

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
				
44	WI+WS	Bonding eutectique	Presse	1bar 15min 0,45A
				
45	WI+WS	Dépôt Ti pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	RF 45s 30sccm 250W 20nm
46	WI+WS	Dépôt Au pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	RF 140S 30sccm 250W 200nm
47	WI+WS	Lithographie optique niveau 6 "lignes supérieures"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MIF 319
48	WI+WS	Gravure humide	Sorbonne de chimie	Attaque KI face supérieure seulement
49	WI+WS	Gravure humide	Sorbonne de chimie	BE 7:1
50	WI+WS	Contrôle résistivité	Station sous pointes	Ohmmètre
51	WI+WS	Dérésinage	Sorbonne de chimie	Acétone/alcool
52	WI+WS	Nettoyage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 15 minutes
				
53	WI+WS	Lithographie optique face avant niveau 7 "résine pont"	Tournette RC8	AZ4562 3000/2500/40s recuit 3minute sur plaque @110°C attente 15min exposition 15s révélation AZ351 1:3.

ANNEXES

N° Etape	Substrat	Descriptif	Matériel	Paramètres
				
54	WI+WS	Dépôt Au pulvérisation cathodique	Bâti Alliance concept	RF 420S 30sccm 250W 600nm
				
55	WI+WS	Lithographie optique face avant niveau 8 "pont à air"	Tournette RC8	S1818 2500/2500/12s recuit 1minute sur plaque @110°C exposition 5,5s révélation MF 319
56	WI+WS	Gravure humide	Sorbonne de chimie	Attaque KI face supérieure uniquement
57	WI+WS	Nettoyage et dérésinage	Bâti Oxford	O ₂ 30sccm 180W 100mT 60 minutes
				

ANNEXE A6. Détail du procédé de fabrication des SPST

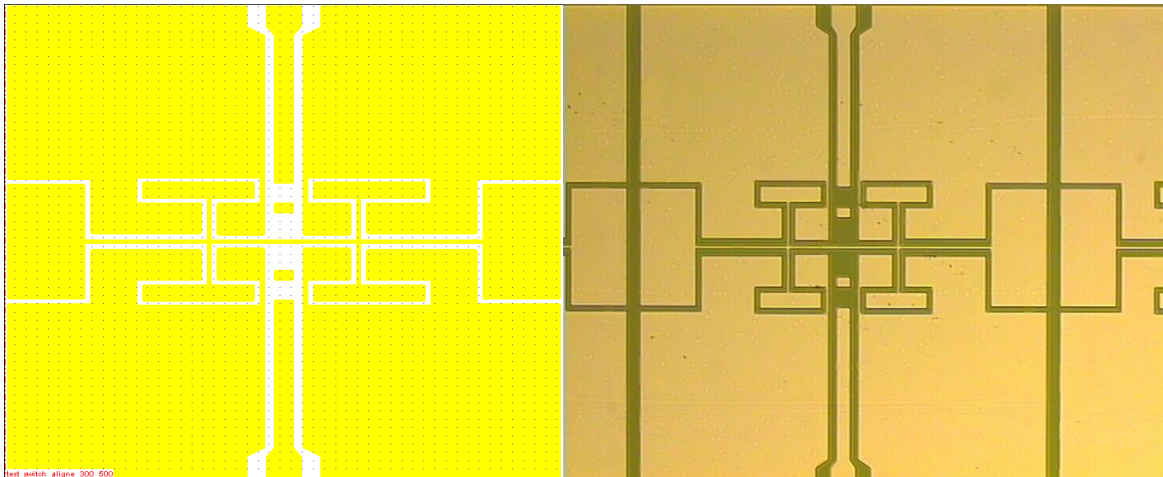


fig. 265 : Vues du masque et optique du niveau 1

Le niveau 1 correspond à la formation de la couche de croissance de l'électrolyse ainsi qu'à la formation des électrodes. Il n'y a pas de changement avec les réalisations technologiques précédentes.

