

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Ing.

PAR
MATHIEU HÉMON

CONCEPTION ET FABRICATION D'UN FILTRE ACCORDABLE AVEC LA
TECHNOLOGIE DES MEMS POUR LES APPLICATIONS MICRO-ONDES

MONTRÉAL, LE 7 MAI 2007

© droits réservés de Mathieu Hémon

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE :

M. Vahé Nerguizian, directeur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. François Gagnon, codirecteur de mémoire
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Ammar B. Kouki, président du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

M. Claude Thibeault, membre du jury
Département de génie électrique à l'École de technologie supérieure

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC
LE 18 AVRIL 2007
À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

CONCEPTION ET FABRICATION D'UN FILTRE ACCORDABLE AVEC LA TECHNOLOGIE DES MEMS POUR LES APPLICATIONS MICRO-ONDES

Mathieu HÉMON

SOMMAIRE

Depuis plusieurs décennies le domaine des communications sans fil est en pleine expansion. Ce phénomène entraîne la nécessité d'améliorer continuellement les systèmes, d'un point de vue tant algorithmique que matériel. Des filtres plus sélectifs, au coût et à l'encombrement réduit, aux pertes d'insertion minimales font partie des objectifs. L'augmentation du nombre et de la qualité des transmissions passe par le partage du spectre de fréquences, donc par la possibilité de pouvoir changer la fréquence de transmission. Les filtres accordables sont essentiels afin d'avoir des systèmes reconfigurables permettant ces sauts de fréquences.

Pour réaliser un tel filtre, l'émergence de la technologie des MEMS ouvre de nouvelles perspectives. Déjà présente dans des domaines très variés, ses premiers pas en hyperfréquence remontent aux années 1990. Les recherches à ce sujet ont mis en évidence les avantages des MEMS RF : miniaturisation, faible consommation de puissance, faibles pertes, linéarité de leur comportement, tout en étant compatible avec une intégration monolithique de type MMIC.

Cette étude, destinée aux communications dans la bande 1,35 GHz – 2,7 GHz, diffère de la majorité des articles parus sur ce sujet pour lesquels les applications au-dessus de 15 GHz prédominent.

Le filtre réalisé dans ce projet est un filtre demi-longueur d'onde à accordage capacitif, utilisant des valeurs discrètes de capacités sélectionnées à l'aide d'un interrupteur MEMS ohmique conçu spécifiquement pour cette application. Le composant MEMS RF a été dimensionné puis caractérisé théoriquement et par le biais de simulations couplées électromécaniques afin d'obtenir un comportement prédictif le plus fiable possible.

Le filtre accordable incluant les composants MEMS a été fabriqué par nos soins à l'Université McGill de Montréal. La bande de fonctionnement du filtre se situe entre 1,536 GHz et 2,174 GHz, ses pertes d'insertion varient de 5,5dB@2,174GHz à 11,7dB@1,536GHz, et sa bande passante de 20 MHz à 40 MHz.

DESIGN AND FABRICATION OF A TUNABLE FILTER USING MEMS TECHNOLOGY FOR MICROWAVES APPLICATIONS

Mathieu HÉMON

ABSTRACT

For several decades wireless communications have been in great expansion. This phenomenon requires the continuous improvement of the systems, for the algorithms and materials. The goals are to have more selective filters with reduced cost and dimensions and with insertion losses as low as possible. The increase of transmission number and quality needs to divide the frequency. Frequency hopping is useful for tactical communication. That's why tunable filters became the key to make such reconfigurable systems.

In this context, MEMS technology permits new perspectives. Already presents in various domains, their first steps in RF were in 1990s. Main researches highlighted the advantages of RF MEMS: miniaturization, low consumption of power, low losses, linearity of their behaviour, while being compatible with a monolithic integration like MMIC.

This study is intended for communications in the band 1,35 GHz - 2,7 GHz. It differs from the majority of the publications on this subject for which the applications to the top of 15 GHz prevail.

The filter designed in this project is a half wave resonator tuned with capacitance. Ohmic MEMS switches are designed specifically for this application, and used to select fixed capacities to reachable discrete values. Theory is used to size this RF MEMS component, and characterization is complete using both theory and coupled electro-mechanical simulations.

This tunable filter including RF MEMS switches was built using the facilities of McGill University of Montreal. The tuning range is from 1,536 GHz to 2,174 GHz, the insertion losses are 5,5dB@2,174GHz and 11,7dB@1,536GHz, and the bandwidth varies between 20 MHz and 40 MHz.

REMERCIEMENTS

Je remercie en tout premier lieu mes directeurs de recherche pour leur soutien tout au long de ce projet. Je suis heureux d'avoir été supervisé par M. Nerguizian, M. Ing., qui m'a permis de m'immerger dans le monde des MEMS. Je remercie également M. Gagnon, Ph. D., pour sa confiance, son support et sa clairvoyance.

Je tiens aussi à remercier mes collègues du LACIME avec qui j'ai partagé de grandes conversations qui m'ont beaucoup aidé à l'orientation de mon projet. Un merci tout particulier à Frédéric Domingue pour son soutien inconditionnel sans lequel je n'aurais pu me rendre aussi loin.

Je remercie également le laboratoire de nanofabrication de McGill ainsi que toute son équipe pour nous avoir ouvert les portes de leur salle blanche et pour leurs conseils. Merci aussi à Ultra Electronics pour leur intérêt concernant ce projet.

Merci à ma famille et mes amis pour m'avoir soutenu tout au long de mes études et durant ce projet.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
LISTE DES TABLEAUX.....	vii
LISTE DES FIGURES.....	viii
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....	xii
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 MEMS RF.....	4
1.1 Définition.....	4
1.2 Historique, mise en contexte, état actuel du marché.....	6
1.3 Les avantages et désavantages des MEMS RF.....	10
1.4 Quelques mots sur la microfabrication.....	12
1.5 Les types d'activation.....	13
1.5.1 Electrostatique.....	13
1.5.2 Piézoélectrique.....	14
1.5.3 Magnétique.....	15
1.5.4 Electrothermique.....	16
1.6 Les différentes structures.....	16
1.6.1 Les capacités variables.....	16
1.6.2 Les bobines.....	17
1.6.3 Les interrupteurs.....	18
1.7 Conclusion.....	21
CHAPITRE 2 CHOIX DE LA TOPOLOGIE DE FILTRAGE.....	23
2.1 Spécifications idéales.....	23
2.2 Variété des choix possibles.....	24
2.2.1 Le substrat.....	25
2.2.2 La technologie.....	26
2.2.3 La topologie de filtrage.....	26
2.2.4 L'élément accordeur.....	27
2.3 Quelques exemples de filtres accordables basés sur les MEMS RF.....	28
2.3.1 Exemple 1 – (Brank et al., 2001).....	29
2.3.2 Exemple 2 – (Hong-Teuk, Jae-Hyoung, Yong-Kweon, & Youngwoo, 1999).....	30
2.3.3 Exemple 3 – (Hong-Teuk, Jae-Hyoung, Yong-Kweon, & Youngwoo, 1999).....	30

2.3.4	Exemple 4 – (Pothier et al., 2005)	31
2.3.5	Exemple 5 - (Peroulis, Pacheco, Sarabandi, & Katehi, 2001)	32
2.3.6	Exemple 6 – (Liu, Borgioli, Nagra, & York, 2001).....	33
2.3.7	Exemple 7 – (Reines et al., 2005)	35
2.3.8	Exemple 8 – (Fourn et al., 2003)	36
2.3.9	Comparaison	38
2.4	Choix initial.....	40
2.5	Les problèmes rencontrés.....	42
2.6	Choix final.....	45
2.7	Conclusion	46
CHAPITRE 3 L'INTERRUPTEUR		47
3.1	Spécifications requises	47
3.2	Études des forces et dimensionnement	48
3.2.1	Force de rappel.....	50
3.2.2	Force d'activation électrostatique	51
3.2.3	Forces de contact.....	52
3.2.4	Tension d'activation, principe d'instabilité	52
3.3	Dimensionnement	53
3.3.1	Les dimensions de l'interrupteur.....	55
3.3.2	Dimensions finales et doigts de contact.....	58
3.4	Analyse Théorique	60
3.4.1	Mécanique – statique.....	60
3.4.2	Mécanique - dynamique.....	61
3.4.3	Électromagnétique	62
3.5	Simulations.....	64
3.5.1	Les méthodes de conception : comparaison Ansys / Coventor.....	64
3.5.2	Modélisation et résultats sous Coventor	65
3.6	Prédictions.....	73
3.7	Conclusion	75
CHAPITRE 4 LE FILTRE.....		77
4.1	Remarques générales, architecture du filtre	77
4.2	Dimensionnement et simulations réalisés avec ADS/Momentum.....	79
4.2.1	Filtre simple	80
4.2.2	Filtre accordable.....	85
4.2.3	Choix avec le tableau de résultats	87
4.3	Analyse.....	88
4.3.1	Influence des interrupteurs dans leur configuration idéale	88
4.3.2	Influence du circuit de polarisation et des bras d'accès	89
4.3.3	Le filtre final	93
4.4	Conclusion	95
CHAPITRE 5 FABRICATION ET MESURES		97
5.1	Le processus de fabrication.....	98

5.2	Les masques de fabrication	99
5.2.1	Les objectifs	100
5.2.2	Explication des différentes parties	101
5.3	La réalisation.....	103
5.3.1	Lieu de fabrication, contexte.....	103
5.3.2	Les limitations rencontrées	105
5.3.3	Les images commentées.....	106
5.4	Les fabrications finales	112
5.5	Résultats et mesures	114
5.6	Conclusion	118
CONCLUSION		120
ANNEXE 1 Processus de fabrication		124
ANNEXE 2 Méthodologie de conception avec Coventor		126
ANNEXE 3 Méthodologie de conception avec Ansys		128
ANNEXE 4 Les grandes étapes du processus de fabrication de l'interrupteur		130
ANNEXE 5 Les différentes parties du masque.....		135
BIBLIOGRAPHIE		139

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Spécifications idéales du filtre accordable.....24
Tableau II	Comparaison des performances de filtres accordables suivant leur topologie.....38
Tableau III	Spécifications atteignables du filtre accordable.....39
Tableau IV	Comparaison entre théorie et simulation pour la caractérisation de l'interrupteur74
Tableau V	Les différents états du filtre accordable85
Tableau VI	Comparaison des performances entre des modèles de résonateurs fixes sans interrupteurs de commutation (fixe), un filtre accordable avec 5 interrupteurs par commutation (version 1) et avec 11 interrupteurs (version 2).....88
Tableau VII	Influence des bras d'accès et des circuits de polarisation.....92
Tableau VIII	Performance du modèle final du filtre accordable93
Tableau IX	Comparaison des résultats obtenus en simulations et mesures pour les filtres fixes à l'état 0 et à l'état 3.....117

LISTE DES FIGURES

		Page
Figure 1	Transistor à grille résonante (Nathanson, Newell, Wickstrom, & Davis, 1967)	1
Figure 2	Domaines d'application des MEMS (Français, 2003).....	5
Figure 3	Estimation des fonds investissant en MEMS RF en 2004 (J. Bouchaud & Wicht, 2005)	7
Figure 4	Vue d'ensemble des technologies liées aux MEMS RF (Lucyszyn, 2004)....	8
Figure 5	État de l'industrie des MEMS RF en 2005 et prévisions (Bouchaud, 2006)..	9
Figure 6	Prévisions des chiffres d'affaires réalisés par le marché des MEMS RF, 2004-2009 (Bouchaud, 2006)	10
Figure 7	Microcommutateur capacitif MEMS RF, par Raytheon/Texas Instruments : a) photo vue de dessus , b) schéma d'une coupe de profil (Yao, 2000).....	14
Figure 8	Microcommutateur MEMS RF à activation piézoélectrique (Hee-Chul, Jae-Yeong, & Jong-Uk, 2005).....	15
Figure 9	Structure classique de capacité variable a) photo prise de dessus et b) schéma d'une coupe transversale (Young & Boser, 1997)	17
Figure 10	Schéma d'une inductance fixe micro-usinée, vues de dessus et de côté (Li, 2006)	18
Figure 11	Schéma de a) une configuration sérielle d'un microcommutateur ohmique et b) une configuration parallèle d'un microcommutateur capacitif.....	19
Figure 12	Microcommutateur ohmique de chez RSC : a) vue de dessus, b) ouvert et c) fermé (Pillans, Rebeiz, & Lee, 2003).....	21
Figure 13	Choix possibles de topologie de filtrage accordable et compatibilités	25
Figure 14	Filtre cinq pôles à éléments localisés de 3.5 mm x 14 mm (Brank et al., 2001)	29
Figure 15	Filtre deux pôles à accordage capacitif (Pothier et al., 2005).....	31
Figure 16	Filtre passe-bande, dimensions en μm (Peroulis, Pacheco, Sarabandi, & Katehi, 2001).....	33
Figure 17	Filtre passe-bande trois pôles accordable avec résonateurs DMTL (Liu, Borgioli, Nagra, & York, 2001)	34

Figure 18	Filtre accordable avec a) son réseau de routage à base d'interrupteurs formant un SP3T, et b) une vue d'ensemble des trois filtres "fixes" (Reines et al., 2005)	36
Figure 19	Filtre accordable à résonateurs quart d'onde (Fourn et al., 2003)	37
Figure 20	Modèle de capacité variable en technologie microruban, a) modèle idéal vu de dessus, b) schéma du modèle complet.....	41
Figure 21	Filtre en peigne.....	42
Figure 22	Résultat d'une gravure humide TMAH pour traverser une gaufre de Silicium	43
Figure 23	a) Configuration originale : microruban avec le Silicium comme diélectrique et b) nouvelle configuration : microruban avec le BCB comme diélectrique	44
Figure 24	La topologie choisie	45
Figure 25	Bilan des forces suivant les états de l'interrupteur, a) au repos b) soumis à la force électrostatique et c) activé	49
Figure 26	Schéma de l'interrupteur	53
Figure 27	Influence de la longueur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort	55
Figure 28	Influence de la largeur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort	56
Figure 29	Influence de l'épaisseur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort	57
Figure 30	Influence de la hauteur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort	57
Figure 31	Mise en évidence de la nécessité des doigts de contact a) Interrupteur sans doigts de contact, b) Interrupteur avec doigts de contact.....	58
Figure 32	Interrupteur dimensionné	59
Figure 33	Modèle des capacités parasites de l'interrupteur	63
Figure 34	Interrupteur modélisé sous ADS-Momentum	63
Figure 35	Résultats des simulations sous Momentum, a) Puissance transmise et b) Puissance réfléchie.....	63
Figure 36	Dessin de l'interrupteur sous Coventor.....	66
Figure 37	Processus de fabrication utilisé	67
Figure 38	Interrupteur modélisé en 3 dimensions, maillage non effectué.....	68

Figure 39	Interrupteur modélisé en 3 dimensions, maillage effectué.....	68
Figure 40	Évolution du déplacement maximal de la poutre en fonction de la tension d'activation appliquée à l'électrode : 10 V à 30 V, puis 30 V à 10 V.	69
Figure 41	Évolution des forces de contact appliquées sur les doigts de contact en fonction de la tension d'activation appliquée à l'électrode : 10 V à 30 V, puis 30 V à 10 V.....	70
Figure 42	Interrupteur déformé sous l'application d'une tension de 24V.....	71
Figure 43	Évolution du déplacement maximal de la poutre en fonction de la tension d'activation : 0 V à 35 V.....	72
Figure 44	Évolution des forces de contact appliquées sur les pads de contact en fonction de la tension d'activation : 0 V à 35 V.....	73
Figure 45	Disposition des couches utilisées et leurs caractéristiques	78
Figure 46	Résonateur demi longueur d'onde.....	78
Figure 47	Filtre à résonateur demi longueur d'onde avec charges fixes et accordage capacitif, 4 états possibles.....	79
Figure 48	Modèle schématique ADS utilisé.....	80
Figure 49	Amélioration du a) modèle de départ avec des capacités parfaites pour b) un modèle amélioré avec des capacités plaques.....	81
Figure 50	Comparaison des résultats obtenus avec a) le modèle idéal avec capacités parfaites et b) le modèle amélioré avec capacités plaques.....	81
Figure 51	a) Modèle avec capacités en forme de trapèze et b) résultats obtenus.....	82
Figure 52	Comparaison des topologies à partir des simulations Momentum dans le cas de a) capacités plaques rectangulaires et b) capacités plaques en forme de trapèze.....	83
Figure 53	Topologies des quatre résonateurs fixes et leurs performances.....	84
Figure 54	Le filtre accordable avec 11 interrupteurs par commutation.....	86
Figure 55	Deux configurations de commutation possibles : a) version 1 avec 5 interrupteurs et b) version 2 avec 11 interrupteurs.....	86
Figure 56	Modèle avec circuit de polarisation a) simple et b) multiple.....	90
Figure 57	Modèle avec bras d'accès et circuit de polarisation multiple.....	90
Figure 58	Transmission du signal pour les 4 états du filtre.....	94
Figure 59	Réflexion du signal pour les 4 états du filtre.....	94
Figure 60	Modèle final du filtre accordable.....	95

Figure 61	Manipulation d'acide sur un établi dédié à l'utilisation de procédés humides	97
Figure 62	Superposition des masques utilisés pour la fabrication.....	100
Figure 63	Illustration des problèmes d'adhésion de l'Argent sur le Silicium, a) vue de plusieurs interrupteurs ayant perdu la majorité de leur métal, et b) vue d'une ligne de transmission en train de se décoller.	106
Figure 64	Illustration du problème de sous-gravure.....	107
Figure 65	Illustration du problème de brûlure, a) vue d'ensemble d'un interrupteur et b) gros plan de son extrémité	108
Figure 66	Illustration du problème de désalignement, a) vue des croix d'alignement et b) vue d'un interrupteur rendu inutilisable.....	109
Figure 67	Illustration du problème de retrait de la couche sacrificielle	109
Figure 68	Illustration du problème d'arrachage.....	110
Figure 69	Illustration du problème de déformation.....	111
Figure 70	Illustration du problème d'effondrement.....	111
Figure 71	Interrupteurs dont la fabrication a réussi, la visualisation est altérée par la présence de la couche sacrificielle qui n'a pu être retirée.....	113
Figure 72	Mesure d'un filtre grâce à une fixture Wiltron.....	114
Figure 73	Comparaison entre simulations et mesures de la réponse en fréquence du filtre fixe à l'état 0, a) transmission et b) réflexion	115
Figure 74	Comparaison entre simulations et mesures de la réponse en fréquence du filtre fixe à l'état 3, a) transmission et b) réflexion	116
Figure 75	Résultat d'une gravure d'Argent sur substrat de Silicium, les lettres sont d'une largeur de 10 μ m, soit 1/10 ^{ème} de cheveu.....	123

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

λ	Longueur d'onde, en mètre
λ_{eff}	Longueur d'onde effective, en mètre
Ag	Argent
Al	Aluminium
ADS	Advanced Design System (logiciel de conception et simulation RF)
BAW	Bulk Acoustic Wave (onde acoustique de volume)
BCB	Benzocyclobutène
Cr	Chrome
dB	Décibel
Diode PIN	Positive Intrinsic Negative diode
DMTL	Distributed MEMS Transmission Line (Ligne de transmission à éléments MEMS distribués)
DOE	Design Of Experiments (Plan d'expérience)
FBAR	Film Bulk Acoustic Resonator (Résonateur acoustique basé sur une couche micro-usinée)
GND	Ground (masse)
Hz	Hertz
LIGA	RöntgenLithographie, Galvanoformung, Abformung (Lithographie par rayons X, galvanisation, formage)
MEMS	Micro-Electro Mechanical System (microsystème electro-mécanique)
MEMS RF	MEMS pour les applications radiofréquences
MOEMS	Micro-Opto-Electro-Mechanical Systems (microsystème electro-opto-mécanique)
MUMPS	Multi-User MEMS ProcesseS (Processus multiutilisateur de fabrication de MEMS)
RF	Radio-Fréquence
RIE	Reactive Ion Etching (gravure ionique reactive)

SAW	Surface Acoustic Wave (onde acoustique de surface)
Si ₃ N ₄	Nitride de Silicium
SOG	Spin-On-Glass
SPMT	Single Pole Multiple Through (un pôle d'entrée plusieurs sorties)
TMAH	Hydroxyde tétraméthylammonium
UV	Ultra-Violet

INTRODUCTION

La tendance actuelle est aux nanotechnologies, aux nanostructures, au nano-monde dont les magazines grand public font étalage depuis plusieurs années. Mais ce déferlement a parfois tendance à occulter le fait que les possibilités offertes par les microtechnologies sont encore loin d'être suffisamment bien apprivoisées pour être pleinement exploitées. Car si les connaissances en microélectronique sont très avancées, celles concernant les MEMS (Micro-Electro Mechanical System) sont en pleine phase d'expansion.

Le premier MEMS fut réalisé en 1967, à une époque où l'énergie se concentrait sur la microélectronique, par (Nathanson, Newell, Wickstrom, & Davis, 1967) sous la forme d'un transistor à grille résonante (Figure 1). Mais il a fallu attendre les années 1980 à 1990 pour voir apparaître les premiers efforts de recherche conséquents.

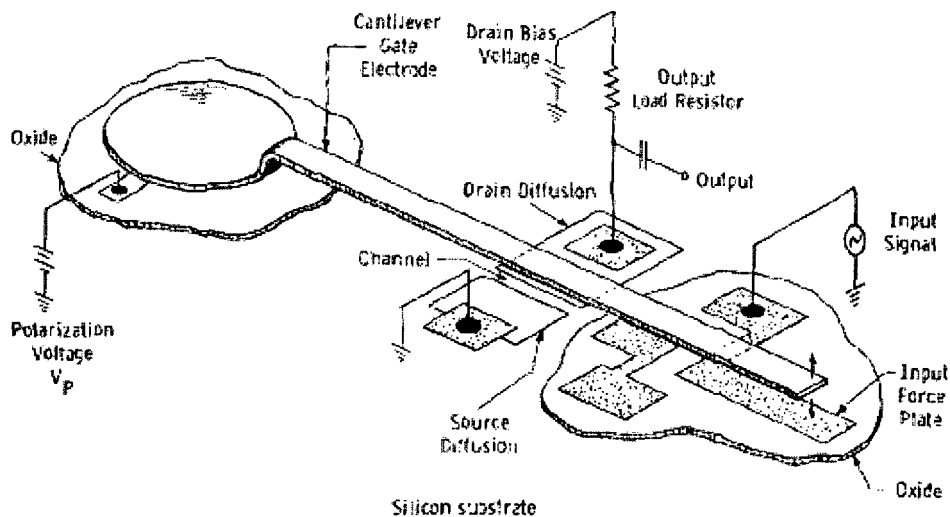


Figure 1 Transistor à grille résonante (Nathanson, Newell, Wickstrom, & Davis, 1967)

Les MEMS peuvent aujourd'hui être considérés comme une évolution de la microélectronique, apportant une innovante notion de mouvement mécanique à l'échelle du micromètre ($1/100^{\text{ème}}$ de cheveu). Cet acronyme désigne un domaine très vaste aux applications diverses allant de l'optique au biomédical en passant par les capteurs, ayant toutes un objectif commun : la miniaturisation.

Ce projet de maîtrise fut réalisé au LACIME, le Laboratoire de Communication et d'Intégration de la Microélectronique. Il porte donc naturellement sur les communications sans fils. Dans ce cadre les MEMS RF sont utilisés pour développer un filtre accordable pour les applications micro-ondes. L'objectif est la conception et la fabrication d'un tel filtre dans les bandes L et S utilisant les MEMS RF. Toutefois, les offres commerciales de composants MEMS RF étaient très restreintes voire quasi inexistantes au début de cette recherche. C'est pourquoi, afin d'utiliser un composant MEMS il a fallut d'abord le concevoir puis le fabriquer afin qu'il réponde aux besoins spécifiques du projet. Ce projet s'inscrit dans une optique exploratoire afin d'apporter un savoir-faire nouveau au sein du LACIME de l'ÉTS, la prise de risque au niveau de l'obtention de résultats finaux est donc conséquente.

Le premier chapitre dresse une vision globale des MEMS RF, de l'état du marché en 2006 jusqu'aux différents composants qui peuvent être créés. Les avantages qu'ils apportent par rapport aux technologies actuelles ainsi qu'un aperçu de l'ensemble des différentes techniques d'approche possibles sont aussi abordés. L'objectif de ce chapitre est d'avoir une vue d'ensemble des possibilités offertes par cette technologie. Ceci dans le but de pouvoir choisir au mieux quel composant MEMS doit être utilisé pour le filtre, de quelle façon l'implanter, et de pouvoir concevoir la structure la plus adéquate en fonction des besoins.

Une fois ces connaissances acquises sur les MEMS RF, le deuxième chapitre s'intéresse au déroulement de la réflexion lors de la conception du filtre accordable. Afin d'aider

aux multiples décisions à prendre une revue de littérature des filtres accordables basés sur les MEMS RF est détaillée, le but étant de prendre l'orientation qui combine à la fois le meilleur potentiel de performances tout en étant réalisable et donc ne pas faire appel à des connaissances ou du matériel hors de portée. Lors de ce chapitre les grandes lignes de conception du filtre sont déterminées, à la fois quant à la topologie du filtre ainsi qu'au composant MEMS requis.

Comme mentionné précédemment, le préalable à l'utilisation d'un composant MEMS est sa conception et sa fabrication. Cette étude est l'objet du chapitre 3, destiné au design et à la caractérisation la plus complète possible de la structure choisie. La particularité principale d'un MEMS en comparaison avec un composant de microélectronique étant de combiner un comportement électrique et un comportement mécanique, l'étude combine ces deux axes et se sépare en trois phases : le dimensionnement en fonction des qualités requises, une analyse théorique et une phase de simulations couplées électromécaniques. Le but est de prévoir au mieux le comportement du composant.

Une fois conçu ce composant indispensable à l'accordage, le quatrième chapitre détaille la conception du filtre. La topologie ayant déjà été décidée au chapitre 2, le travail est majoritairement consacré au dimensionnement, au dessin du filtre, ainsi qu'à l'implantation du MEMS RF pour aboutir au design final du filtre accordable.

Le chapitre 5 souligne, sans la détailler, la réalisation en salle blanche au laboratoire universitaire de nanofabrication de l'Université McGill de Montréal. Les limites de cette fabrication sont expliquées et quelques exemples de problèmes rencontrés sont cités. Malgré la prise de risque assumée quant à la faisabilité de ce projet, des mesures partielles sont analysées afin de valider tout le processus de conception.

La conclusion de ce mémoire présente une synthèse de l'ensemble des chapitres et apporte les recommandations pour la poursuite de cette recherche.

CHAPITRE 1

MEMS RF

Afin d'établir un contexte clair, ce chapitre présente une vue d'ensemble de la technologie des MEMS et plus particulièrement des MEMS RF. Il consiste en une synthèse des développements dans le domaine, une présentation des différentes techniques de fabrication existantes et une description des principaux composants de bases de la famille des MEMS RF. Pour finir les différentes techniques d'activation sont expliquées.

1.1 Définition

Les MEMS sont des microsystèmes électromécaniques, c'est-à-dire des structures de l'ordre du micromètre possédant une possibilité de mouvement mécanique sous l'impulsion d'une commande électrique. Ils font partie des microsystèmes, qui désignent l'ensemble des systèmes faisant appel à la micro technologie dans leur processus de fabrication. Un MEMS est donc un microsystème, mais l'inverse est faux, une puce microélectronique faisant également partie des microsystèmes. Tout au long de ce mémoire nous utiliserons l'acronyme MEMS car c'est le terme utilisé dans toute l'Amérique du Nord mais attention, au Japon le terme « Micromachined » est utilisé, alors qu'en Europe un microsystème peut être un MEMS, et vice-versa.