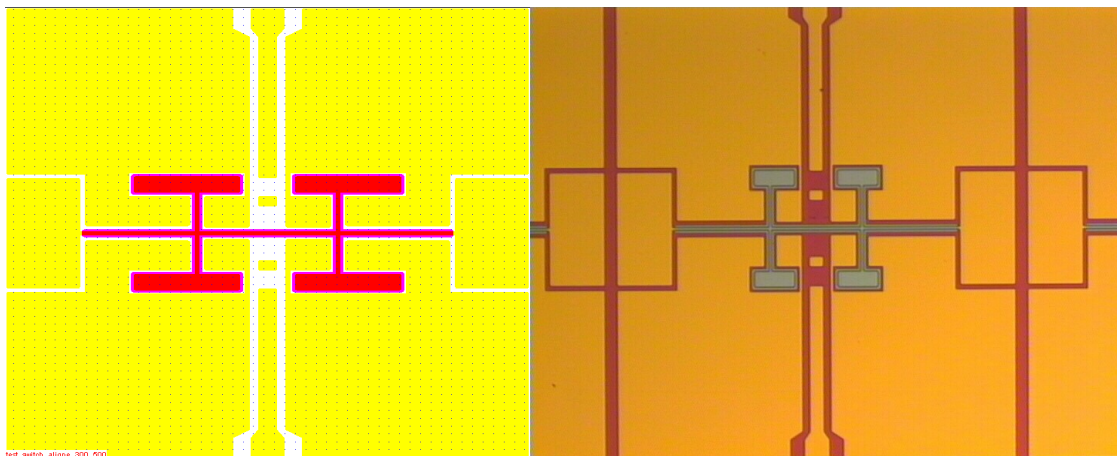


fig. 266 : Vues du masque (rouge) et optique du niveau 2

Comme dans les autres procédés, ce niveau 2 est utilisé pour réaliser l'isolation des électrodes grâce à une couche de nitrure de silicium. Le fait que la ligne de transmission soit interrompue au niveau du commutateur permet de relier l'ensemble des *pads* d'actionnement sans utiliser de niveau enterré ou d'autres connexions plus complexes. C'est assez pratique puisque le seul état actionné nécessite l'ensemble des électrodes. De plus cela limite également le nombre d'interconnexions de

sortie en cas d'encapsulation du composant.

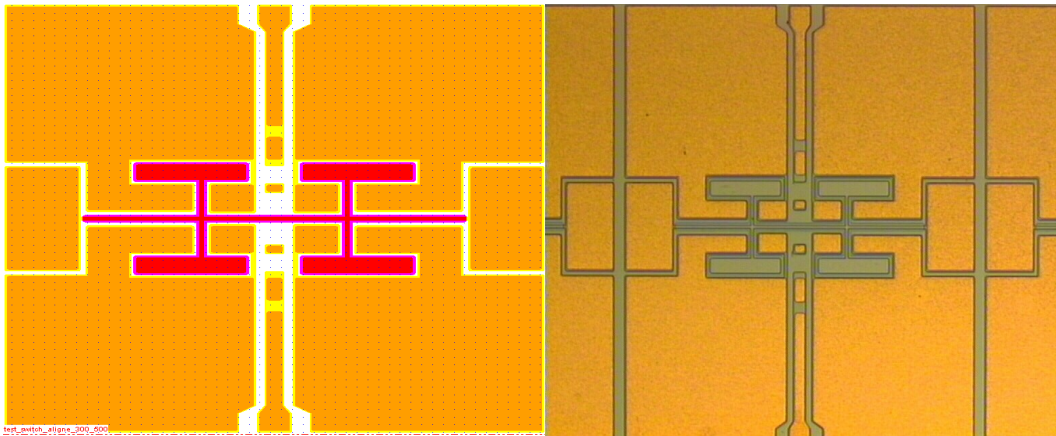


fig. 267 : Vues du masque (orange) et optique du niveau 3

Le niveau suivant correspond à l'ouverture après dépôt de l'oxyde de silicium pour la formation du moule pour la croissance électrolytique d'or. Le dépôt comme énoncé précédemment n'est que de $1\mu\text{m}$ pour limiter le *gap* entre la membrane et les électrodes. Le seul aléa de ce masque pour cette étape est le risque que les appuis centraux soient plus hauts que les autres. Au final, des mesures au profilomètre ont montré une différence de marche d'à peine 100nm en moyenne. Certes, cela représente 10% de la hauteur mais une telle différence de planarité n'est pas gênante pour le fonctionnement mécanique.