La grande variété des domaines d'application des MEMS ne permet pas d'en dresser une liste exhaustive mais il est intéressant de savoir qu'ils sont utilisés dans des domaines très variés représentés à la Figure 2 :

- Les BioMEMS pour le domaine médical sont en expansion à l'heure actuelle, beaucoup d'efforts de recherche ont permis des avancées notables dont certaines ont donné lieu à des commercialisations. C'est un domaine très prometteur en

phase de changer certaines pratiques médicales, comme l'analyse ADN par exemple.

- Les capteurs (pression, température, accéléromètre) forment désormais une industrie mûre notamment dans le secteur du transport, au sein par exemple du système de déclenchement des coussins gonflables.
- Les MOEMS (Micro-Opto-Electro-Mechanical Systems) sont pour leur part dédiés aux communications optiques, et sont notamment utiles au niveau des nœuds optiques pour gérer la redirection des signaux.
- Les MEMS RF sont le domaine principal dans le cadre de ce travail s'intéressant aux communications sans fil.

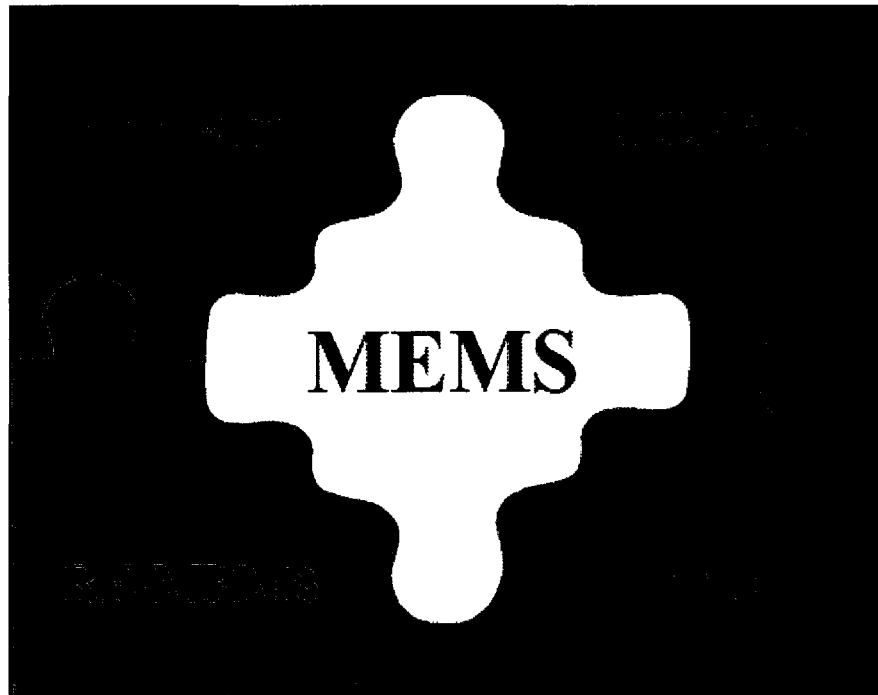


Figure 2 Domaines d'application des MEMS (Français, 2003)

Quelque soit le domaine, la multidisciplinarité est une constante inhérente aux MEMS. Y interviennent la mécanique, l'électronique, les techniques de fabrication de la

microélectronique en incluant la physique et la chimie nécessaires dans les différentes étapes de fabrication, et aussi la discipline associée au domaine d'application : optique, micro-fluidique, biologie, thermique et le comportement micro-onde avec les MEMS RF.

1.2 Historique, mise en contexte, état actuel du marché

Le premier article concernant les MEMS RF fut publié en 1979 par Petersen, décrivant alors la structure d'un microcommutateur sur Silicium (Petersen, 1979). Mais il a fallu attendre les années 1990 pour que l'armée s'y intéresse en lançant les premiers efforts de recherche conséquents, ayant abouti aux premiers produits commercialisés au début des années 2000. En Amérique du Nord les fonds de recherche concernant les MEMS RF sont issus principalement du domaine militaire tel qu'indiqué sur la Figure 3. Dans ce cadre, ce projet de maîtrise dédié à la conception et la réalisation d'un filtre accordable avec la technologie des MEMS pour les applications micro-ondes a été réalisé en partenariat avec la compagnie Ultra Electronics.

Les MEMS RF peuvent être classés selon quatre catégories d'après Rebeiz (G. Rebeiz, 2003) :

- Les interrupteurs, inductances et capacités variables.
- Les résonateurs, filtres et antennes basés sur des lignes de transmission micro-usinées à haut facteur de qualité.
- Les FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator).
- Les résonateurs et filtres utilisant des caractéristiques purement mécaniques.

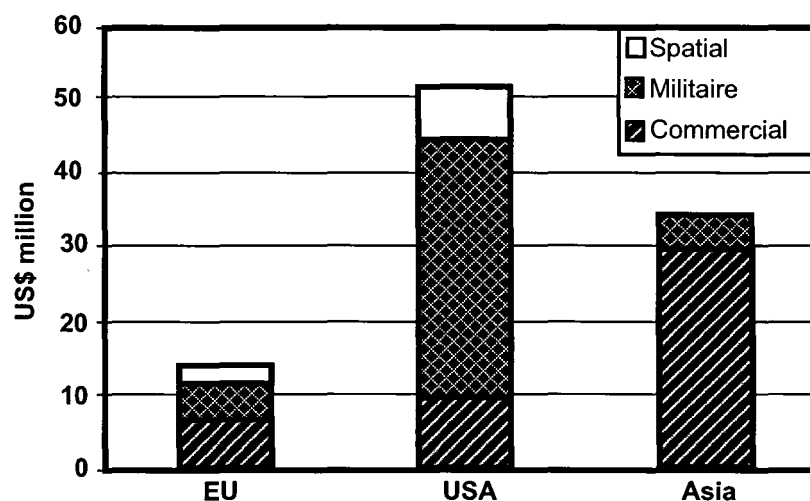


Figure 3 Estimation des fonds investissant en MEMS RF en 2004
(J. Bouchaud & Wicht, 2005)

Toutefois cette classification n'est pas universelle car elle inclut des éléments qui ne possèdent aucun mouvement mécanique et donc aucune modification de leur caractéristique par le biais d'une commande quelconque. C'est le cas notamment des inductances, la plupart du temps fixes ou tout au plus étant mises en place par le biais d'un système mécanique ne servant qu'une seule fois et auquel le terme de MEMS peut être refusé, tel que le fait l'auteur de la figure 4 (Lucyszyn, 2004). On peut donc considérer qu'un MEMS se doit d'inclure une commande électromécanique. Il en va d'une certaine confusion entre éléments micro-usinés et MEMS, les MEMS étant des éléments micro-usinés alors que l'inverse n'est pas forcément vrai.

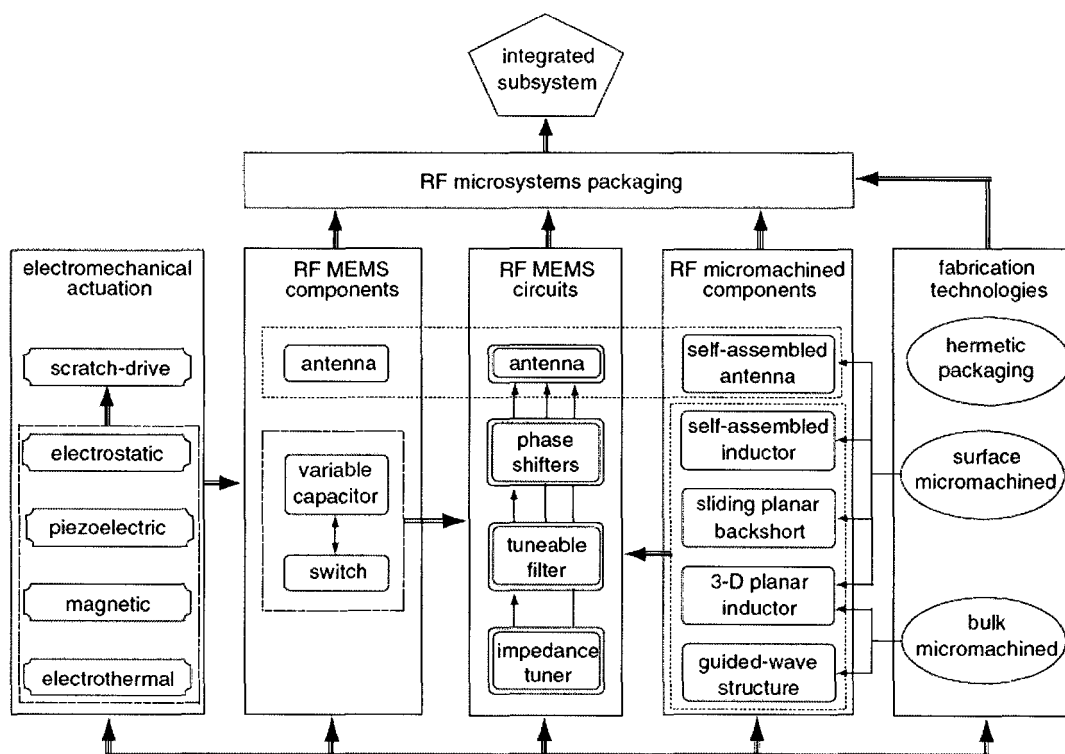


Figure 4 Vue d'ensemble des technologies liées aux MEMS RF (Lucyszyn, 2004)

Les premiers MEMS RF ont été commercialisés en 2003, sous la forme de filtres BAW (Bulk Acoustic Wave) et de microcommutateurs (J. Bouchaud & Wicht, 2005). Toutefois, alors que les filtres BAW sont en train de remplacer les filtres SAW (Surface Acoustic Wave) incorporés dans les téléphones portables, l'utilisation d'interrupteurs MEMS est encore très limitée.

Les principaux acteurs animant le domaine des MEMS RF en 2005 sont présentés à la Figure 5.

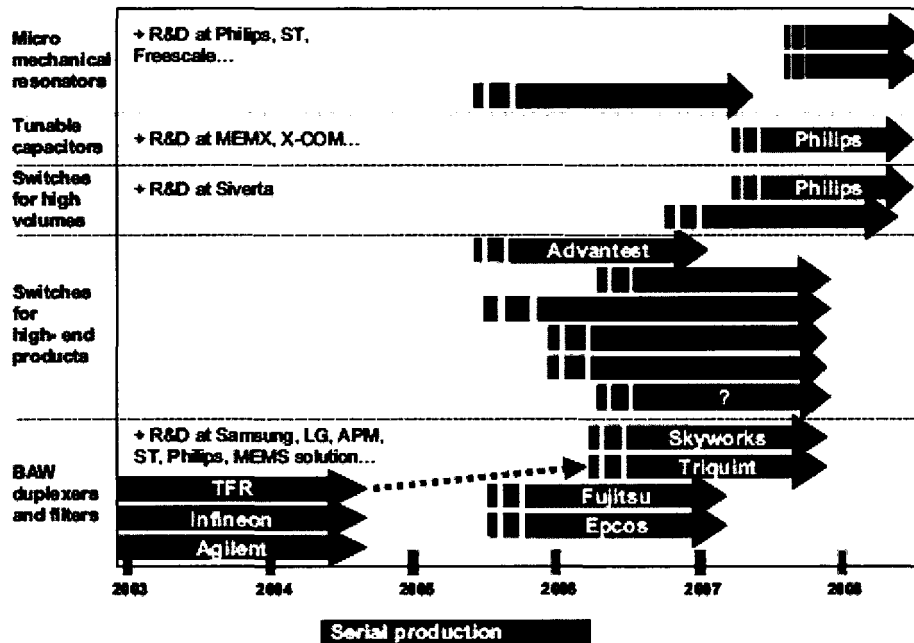


Figure 5 État de l'industrie des MEMS RF en 2005 et prévisions
(Bouchaud, 2006)

Il existait en 2005 plus d'une soixantaine de compagnies développant des MEMS RF dont seulement une partie était en mesure de commercialiser un produit. Notons les inductances faites par MEMSCAP (France), les filtres BAW par millions par Agilent (États-Unis) et Infineon (Allemagne), et les premiers microcommutateurs par Teravista (États-Unis) et Magfusion (États-Unis). Ces interrupteurs sont pour l'instant conçus prioritairement pour les applications militaires, mais d'après certaines prévisions (Sureau, 2006) ils pourraient investir la téléphonie cellulaire dès 2007.

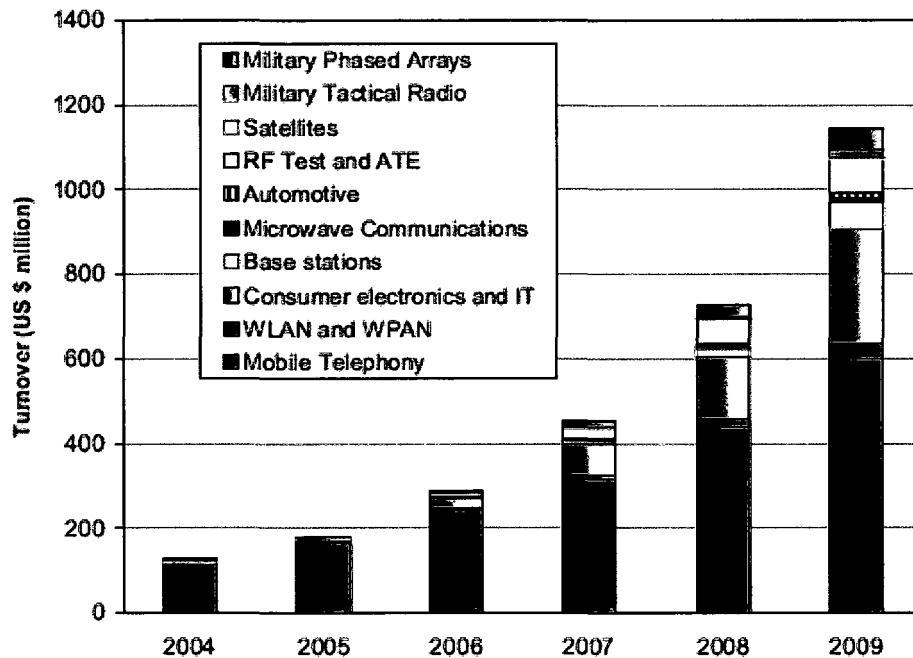


Figure 6 Prévisions des chiffres d'affaires réalisés par le marché des MEMS RF, 2004-2009 (Bouchaud, 2006)

La Figure 6 présente une prévision des chiffres d'affaires réalisables en fonction des domaines d'application. On observe la grande prédominance de la téléphonie mobile, qui utilise à ce jour les filtres BAW, et on observe une percée prévue dès 2009 des MEMS RF dans les systèmes de communication tactique militaire, ce vers quoi cette maîtrise est orientée. Les avantages des MEMS RF par rapport aux technologies utilisées actuellement sont décrits dans la section suivante.