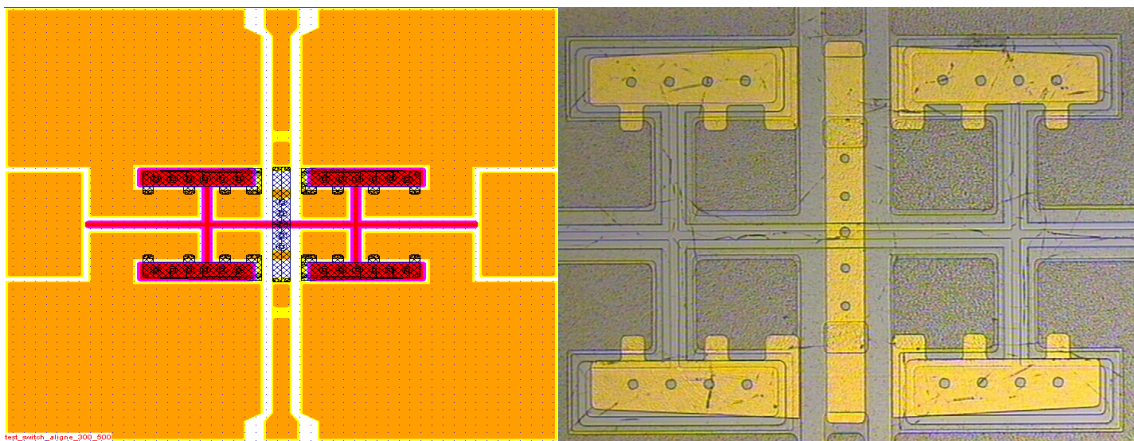


fig. 268 : Vues du masque (bleu hachuré) et optique du niveau 4

Après dépôt du second type de couche sacrificielle (TiW), la partie centrale et les plateaux d'actionnement de la membrane sont réalisés par pulvérisation cathodique

puis gravure humide au KI.