1.3 Les avantages et désavantages des MEMS RF

Les avantages les plus cités des MEMS RF sont leur taille, leur faible puissance de commande, leur prix et leur capacité de reconfiguration. En revanche deux faiblesses

inhérentes subsistent : leur mauvaise capacité à supporter des signaux de puissance et l'emballage.

Le cas des microcommutateurs est particulièrement intéressant comme exemple de comparaison avec les technologies les plus répandues actuellement. En effet, il constitue l'élément de base pour une vaste gamme d'applications et il y a donc beaucoup d'efforts de conception sur ce thème. En comparaison des diodes PIN et des transistors à effet de champ (G. Rebeiz, 2003), voici les principaux points d'avantages des MEMS RF :

- la consommation de puissance : une activation électrostatique demande certes une forte tension (15-80 V) d'activation mais requiert une tension de maintien beaucoup plus faible, alors que le faible courant consommé peut être considéré comme un courant de fuite;
- une bonne isolation : elle est promue par l'air et est supérieure à 30dB@2GHz, valeur atteignable jusqu'à 60 GHz ou 100 GHz selon le type de microcommutateur, avec une capacité de quelques femto Farad seulement;
- de faibles pertes d'insertion : seulement 0,1-0,3dB@2GHz;
- le comportement RF : bien que certaines diodes PIN récentes atteignent aussi de bons niveaux d'isolation (45 dB de 18 GHz à 50 GHz) et de faibles pertes d'insertion d'à peine 0,4 dB du courant continu à 50 GHz (Lucyszyn, 2004), elles présentent un problème d'intermodulation du signal, alors que le comportement d'un interrupteur MEMS est beaucoup plus linéaire;
- la possibilité d'isoler le signal de la commande.

Pour profiter des avantages apportés par cette technologie, voici les éléments à prendre en considération lors de la réalisation de MEMS RF :

- les performances RF intrinsèques au composant : pertes d'insertion, isolation, pertes par réflexion;
- la technique d'activation : électrostatique, piézoélectrique, magnétique ou thermique;

- les paramètres de contrôle : tension, courant, puissance, énergie résiduelle et vitesse;
- la technologie de fabrication : micro usinage en surface ou en volume, assemblage de gaufres;
- le dessin : l'air, la topologie et la topographie;
- l'emballage : standardisation et effets parasites;
- l'intégration : auto activation et coût.

Le préalable à l'effort de conception repose sur les capacités de fabrication existantes et disponibles. La section suivante explique brièvement les principales techniques de microfabrication.

1.4 Quelques mots sur la microfabrication

Il existe différentes techniques de microfabrication pouvant être conjuguées pour la fabrication d'un même élément MEMS. La première est celle empruntée à la microélectronique : la gravure en surface. Elle est très utilisée pour les MEMS, les concepteurs innovant au niveau des choix, dispositions et épaisseurs des couches. La seconde technique est la gravure en volume, qui est un procédé négatif dans le sens où le substrat de Silicium est directement attaqué pour former des cavités. Suivant les besoins il est aussi possible d'assembler deux gaufres, qui seront préparées au préalable pour que leur assemblage aboutisse à un but précis. Cette technique est utile par exemple pour former une cavité. Et enfin, la dernière technique est le LIGA : peu utilisée car complexe et coûteuse, elle permet des ratios hauteur sur largeur de structure très élevés, ouvrant des possibilités différentes aux concepteurs de MEMS. La technique qui sera utilisée lors de la fabrication de ce projet sera expliquée au chapitre 5. Pour plus d'informations le livre « Fundamentals of microfabrication » de Marc Madou constitue une référence en la matière (Madou, 2002).

1.5 Les types d'activation

1.5.1 Electrostatique

Le principe de l'activation électrostatique est simple : le dispositif consiste en une électrode fixe, l'électrode d'activation, déposée sur le substrat et une autre électrode suspendue. Ces deux électrodes sont séparées par de l'air. La Figure 7 représente une structure très connue d'un microcommutateur. Lorsqu'une différence de tension est appliquée entre les deux électrodes, les deux plaques sont attirées l'une vers l'autre par la force électrostatique, ce qui entraîne le mouvement de l'électrode suspendue en direction de l'électrode d'activation. À noter qu'une couche de diélectrique doit être présente entre les deux électrodes afin d'éviter un court-circuit, ce diélectrique est choisi en fonction des caractéristiques désirées pour le MEMS.

Ce type d'activation est le plus utilisé, notamment car il est simple à mettre en œuvre, robuste, mais aussi car il permet une activation rapide de l'ordre de quelques microsecondes et est peu sensible aux variations de l'environnement. Cette méthode consomme peu d'énergie, en effet le principal besoin se fait juste au moment de l'activation, l'énergie nécessaire au maintien de la position est ensuite beaucoup plus faible. Son principal défaut réside toutefois dans le compromis à réaliser entre tension d'activation et niveau d'isolation. En effet, plus la distance séparant les deux électrodes est élevée, meilleure est l'isolation, mais dans ce cas une forte tension d'activation sera nécessaire (jusqu'à 80 V) et vice-versa : en baissant la tension d'activation, l'isolation se dégradera.

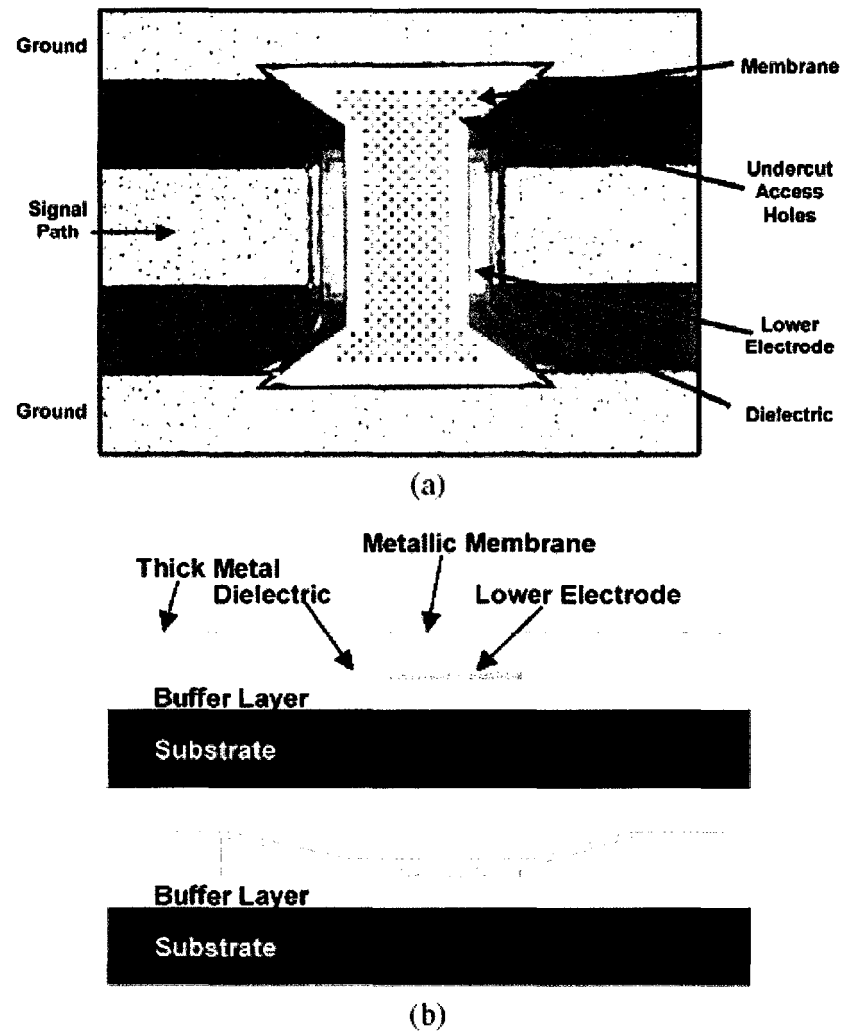


Figure 7 Microcommutateur capacitif MEMS RF, par Raytheon/Texas Instruments :
 a) photo vue de dessus , b) schéma d'une coupe de profil (Yao, 2000)

1.5.2 Piézoélectrique

Ce type d'activation fait appel à la superposition d'une couche piézoélectrique et d'un matériau neutre, c'est-à-dire qui ne se déforme pas sous l'effet d'une tension (Hee-Chul, Jae-Yeong, & Jong-Uk, 2005), comme le montre la Figure 8. L'application d'une

tension sur le piézoélectrique entraîne sa déformation, que ce soit une expansion ou un rétrécissement, la structure au complet se plie alors sous l'effet combiné de cette déformation et de la rigidité du matériau neutre. Cette technique permet des tensions d'activation faible, en dessous de 5 V et des temps d'activation rapides de l'ordre de quelques microsecondes. Elle est toutefois peu utilisée en raison de sa mise en œuvre complexe.

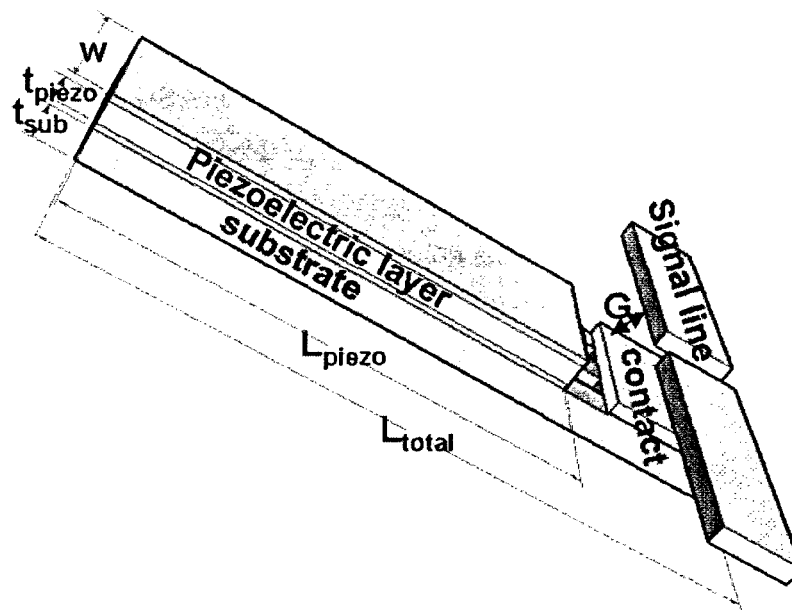


Figure 8 Microcommutateur MEMS RF à activation piézoélectrique
(Hee-Chul, Jae-Yeong, & Jong-Uk, 2005)

1.5.3 Magnétique

Dans ce cas, l'élément MEMS est placé sous un champ magnétique constant permettant de maintenir son état au repos. La présence d'une bobine proche du MEMS peut alors modifier l'équilibre de ce champ pour activer un déplacement. La mise en place de ce

type d'activation est assez peu pratique car elle nécessite une grande surface pour établir le champ magnétique.

Cette technique permet d'atteindre de grandes forces d'activation, mais entraîne une grande consommation de courant et son temps d'activation est relativement long, jusqu'à plusieurs centaines de microsecondes.

1.5.4 Électrothermique

Cette activation fait appel aux propriétés de déformation thermique des matériaux dont le choix est donc primordial. Le principe de base consiste à chauffer un matériau en faisant passer un courant élevé en son sein afin qu'il se déforme sous l'effet de la chaleur produite. Cette méthode nécessite beaucoup d'énergie car il faut maintenir la commande, donc le flux de courant, pour maintenir la position. De plus la réponse est beaucoup plus lente qu'avec une activation électrostatique ou piézoélectrique.

1.6 Les différentes structures

1.6.1 Les capacités variables

Voici le principe de fonctionnement des capacités variables : il s'agit de faire varier la valeur d'une capacité en activant une commande entraînant une variation de la distance séparant les deux plaques de métal formant la capacité. Il s'agit donc bien ici d'un véritable composant MEMS. De multiples structures ont été réalisées, allant de la structure la plus simple de la Figure 9 ne permettant qu'une plage de valeur limitée, à des structures plus complexes, comme par exemple les capacités variables reposant sur une structure en peigne. Ce sont généralement des capacités de quelques pico Farad, avec des plages de valeurs ne dépassant pas 20-30 % pour les structures classiques, mais

pouvant atteindre 100:1 (Jung-Chih, Yiton, Choudhury, & Lih-Yuan, 1999) avec d'autres structures. Ces capacités variables présentent l'avantage d'une meilleure linéarité que les varacteurs semi-conducteurs et la possibilité d'atteindre de meilleurs facteurs de qualité. Les efforts pour ce type de structures sont moindres que pour les microcommutateurs, il faudra donc attendre encore quelques années avant de les voir apparaître dans des produits commercialisés.

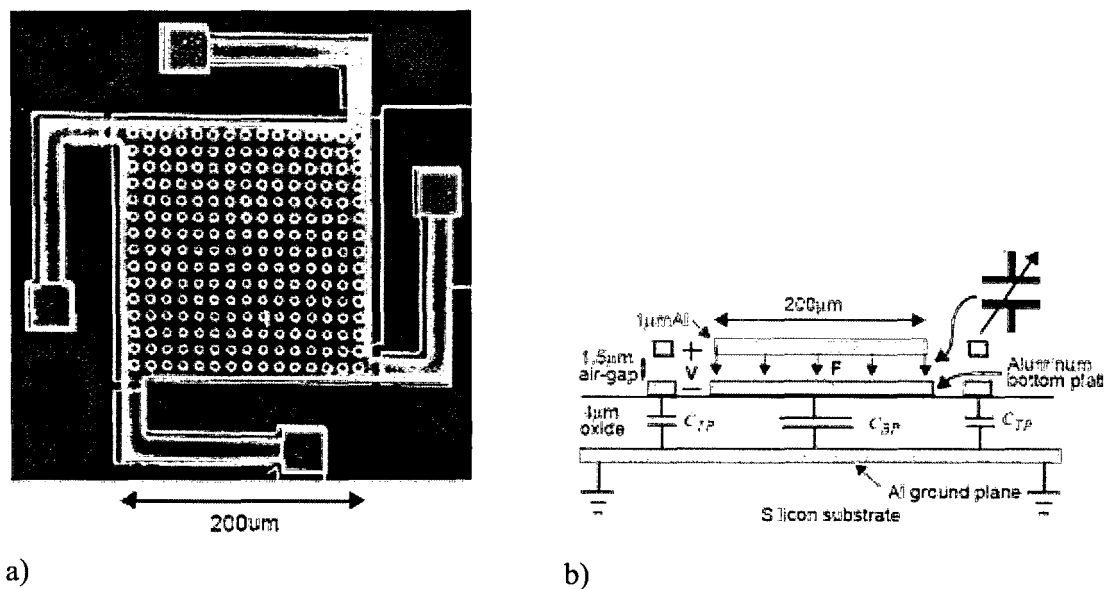


Figure 9 Structure classique de capacité variable a) photo prise de dessus et b) schéma d'une coupe transversale (Young & Boser, 1997)

1.6.2 Les bobines

Il existe plusieurs façons de concevoir une inductance en utilisant les procédés de microfabrication mais toutes ont un point commun : éloigner le plus possible la bobine du substrat de Silicium afin de réduire l'effet des capacités parasites. Ceci est la principale difficulté. Les méthodes sont multiples, citons par exemple la mise à la verticale de la bobine grâce à un mécanisme d'activation à usage unique, ou encore la

gravure d'une cavité dans le Silicium et la suspension de la bobine au dessus de cette cavité. Les bobines sont des éléments micro usinés, mais le terme de MEMS peut leur être refusé dans la mesure où peu d'entre elles changent de valeur mécaniquement sous l'effet d'une commande. La Figure 10 représente une bobine suspendue au dessus d'un substrat de Silicium préalablement gravé.

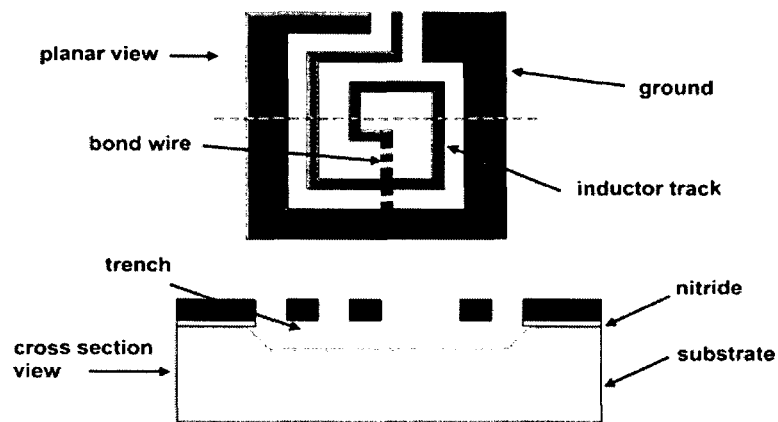


Figure 10 Schéma d'une inductance fixe micro-usinée, vues de dessus et de côté
(Li, 2006)

1.6.3 Les interrupteurs

L'interrupteur MEMS RF est l'élément clé pour la mise en place de systèmes reconfigurables. C'est la raison pour laquelle il est à l'avant-poste des efforts de recherche. À présent bien connu et bien compris, existant sous un grand nombre de formes, le principal frein à son développement se situe au niveau des difficultés d'empaquetage.

Les dimensions "typiques" - correspondant à la majorité des structures publiées - d'un microcommutateur sont les suivantes : hauteur de 1,5 à 3 μm , longueur totale : 100 à 400

μm ; longueur en ligne : 80 à 160 μm ; largeur de la ligne de transmission : 20 à 100 μm . La zone de contact a en général une longueur inférieure à la largeur de la ligne de transmission. Pour une activation électrostatique la tension d'activation se situe autour de 15 à 80 V. Il peut être utilisé jusqu'à 100 GHz.

Type d'implémentation

Les deux façons de placer un interrupteur sont présentées à la Figure 11 :

- en série : le signal passe par le microcommutateur pour se rendre d'un bout de la ligne à l'autre. Lorsqu'il est ouvert le signal est bloqué, il faut donc qu'il soit fermé pour être à l'état « ON ».
- en parallèle : la ligne de transmission n'est pas coupée et l'interrupteur fait le lien entre la ligne et la masse. Lorsqu'il est ouvert il est à l'état « ON » et le signal passe normalement sur la ligne de transmission. En revanche lorsqu'il est fermé il vient court-circuiter la ligne, agissant alors comme un élément « réfléchitif », le signal n'est alors plus transmis.

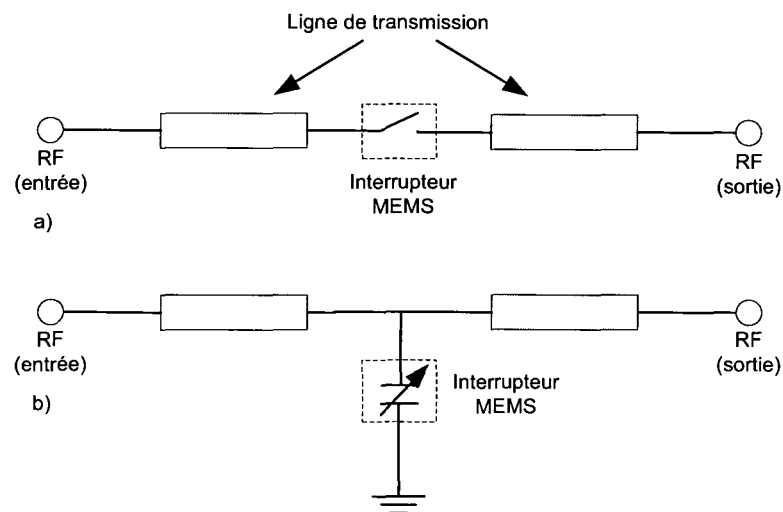


Figure 11 Schéma de a) une configuration série d'un microcommutateur ohmique et b) une configuration parallèle d'un microcommutateur capacitif

Type de contact

Il existe deux types de contact pour les interrupteurs :

- Les microcommutateurs à contact ohmique ou métal-métal : deux surfaces de métal sont mises en contact direct. Ils sont principalement utilisés en configuration série. Parmi les plus performants, citons celui de Rockwell Scientific (Figure 12), ayant des pertes d'insertion de 0,1-0,2dB@50GHz, une isolation de 25dB@40GHz et une résistance de contact de 1,5 Ω .
- Les microcommutateurs à contact capacitif : le signal ne passe pas directement d'un métal à un autre car un matériau diélectrique est placé entre les deux surfaces de métal, tel que sur la Figure 7. Pour cet exemple de référence, les pertes d'insertion sont de 0,1dB@40GHz, une isolation de 35dB@35GHz et une valeur de capacité de 3 fF à l'état OFF à 3 pF à l'état ON. Ce type de contact est généralement utilisé pour les interrupteurs montés en parallèle.

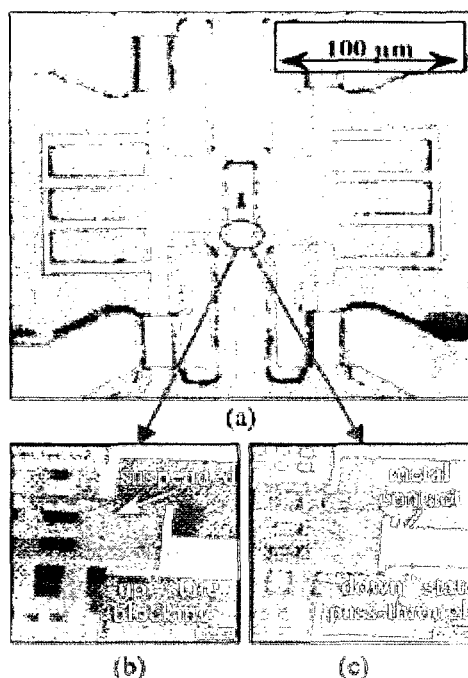


Figure 12 Microcommutateur ohmique de chez RSC : a) vue de dessus, b) ouvert et c) fermé (Pillans, Rebeiz, & Lee, 2003)

1.7 Conclusion

Ce chapitre permet de situer les MEMS RF au sein du large domaine des MEMS, en tant que discipline à part entière. Les points forts des composants MEMS RF sont la taille, le coût, la robustesse, la faible consommation de puissance, le tout associé à de bonnes performances et un comportement RF linéaire. Malgré cela des incertitudes concernant leur capacité à supporter des signaux de puissance, l’emballage et la fiabilité ont depuis plusieurs années freiné leur développement industriel. C’est pourquoi à l’heure actuelle seuls des composants micro-usinés (filtre BAW, inductance) sont produits à grand volume, la prochaine étape étant les microcommutateurs qui ont fait leur apparition en 2006. Ce chapitre présente aussi les technologies auxquelles ils font appel pour leur fabrication ainsi que les différentes techniques d’activation utilisées pour

obtenir un mouvement mécanique à partir d'une commande électrique : électrostatique, piézoélectrique, magnétique et électrothermique. Les principales structures réalisables sont détaillées : les capacités variables, les bobines et les interrupteurs. Tout ceci apporte une meilleure compréhension de l'acronyme « MEMS RF ».

L'objectif de cette vue d'ensemble est d'avoir une bonne connaissance des possibilités offertes par cette technologie et ainsi permettre de faire les meilleurs choix possibles en fonction des différentes contraintes pour la réalisation du filtre accordable. Ces connaissances sont utilisées au chapitre 2, entièrement consacré au choix de la topologie, tant du point de vue de l'élément MEMS RF à utiliser que de la technologie de filtrage proprement dite.

CHAPITRE 2

CHOIX DE LA TOPOLOGIE DE FILTRAGE

Le début de ce chapitre est consacré à l'établissement des objectifs idéaux vers lesquels il faudrait tendre tout en ayant conscience qu'ils ne sont pas forcément atteignables. Ensuite, la problématique du choix de la topologie est décomposée en blocs pour en simplifier la compréhension et ainsi appréhender plus facilement la variété des possibilités concernant la topologie du filtre accordable. Quelques exemples de filtres accordables utilisant les MEMS RF suivent. Le sujet ayant été beaucoup traité, la liste n'est donc pas exhaustive et sert à un tour d'horizon partiel. Cette revue aide à l'évaluation de nouveaux objectifs plus réalistes ainsi qu'au choix de la topologie du filtre accordable.

2.1 Spécifications idéales

Le choix de la topologie est directement dicté par les spécifications idéales demandées dans le Tableau I.

Ces caractéristiques sont très exigeantes et quasi impossibles à obtenir simultanément. Par exemple pour atteindre la fine largeur de bande désirée, il est peu probable de pouvoir avoir d'aussi faibles pertes d'insertion. Il apparaît d'emblée qu'un compromis doit se faire, notamment sur ces deux critères. Une autre difficulté majeure réside dans le maintien des paramètres à une valeur constante à chaque variation de fréquence.