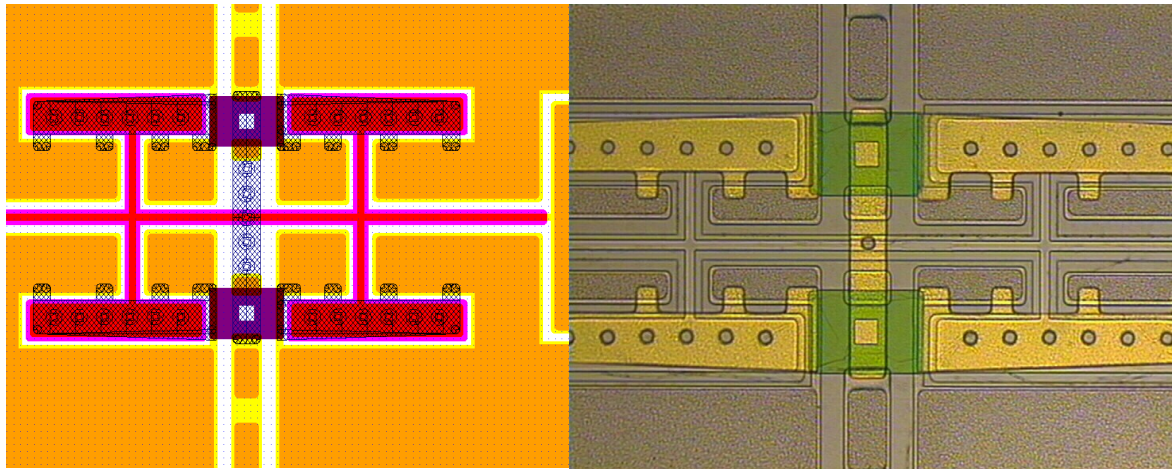


fig. 269 : Vues du masque (violet) et optique du niveau 5

Lorsque les différentes parties inférieures de la membrane sont formées, le nitrure pour l'isolation de ces mêmes parties est déposé puis gravé. Il n'y a pas de couche d'accroche pour ce dépôt afin de prévenir les contacts électriques. Heureusement, l'adhérence des dépôts PECVD de nitrure de silicium de l'I.E.M.N. sur l'or pulvérisé était suffisante pour garantir la suite du procédé de fabrication.

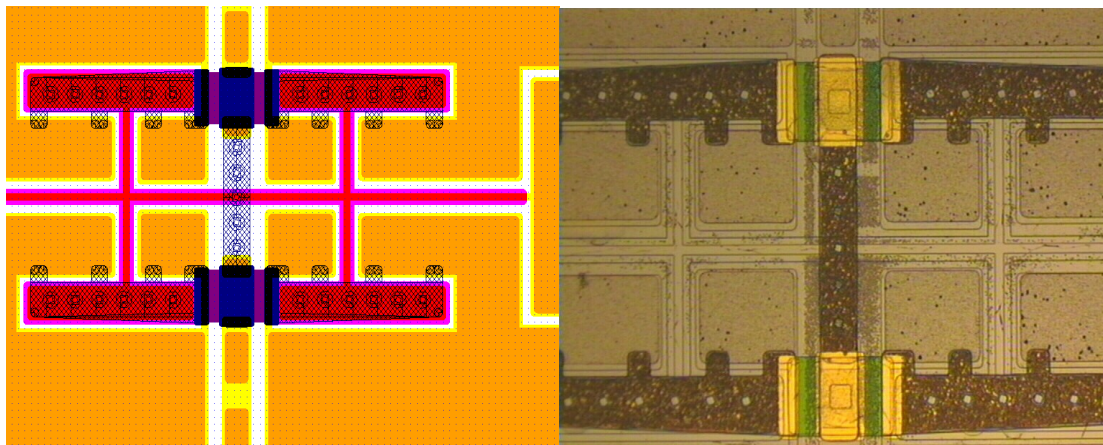


fig. 270 : Vues du masque (bleu foncé) et optique du niveau 6

L'étape suivante consistait en la réalisation des rivets d'or pour maintenir en place le nitrure entre deux couches d'or et en même temps améliorer le couplage lors de l'actionnement entre les plateaux et la partie centrale. La membrane est à ce moment du procédé terminée et il reste à réaliser les ergots de maintien.