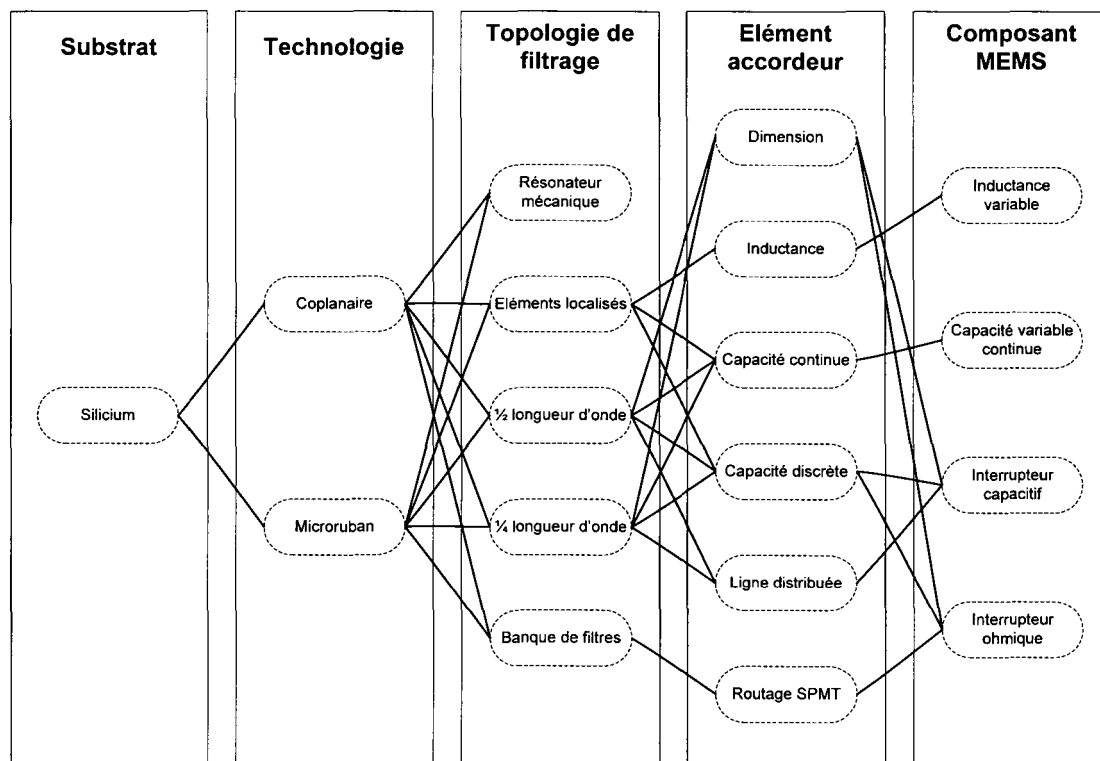
Tableau I

Spécifications idéales du filtre accordable

Bande de fonctionnement	1,35 à 2,7 GHz
Largeur de bande	20 MHz
Perte d'insertion	0,5 dB
Réjection	40 dB
Puissance du signal	5 W
Dimension	≤ 1 cm

2.2 Variété des choix possibles

Dans ce projet, un grand nombre de domaines et de notions sont à prendre en considération, la difficulté est donc de ne pas donner la prédominance à l'un ou l'autre. Afin d'aider au choix de la topologie finale, la problématique est découpée en cinq parties distinctes mais interdépendantes schématisées à la Figure 13 : le substrat, la technologie, la topologie de filtrage, l'élément accordeur et le composant MEMS. Cette division permet une simplification, un choix devant être fait pour chaque partie. Mais toutes les possibilités d'un domaine n'étant pas compatibles avec toutes celles d'un autre, il faut néanmoins vérifier ce point. Une fois ces interdépendances établies, le choix est ouvert à 34 chemins. Les sections suivantes décrivent en détail le contenu de la Figure 13, mis à part les composants MEMS, ceux-ci étant traités au chapitre 1.



34 chemins possibles, donc 34 possibilités

Figure 13 Choix possibles de topologie de filtrage accordable et compatibilités

2.2.1 Le substrat

Contrairement aux autres choix, celui du substrat est rapide et s'oriente vers le Silicium pour deux raisons simples. Premièrement la tendance actuelle est à l'intégration des microsystèmes sur un même support, or la microélectronique utilise le Silicium comme substrat de fabrication. La seconde raison, plus pratique, est que la principale innovation de ce projet se situe dans la conception et la fabrication d'un élément MEMS pour le LACIME, or les méthodes de fabrication sont principalement référencées et connues

avec le Silicium comme substrat. Tout changement de substrat peut donc amener de nouveaux défis alors que réaliser un MEMS conventionnel est déjà un défi en soi.

2.2.2 La technologie

Coplanaire : le signal est référencé par deux lignes de masse entourant la ligne principale de chaque côté. Les lignes d'activation des MEMS doivent alors croiser les lignes de masse pour accéder à l'électrode se situant sur la ligne de transmission.

Microruban : le signal est référencé par un plan de masse se situant sous le support diélectrique. La qualité de transmission va alors dépendre directement du diélectrique utilisé et de son épaisseur.

2.2.3 La topologie de filtrage

Résonateur à éléments localisés : il s'agit ici de résonateurs RLC. Pour les réaliser il faut être en mesure de fabriquer et placer des inductances et des capacités et être capable de faire varier la valeur d'au moins l'un de ces éléments au sein de chaque résonateur. Il peut être réalisé en coplanaire ou microruban.

Résonateur demi-longueur d'onde : c'est une ligne ayant comme longueur la moitié de la longueur d'onde effective prenant en compte le support diélectrique à la fréquence de résonance requise. Il est possible de changer la longueur de la ligne en ajoutant un tronçon de ligne initialement séparé par un microcommutateur ohmique, ou de modifier sa charge en plaçant par exemple des capacités variables à ses extrémités. Il peut être réalisé en coplanaire ou microruban. À 2 GHz la longueur d'onde dans le vide est de 15 cm ($\lambda = \frac{c}{f}$, avec c la vitesse de la lumière dans le vide et f la fréquence).

Résonateur quart d'onde : un tel résonateur nécessite un accès à la masse à l'une de ses extrémités et peut accepter de l'autre une variation de longueur, ou une capacité variable. Il est réalisable en coplanaire ou microruban.

Banque de filtres : un filtre fixe est utilisé pour chaque fréquence désirée, ce qui permet certes une stabilité dans les paramètres de filtrage mais sacrifie le gain de place apporté par un filtre accordable. De plus, cela indique que le signal doit passer par un maillage de redirection *via* plusieurs interrupteurs, ce qui augmente d'autant les pertes d'insertion. Il peut être réalisé en coplanaire ou microruban.

Résonateur mécanique : la fréquence de résonance d'une structure mécanique est utilisée mais, en raison de l'orientation de recherche du LACIME, de l'expérience inexistante en fabrication au début de ce projet et par là même un déficit d'expérience au niveau de la caractérisation exacte des matériaux, cette solution est mise de côté. Ceci sans compter le fait que l'accordage représente un déficit supplémentaire.

2.2.4 L'élément accordeur

Dimension de la structure, variation de la longueur électrique : il est possible de faire varier la dimension de la structure à l'aide d'interrupteurs ohmiques, à contact métal-métal qui font le lien entre la structure principale et un tronçon de ligne supplémentaire. Une autre méthode consiste à utiliser des microcommutateurs à contacts capacitifs pour court-circuiter un résonateur et ainsi réduire sa longueur initiale.

Inductance : il existe deux structures d'inductance : spirale par micro-usinage, mais peu de travaux consistant à faire varier sa valeur ne ressortent et une ligne étroite dont la valeur varie avec sa longueur, mais la qualité de cette solution n'est, à première vue, pas satisfaisante.

Capacité, charge, modification de l'impédance : beaucoup de références concernent cette solution et peuvent être classées comme suit :

Variation discrète : une capacité variable discrète est créée à partir d'une banque de capacités fixes activées et désactivées à l'aide d'interrupteurs ohmiques ou capacitifs. Les valeurs ainsi obtenues sont discrètes, passant d'un palier à un autre. Cette structure est facilement maîtrisable mais ne permet aucun ajustement entre deux paliers prédéterminés.

Continue : une seule structure intervient, la capacité est formée de deux plaques parallèles ou tout autre agencement avec plusieurs surfaces capacitives. Le changement de la distance les séparant entraîne la variation continue de la valeur de la capacité. Dans ce cas, il existe un risque de collage (« snap-through »), c'est-à-dire si les plaques se rapprochent d'un tiers de l'écartement initial alors la force électrostatique devient plus forte que la force mécanique de rappel et les plaques se collent l'une contre l'autre. Ce phénomène est décrit au chapitre 3. Le contrôle étant plus complexe, il y a plus de risques et la plage de valeurs est limitée.

Routage SPMT (Single Pole Multiple Through) : le signal est orienté vers un choix multiple de directions qui aboutissent généralement à des filtres fixes. Le routage se fait à l'aide de microcommutateurs ohmiques. Afin de limiter la somme des pertes associées au passage du signal à travers des interrupteurs, leur nombre se trouvant sur un chemin doit être le plus petit possible. Les termes utilisés sont SP2T pour deux choix possibles, SP3T pour trois, les réalisations ne dépassant habituellement pas SP4T.

2.3 Quelques exemples de filtres accordables basés sur les MEMS RF

Le but de cette partie n'est pas d'expliquer en détails les différents exemples mais plutôt de regarder quels sont les choix faits par leurs auteurs et de dresser un bilan comparatif de leurs performances.

2.3.1 Exemple 1 – (Brank et al., 2001)

Technologie microruban, filtre à éléments localisés, accordage capacitif à l'aide de capacités variables discrètes (Figure 14)

La fréquence centrale est variée par l'utilisation de capacités variables discrètes créées à partir de capacités fixes MIM (Métal-Isolant-Métal) à haut facteur de qualité (100-300) et d'interrupteurs capacitifs.



Figure 14 Filtre cinq pôles à éléments localisés de 3.5 mm x 14 mm
(Brank et al., 2001)

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	885 - 986 MHz
Largeur de bande	168 à 174 MHz
Perte d'insertion	6,6 à 7,3 dB
Perte par réflexion	10 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	14 mm

Remarque :

Ce design présente l'avantage immédiat d'être réalisable dans la bande de fréquence désirée. Toutefois les pertes d'insertion sont élevées. De plus il est coûteux en nombre de composants MEMS et requiert l'intégration de composants externes, ce qui augmente les risques à la fabrication. Il peut se révéler être une bonne solution malgré son aspect complexe.

2.3.2 Exemple 2 – (Hong-Teuk, Jae-Hyoung, Yong-Kweon, & Youngwoo, 1999)

Technologie microruban, filtre à éléments localisés, accordage capacitif à l'aide de capacités variables continues

Ce filtre est basé sur des capacités variables à cantilever MEMS. C'est un filtre deux pôles. Les inductances sont de type spirales. La tension d'activation est de 65 V.

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	25.1 - 26.8 GHz
Largeur de bande	4,7 %
Perte d'insertion	4,9 dB
Perte par réflexion	10 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	-

Remarque :

Le contrôle des capacités variables continues étant complexe, le design de ce type de filtre peut demander un long tâtonnement et ses performances risquent de ne pas être constantes.

2.3.3 Exemple 3 – (Hong-Teuk, Jae-Hyoung, Yong-Kweon, & Youngwoo, 1999)

Technologie microruban, filtre à résonateur demi longueur d'onde, accordage capacitif à l'aide de capacités variables continues

Ce filtre est basé sur des capacités variables à cantilever MEMS. Il s'agit d'un filtre deux pôles avec deux résonateurs demi longueur d'onde. Les capacités variables sont placées aux extrémités des résonateurs. La tension d'activation est de 50V.

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	29,8 – 30,6 GHz
Largeur de bande	8,5 % à 30,6 GHz
Perte d'insertion	3,8 dB
Perte par réflexion	15 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	-

Remarque :

Les commentaires sont les mêmes que pour l'exemple précédent et la largeur de bande relative est beaucoup trop élevée.

2.3.4 Exemple 4 – (Pothier et al., 2005)

Technologie microruban, filtre à résonateur demi longueur d'onde, accordage capacitif à l'aide de capacités variables discrètes (Figure 15)

Cet exemple utilise des interrupteurs MEMS ohmiques, très appropriés pour les filtres micro-ondes demandant peu de pertes et utilisables dans une grande bande de fonctionnement.

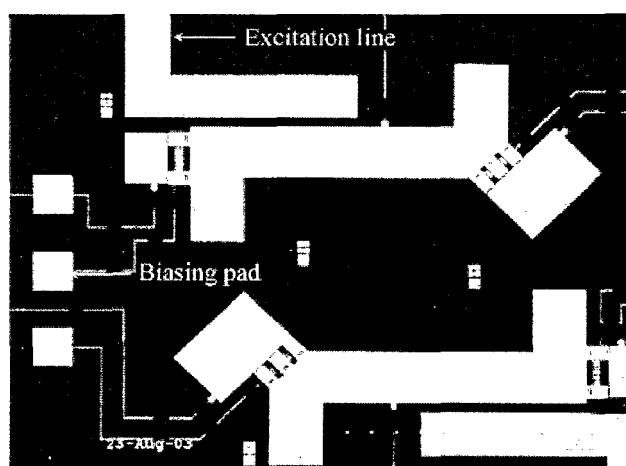


Figure 15 Filtre deux pôles à accordage capacitif (Pothier et al., 2005)

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	12,2 – 15,07 GHz et 9,55 – 14,95 GHz
Largeur de bande	5,7 %
Perte d'insertion	2,9 dB et 3,2 dB
Perte par réflexion	>15 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	4 mm

Remarque :

Cette solution est attrayante, toutefois ces performances ont été atteintes grâce à un substrat d'excellente qualité peu courant (épaisseur = 400 μm , $\epsilon_r = 11,4$, et $\rho > 28\,000 \Omega\cdot\text{cm}$).

2.3.5 Exemple 5 - (Peroulis, Pacheco, Sarabandi, & Katehi, 2001)

Technologie coplanaire, filtre à éléments localisés, accordage capacitif et inductif à l'aide d'interrupteurs capacitifs et de tronçons de ligne (Figure 16)

Les capacités parallèles, inductances sérielles et les tronçons de ligne inductifs parallèles sont les principaux éléments ajustables utilisés. Une inductance à haut facteur de qualité a été implémentée avec une petite section de ligne de transmission.

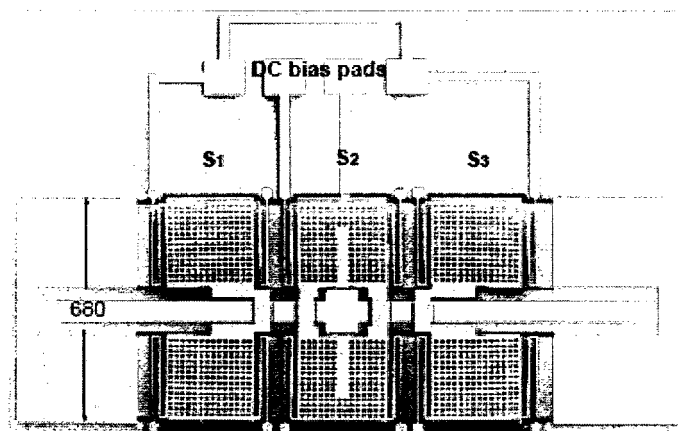


Figure 16 Filtre passe-bande, dimensions en μm
(Peroulis, Pacheco, Sarabandi, & Katehi, 2001)

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	15 GHz et 30 GHz
Largeur de bande	4 à 7,5 GHz
Perte d'insertion	4,5 dB
Perte par réflexion	20 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	1,9 mm

Remarque :

La largeur de bande est très grande, sa valeur relative reste presque constante, alors que parmi les objectifs établis c'est la valeur absolue qui doit restée constante.

2.3.6 Exemple 6 – (Liu, Borgioli, Nagra, & York, 2001)

Technologie coplanaire, filtre à résonateurs demi longueur d'onde, basé sur des lignes de transmission distribuées MEMS, accordage capacitif à l'aide de capacités variables continues (Figure 17)

Le filtre conçu utilise une DMTL (Distributed MEMS Transmission Line) permettant de contrôler la longueur électrique pour les circuits micro-ondes. La DMTL est une ligne de haute impédance ($>50 \Omega$) périodiquement chargée par des capacités variables MEMS permettant de faire varier l'impédance de la ligne.

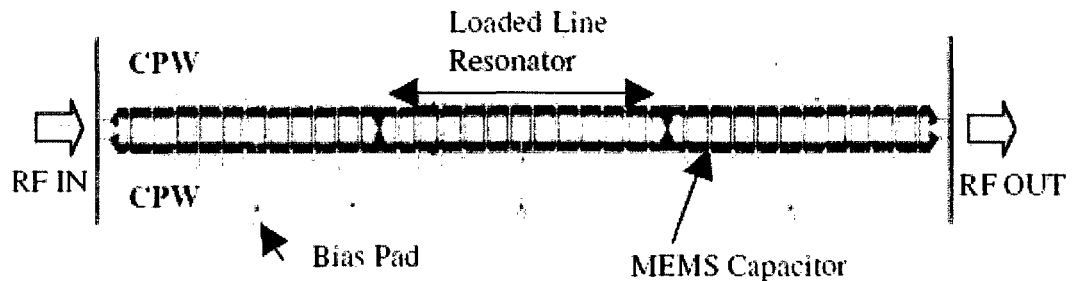


Figure 17 Filtre passe-bande trois pôles accordable avec résonateurs DMTL
(Liu, Borgioli, Nagra, & York, 2001)

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	18,9 – 20,35 GHz
Largeur de bande	9 à 12 %
Perte d'insertion	3,6 dB
Perte par réflexion	-36,6dB@15GHz et -30,1dB@25GHz
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	5,4 mm

Remarque :

Pour cette solution la longueur des résonateurs risque de poser un problème à 2 GHz. Ce design étant proche de 5400 μm , la même topologie à 2 GHz mesurerait 5,4 cm, ce qui est beaucoup trop long.

2.3.7 Exemple 7 – (Reines et al., 2005)

Technologie microruban, filtre basé sur une banque de filtres fixes, commutés grâce à des interrupteurs ohmiques disposés en SPMT (Figure 18)

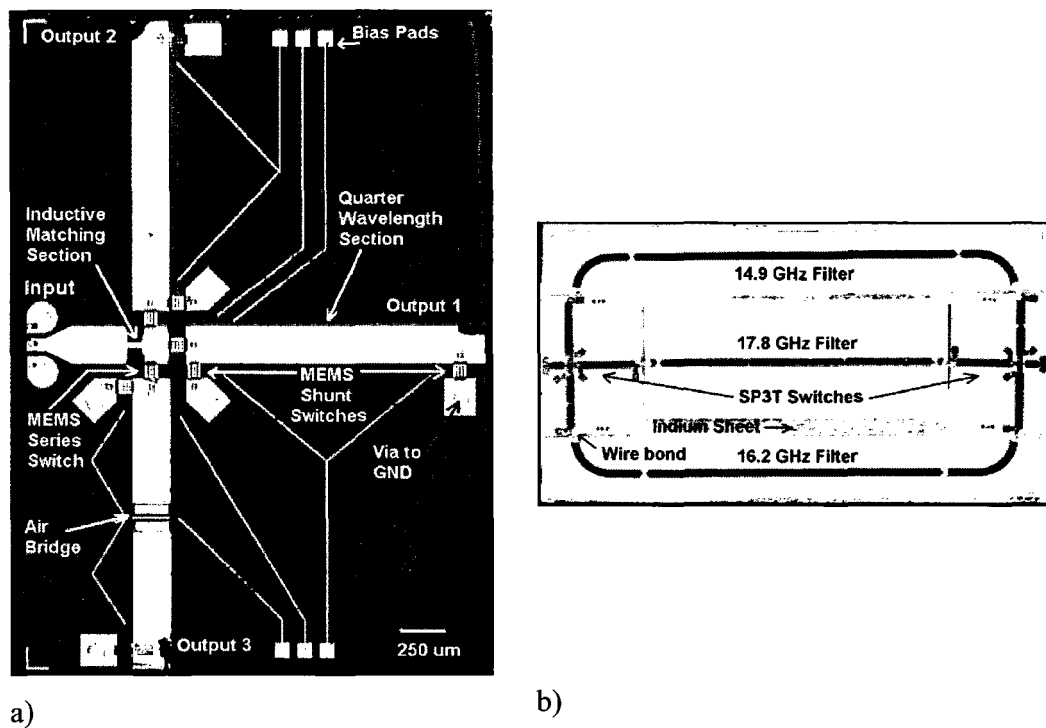
Ce filtre accordable est formé par trois filtres fixes, dans ce cas trois résonateurs demi longueur d'onde, le signal étant routé vers l'un ou l'autre *via* un SP3T.

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	14,9 – 17,8 GHz
Largeur de bande	7,7 +/- 2,9 %
Perte d'insertion	1,7 à 2 dB
Perte par réflexion	20 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	6 mm

Remarque :

Les résultats sont très intéressants et surpassent les filtres précédents, toutefois le même problème subsiste, à 2 GHz le design ferait environ 4 cm. Mais l'idée du réseau d'interrupteur SP3T qui permet d'éviter des cascades d'interrupteurs peut être utile.



a) b)

Figure 18 Filtre accordable avec a) son réseau de routage à base d'interrupteurs formant un SP3T, et b) une vue d'ensemble des trois filtres "fixes" (Reines et al., 2005)

2.3.8 Exemple 8 – (Fourn et al., 2003)

Technologie coplanaire, filtre à résonateur quart d'onde, avec variation de la longueur du résonateur via des interrupteurs capacitifs (Figure 19)

Ce filtre utilise deux résonateurs quart d'onde disposés en peigne, en technologie coplanaire. À une extrémité se trouve des interrupteurs capacitifs, servant de lien entre le résonateur et la ligne additionnelle.

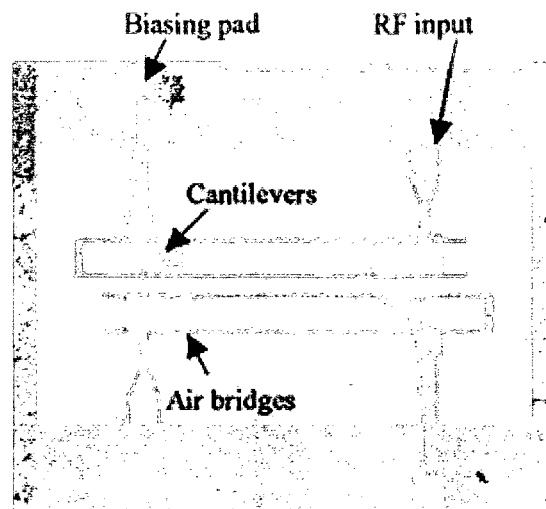


Figure 19 Filtre accordable à résonateurs quart d'onde (Fourn et al., 2003)

Les performances sont :

Bande de fonctionnement	18.5 - 21.05 GHz
Largeur de bande	13 à 14%
Perte d'insertion	3.8 à 3.5 dB
Perte par réflexion	12 à 15 dB
Réjection	-
Puissance du signal	-
Dimension	3,3 mm

Remarque :

Les pertes sont faibles mais la largeur de bande relative est grande. La taille est petite, mais par analogie il ferait au-delà de 3 cm à 2 GHz.

Tableau II

Comparaison des performances de filtres accordables suivant leur topologie

Exemple	1 Microruban Él. localisés Cap. Num.	2 Microruban Él. localisés Cap. Cont.	3 Microruban ½ onde Cap. Cont.	4 Microruban ½ onde Cap. Num	5 Coplanaire Él.localisés Cap. Num	6 Coplanaire ½ onde DMTL	7 Microruban ½ onde SP3T	8 Coplanaire ¼ onde Longueur	Idéal
Bande de fonctionnement (GHz)	0,885 à 0,986	25,1 à 26,8	29,8 à 30,6	12,2 à 15,07 et 9,55 à 14,95	15 et 30	18,9 à 20,35	14,9 à 17,8	18,5 à 21,05	1,35 à 2,7
Largeur de bande (%)	19	4,7	8,5	5,7	26	9 à 12	7,7 +/- 2,9	13 à 14	1
Pertes d'insertion (dB)	6,6 à 7,3	4,9	3,8	2,9 à 3,2	4,5	3,6	1,7 à 2	3,8 à 3,5	0,5
Atténuation de réflexion (dB)	10			>15		30,1 à 36,6		12 à 15	
Dimension (mm)	14			4	1,9	5,4	6	3,3	≤ 10

Voici les points d'importance ressortant de la lecture du Tableau II :

- Aucun de ces exemples ne mentionne la puissance que le filtre peut supporter, cela tend à confirmer que ce n'est pas un point fort des MEMS RF.
- Les fréquences de fonctionnement sont hautes, dans la bande Ku, K et Ka, seul l'un d'entre eux a été réalisé dans la bande S. Or, en diminuant la fréquence on augmente considérablement la taille du système.
- Si une largeur de bande absolue constante est requise, alors la perte d'insertion varie en fonction de la fréquence centrale et si une perte d'insertion constante est requise, c'est la largeur de bande qui varie.

Les principales exigences du filtre portant sur les pertes d'insertion et la sélectivité, les meilleures performances sont obtenues avec les résonateurs basés sur la longueur électrique des lignes de transmission. Mais, comme mentionné précédemment, ces filtres sont réalisés pour des fréquences de 12 GHz et plus, alors que le filtre à réaliser se situe autour de 2 GHz, soit un facteur de 6 au minimum.

Le Tableau III résume les nouveaux objectifs.

Tableau III

Spécifications atteignables du filtre accordable

Bande de fonctionnement	1,35 à 2,7 GHz
Largeur de bande	le plus proche possible de 20 MHz
Perte d'insertion	4 à 8 dB
Réjection	pas assez de données disponibles
Puissance du signal	pas assez de données disponibles
Dimension	~ 2 cm

Le choix initial est expliqué dans la prochaine section, celle d'après décrit comment les problèmes rencontrés ont entraîné un glissement de ce choix vers un autre.

2.4 Choix initial

Choix du substrat

Le Silicium est choisi pour les raisons invoquées en section 2.2.1.

Choix de la technologie

La technologie microruban présente deux avantages notables par rapport à la technologie coplanaire : l'accès à un composant MEMS ne nécessite pas de pont à travers les lignes de masse et la longueur d'onde effective est plus courte. À largeur de ligne égale de 422 μm la longueur d'onde effective est de 54 246 μm en microruban, et 62 328 μm en coplanaire (en utilisant le substrat décrit au chapitre 4). Un des objectifs étant la compacité, alors le choix se porte sur la technologie microruban.

Choix de la topologie de filtrage

Comme expliqué lors de la comparaison, les résonateurs basés sur la longueur électrique sont retenus. Le choix se porte vers le filtre le plus compact possible et à haute sélectivité : le filtre en peigne (« combliné ») utilisant des résonateurs quart d'onde.

Choix de la méthode d'accordage

La solution garantissant les propriétés de filtrage les plus stables consiste à créer une banque de filtres. Toutefois cette solution requiert beaucoup d'espace ainsi que le routage du signal à travers une cascade d'interrupteurs, ce qui augmente les risques de pertes. Afin d'éviter ce routage et de conserver le gain de place apporté par l'utilisation d'éléments MEMS, le choix s'oriente vers une modification directe des propriétés du filtre pour de le rendre accordable.

Dans le cas d'un filtre en peigne l'élément accordeur traditionnel est capacitif. Comme les capacités variables continues présentent des difficultés notoires de contrôle, le choix penche vers l'utilisation de capacités variables discrètes utilisant des interrupteurs MEMS pour la commutation. Dans un souci d'intégration, les capacités fixes sont des capacités plaques réalisées sur le substrat dans le même processus de fabrication que les interrupteurs et le filtre. Leur valeur dépend donc du diélectrique utilisé, de sa hauteur, ainsi que de la surface de la capacité. Des interrupteurs ohmiques sont utilisés pour faire varier la valeur de la capacité en agrandissant sa surface par l'activation d'une surface supplémentaire telle que sur la Figure 20.

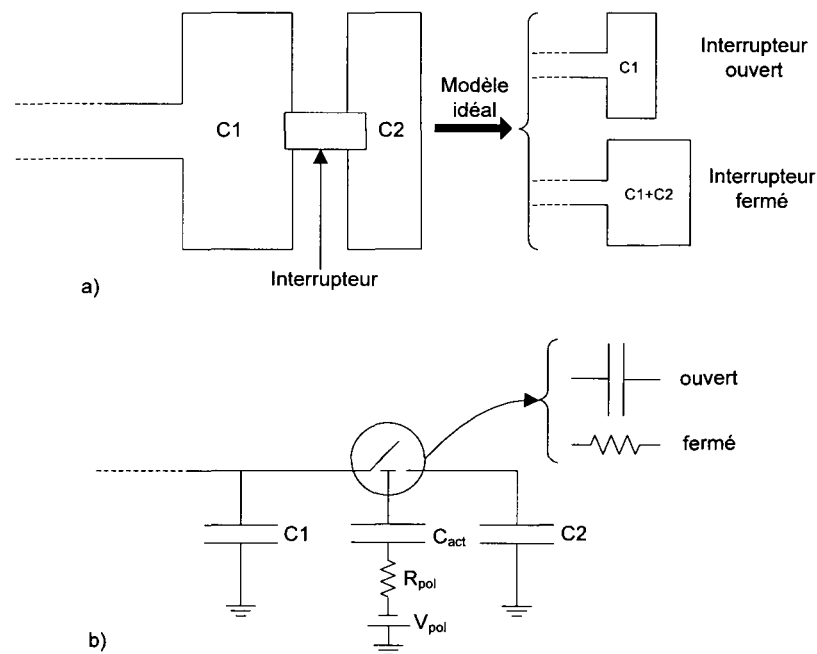


Figure 20 Modèle de capacité variable en technologie microruban, a) modèle idéal vu de dessus, b) schéma du modèle complet

2.5 Les problèmes rencontrés

Voici le déroulement des idées lors de la conception du résonateur quart d'onde et la façon dont la décision fut prise d'abandonner cette idée en faveur d'un résonateur demi longueur d'onde.