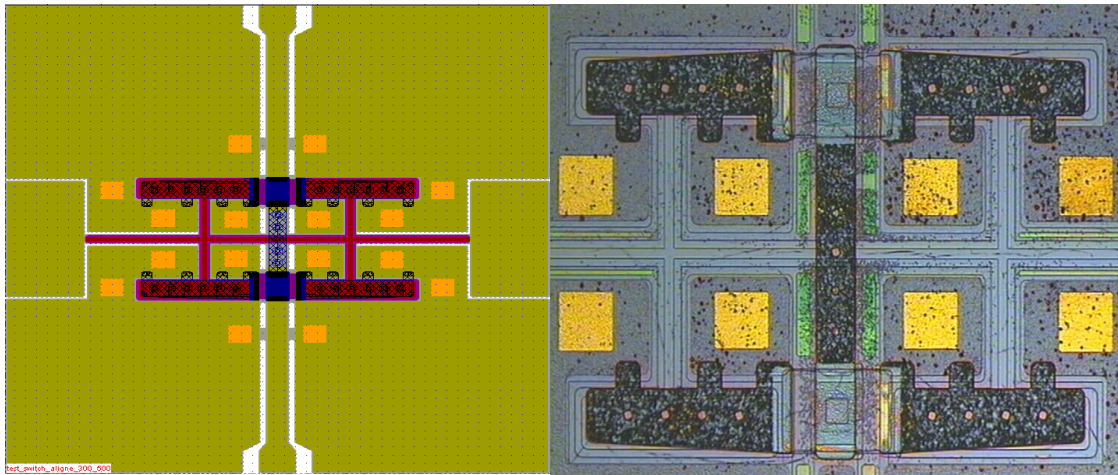


fig. 271 : Vues du masque (kaki) et optique du niveau 7

Les ergots de maintien sont réalisés en deux temps, tout d'abord il faut ouvrir localement les couches sacrificielles pour pouvoir fournir un ancrage aux ergots. Le positionnement et la taille des ouvertures dépendent du type de structure. Les plus petites présentent des ouvertures d'ancrages de taille réduite. Sinon, dans l'ensemble, les ouvertures ont été agrandies au maximum car la gravure humide du TiW est difficile pour des petites zones du fait d'une mauvaise mouillabilité.

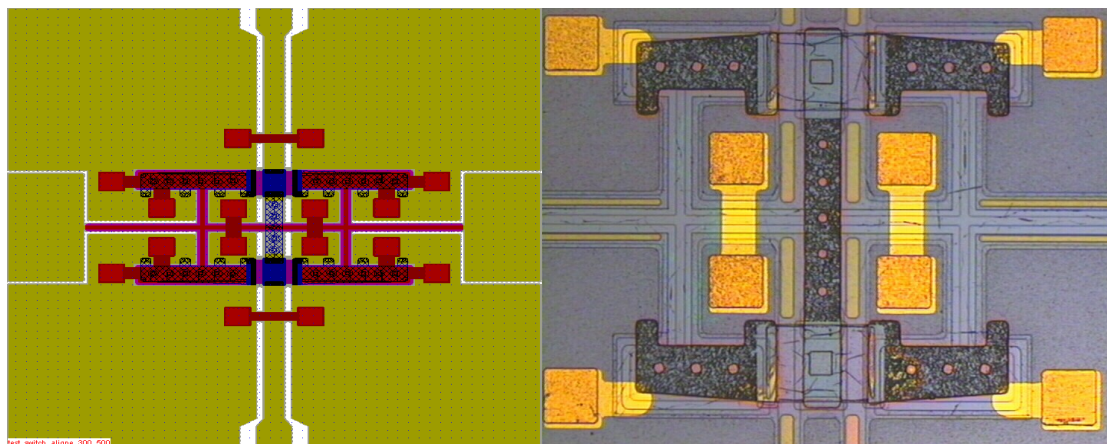


fig. 272 : Vues du masque (grenat) et optique du niveau 8

La dernière étape avant la libération est la réalisation des ergots de maintien. Pour éviter les croissances indésirables, les ergots sont formés en utilisant un masque de lithographie négatif sur de l'or pulvérisé en pleine plaque. Cette étape permet également de réaliser des ponts à air pour augmenter l'adaptation.

ANNEXE A7. Bibliographie personnelle

- R. Robin, O. Millet, K. Segueni and L. Buchaillet, "**Low actuation voltage SPDT RFMEMS Kband switch using a single gold membrane**", IEEE 22th Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems MEMS-09, Sorrento Italia, 23-29 January 2009. Poster presentation.
- N. Lorphelin, R. Robin, A.-S. Rollier, S. Touati, A. Kancierzewski, O. Millet and K. Segueni, "**Simulation And Optimization Of A Totally Free Flexible RF MEMS Switch**", in Proc. of the 19th MicroMechanics Europe Workshop MME 2008, pp. 295-298, Aachen Germany, 28-30 September 2008. Poster presentation.
- R. Robin, S. Touati, K. Segueni, O. Millet et L. Buchaillet, "**A new four states high deflection low actuation voltage electrostatic MEMS switch for RF applications**", IEEE Design test Integration and packging of MEMS and MOEMS, DTIP '08, pp.56-59, 9-11 april, Nice, France, 2008. Oral presentation.
- S. Touati, N. Lorphelin, A. Kancierzewski, R. Robin, A.-S. Rollier, O. Millet et K. Segueni, "**Low actuation voltage totally free flexible RF MEMS switch with antistiction system**", IEEE Design test Integration and packging of MEMS and MOEMS, DTIP '08, pp.66-70, 9-11 april, Nice, France, 2008. Oral presentation.
- K. Segueni, L. Le Garrec, A.-S. Rollier, R. Robin, S. Touati, A. Kancierzewski, L. Buchaillet and O. Millet, "**Totally free-flexible Membrane for Low Voltage MEMS Metal Contact Switch**", in Proc. of the 37th European Microwave Conference, Munich Germany, 8-12 october 2007. Oral presentation.
- R. Robin, L. Le Garrec, K.Segueni, O. Millet, L. Buchaillet, "**A Design For 24GHz SPDT Using A Single RF MEMS Switch Based On A Totally Free Flexible Membrane**", Memswave 2007, pp. 193-195, Barcelona, 26-29 June 2007. Poster Presentation.
- K. Segueni, A.-S. Rollier, L. Le Garrec, R. Robin, S. Touati, A. Kancierzewski, L. Buchaillet, O. Millet, "**A Totally Free Flexible Membrane : A Design For Low Electrostatic Actuation MEMS**", The 16th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'07, Lyon France, 10-14 June 2007. Oral presentation.
- R. Robin, "**From Development of fabrication process to testing of MEMS devices**", Nanotech 2006, Tokyo Japan, january 2006. Oral presentation.

CONCEPTION ET REALISATION DE COMPOSANTS MEMS POUR LES COMMUNICATIONS BASES SUR UN CONCEPT DE MEMBRANE SIMPLEMENT SUPPORTEE

Résumé :

Cette thèse traite de la conception et de la réalisation de nouveaux types de composants MEMS RF. Ils sont basés sur des membranes sans ancrage simplement supportées contrairement aux dispositifs habituels qui utilisent des membranes encastrée-libre ou bi-encastrée. Ce concept permet d'augmenter la fiabilité des commutateurs MEMS en limitant leur sensibilité vis-à-vis de nombreux mécanismes de défaillance.

Un circuit SPDT à base d'une unique membrane sans ancrage a été conçu et réalisé. La géométrie spécifique de la structure combinée à un système de bascule a permis d'obtenir de bonnes performances, à la fois mécaniques et RF (grande déflexion à faible tension d'actionnement, isolation et adaptation importantes, faibles pertes d'insertion).

Pour encapsuler ce système, un assemblage eutectique or-silicium par chauffage localisé par effet Joule a été imaginé et simulé. Enfin, d'autres types de composants dérivés du concept de membrane simplement supportée, ainsi que des applications, ont été proposés.

Mots clés : Commutateur MEMS RF, SPDT, contact capacitif, membrane simplement supportée, fiabilité, transition coplanaire microruban, actionnement électrostatique, WLP, eutectique localisé.

CONCEPTION AND REALIZATION OF MEMS COMPONENTS FOR COMMUNICATIONS BASED ON A CONCEPT OF SIMPLY SUPPORTED MEMBRANE

Abstract :

This thesis deals with conception and realization of new kinds of RF MEMS components. They are based on anchorless simply supported membranes instead of usual devices which use cantilevers or clamped-clamped membrane. This concept allows to increase the reliability of MEMS switches by reducing their sensitivity towards lots of failure mechanisms.

A SPDT circuit based on a single anchorless membrane was designed and realized. The specific geometry of the structure combined with a push-pull effect permits to obtain both mechanical and RF, good performances (large deflexions at low actuation voltage, great isolation and adaptation, low insertion losses).

To package the system, a gold-silicon eutectic bonding using localized heating by Joule effect has been planned and simulated. Finally, other kinds of components using the same concept of simply supported membrane, and also applications, have been proposed.

Key-words : RF MEMS switch, SPDT, capacitive contact, simply supported membrane, reliability, CPW to microstrip transition, electrostatic actuation, WLP, localized eutectic.