La Figure 21 présente la topologie du filtre en peigne avec une série de résonateurs quart d'onde.

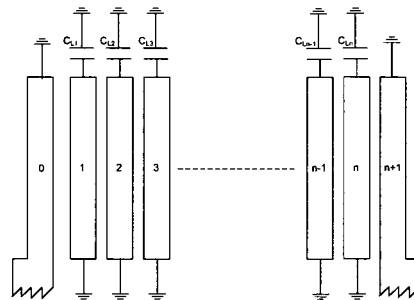


Figure 21 Filtre en peigne

Le problème principal est le retour direct à la masse nécessaire à l'extrémité de chaque résonateur. En effet, le support choisi est le Silicium qui officie comme substrat et diélectrique, il faut donc pouvoir placer un via. Or ni le matériel ni les compétences ne furent disponibles dans les laboratoires universitaires pour réaliser ces vias, seule une entreprise a été trouvée mais les coûts par via sont beaucoup trop élevés. La Figure 22 illustre une autre idée, la gravure humide par TMAH (hydroxyde tétraméthylammonium) pour traverser la gaufre de bord en bord.

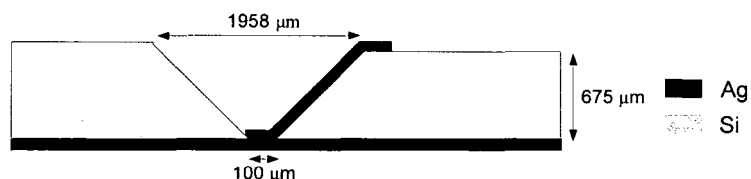


Figure 22 Résultat d'une gravure humide TMAH pour traverser une gaufre de Silicium

Le temps de gravure pour passer au travers d'une gaufre de 675 μm se situe entre 16 h et 27 h, ce qui représente encore une fois un coût beaucoup trop élevé et un temps d'attente assez long. De plus, l'ouverture nécessaire en raison de l'angle de gravure inhérente à cette méthode et à la structure cristalline du Silicium est de 2 mm, ce qui est très grand en comparaison de la taille finale totale espérée de 2 cm. Ces ouvertures pouvant poser un problème supplémentaire de rigidité, cette solution a également été abandonnée.

Devant l'impossibilité technique de percer 675 μm de Silicium, l'idée suivante a été de se servir du Silicium uniquement comme support et non plus comme diélectrique. Une recherche bibliographique fut entreprise pour voir de quelle manière il serait possible de se passer du Silicium comme diélectrique. La solution contenue dans l'article de (Prigent et al., 2004) a été retenue. Elle consiste en l'utilisation du BCB (Benzocyclobutène) en une couche épaisse de 10 à 20 μm en tant que diélectrique. La Figure 23 illustre le passage de la configuration originale à la nouvelle configuration.

Les avantages du BCB sont sa très faible valeur de constante diélectrique ($\epsilon_r = 2,65$) en faisant un bon isolant, ses faibles pertes tangentielles ($\tan\delta = 0.002$) et sa capacité à pouvoir être déposé en deux couches épaisses de 10 μm pour atteindre 20 μm, ce qui est relativement élevé. Un point également non négligeable mais qui n'est pas développé ici, est que cette configuration permet une transition aisée microruban vers coplanaire grâce à l'accès facilité au plan de masse. Ceci rend possible les mesures avec les sondes RF coplanaires de la station de mesure disponible au LACIME.

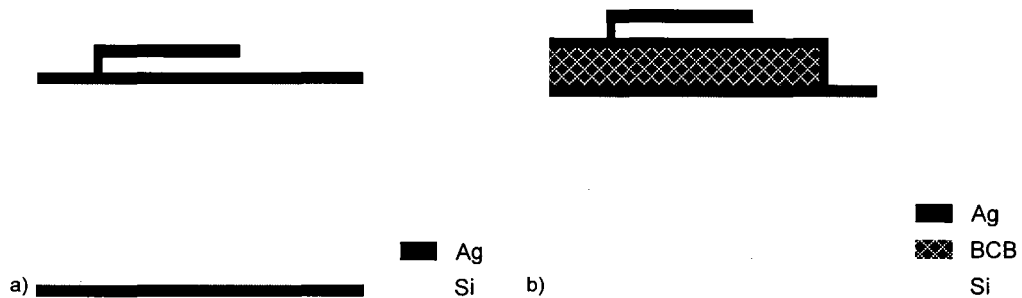


Figure 23 a) Configuration originale : microruban avec le Silicium comme diélectrique et b) nouvelle configuration : microruban avec le BCB comme diélectrique

Mais, après une étude plus poussée, il s'est avéré que les performances obtenues étaient loin d'être satisfaisantes, en raison notamment de la trop faible épaisseur atteignable de 20 μm . En effet, la valeur de la capacité propre de la ligne est prépondérante face aux capacités mutuelles de couplage avec les lignes d'entrée/sortie. Les résultats pour un résonateur sont aux alentours de 10 dB de pertes avec une bande passante oscillant entre 420 et 590 MHz. Les pertes par longueur dues au diélectrique sont trop élevées pour un filtre à 2 GHz qui excède le centimètre : l'atténuation est de 0,181 dB/cm sur 20 μm de BCB et seulement de 0,046 dB/cm sur un substrat de 525 μm de Silicium à haute résistivité. Dans le même temps la longueur d'onde effective à 2 GHz est de 10,2 cm sur le BCB et de 5,4 cm sur le Silicium. À topologie de filtrage identique un filtre est donc non seulement plus long sur le BCB mais encore ses pertes par longueur sont plus élevées. Cette solution n'est donc valable qu'à des fréquences supérieures à 50 GHz. C'est pourquoi un changement d'orientation a eu lieu au profit d'un filtre demi longueur d'onde en utilisant le Silicium comme substrat et diélectrique, ceci afin d'éviter le besoin de retour à la masse tout en mettant à profit le travail déjà effectué sur la capacité variable ainsi qu'une partie du filtre modélisé sous ADS (Advanced Design System).

2.6 Choix final

Le choix final est un filtre basé sur un ou plusieurs résonateurs demi longueur d'onde avec utilisation du Silicium comme substrat et diélectrique (Figure 24). Une gaufre de Silicium à haute résistivité est utilisée pour garantir de bonnes performances RF. L'accordage se fait par variation de la charge aux extrémités du résonateur par le biais de capacités plaques utilisant elles aussi le Silicium comme diélectrique et activées / désactivées par des interrupteurs MEMS.

Le chemin choisi

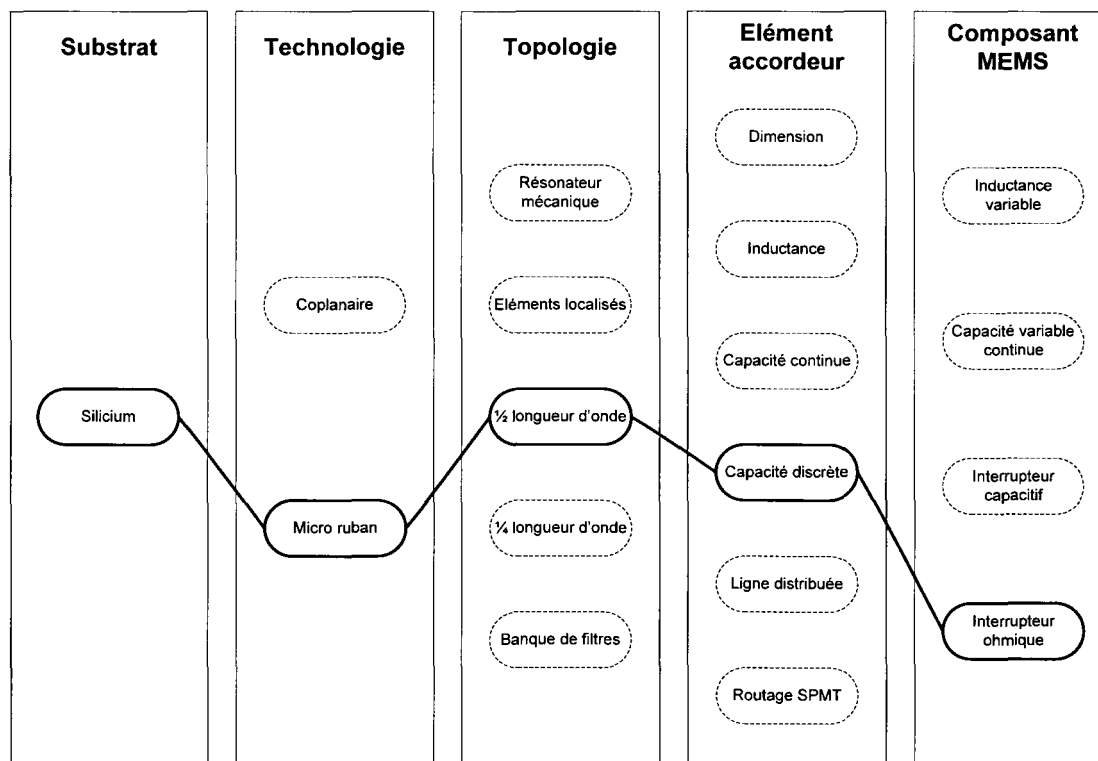


Figure 24 La topologie choisie

2.7 Conclusion

Lors de ce chapitre, les objectifs idéaux sont fixés et révisés à l'aide de l'étude d'un échantillon représentatif des publications effectuées sur les filtres accordables passe-bande réalisés à l'aide de composants MEMS. Le filtre doit officier dans une bande comprise entre 1,35 GHz et 2,7 GHz, avoir une largeur de bande de 20 MHz, des pertes d'insertion de 4 à 8 dB, et sa longueur devra être aux alentours de 2 cm. Une liste des choix possibles concernant le substrat, la technologie, la topologie de filtrage, la méthode d'accordage et l'élément MEMS est établie, ce qui permet un partitionnement de la réflexion, donc une simplification du processus de décision. Malgré cette optimisation, le choix initial du filtre en peigne s'est malheureusement avéré irréalisable en raison d'une limitation technologique : combiner un retour aisé à la masse sur un diélectrique et avoir de faibles pertes par longueur pour un signal à 2 GHz. Toutefois les travaux et réflexions effectués lors de cette étape ont pu être en grande partie réutilisés pour la conception du filtre final.

Le choix final est un filtre demi longueur d'onde sur un substrat de Silicium, en technologie microruban avec variation de la valeur des capacités à ses extrémités comme élément accordable. Les capacités variables sont discrètes, réalisées à l'aide de capacités plaques fixes commutées grâce à des interrupteurs MEMS. Étant donné l'importance du type d'interrupteur utilisé pour l'établissement de la topographie finale du filtre, le chapitre 3 y est entièrement consacré.

CHAPITRE 3

L'INTERRUPTEUR

La topologie du filtre est décidée, la méthode d'accordage capacitive est fixée, il faut désormais s'intéresser de plus près à l'interrupteur MEMS chargé de la commutation des capacités. La première étape est de déterminer le type d'interrupteur en fonction des besoins, vient ensuite sa caractérisation la plus complète possible, à la fois théorique et issue des simulations. Cette étude se concentre d'abord sur les aspects mécaniques et électrostatiques afin de nourrir une réflexion sur le dimensionnement de l'interrupteur. L'aspect électromagnétique est ensuite traité afin d'évaluer ses performances RF. La fin de ce chapitre est consacrée à un bilan comparatif des résultats théoriques et des simulations afin d'évaluer la validité des prévisions.

3.1 Spécifications requises

Ce qui est attendu du microcommutateur à réaliser dans le cadre de ce projet peut être simplifié comme suit : en priorité transmettre un signal RF avec le minimum de pertes possibles et avoir une bonne isolation lorsqu'il est désactivé, et ensuite permettre de laisser passer un maximum de puissance et être fiable. Même si les deux derniers points n'ont pu donner lieu à des prévisions, les autres sont quantifiés.

L'interrupteur doit faire la jonction entre deux capacités plaques, le choix est donc un interrupteur série à travers duquel le signal peut passer.

Le type d'activation est discuté dans le chapitre 1 : un actionnement électrostatique est utilisé.

Le type de contact choisi est métal-métal. En effet, les interrupteurs capacitifs ont une grande zone de recouvrement entre les parties suspendues et à commuter donc une

grande valeur de capacité qui leur confère une certaine sensibilité à la puissance transmise. Alors que dans le cas des interrupteurs à contact métal-métal, il est possible de réduire cette zone, la différence de potentiel pouvant entraîner un actionnement non désiré devient ainsi plus élevée. La minimisation de la surface de recouvrement entre l'interrupteur et la capacité est aussi bénéfique pour l'isolation, la capacité métal-air-métal ainsi formée étant beaucoup plus faible. En revanche il est vrai qu'il existe une inconnue concernant le risque de soudure des contacts dans le cas de courants trop élevés.

Concernant la structure, le choix est à faire entre une poutre fixe-fixe, ou une poutre de type cantilever. La structure à poutre fixe-fixe, utilisée principalement pour des interrupteurs parallèles capacitifs, s'avère difficilement concevable pour servir d'interrupteur série ohmique. En revanche une poutre cantilever est facilement implémentable en tant qu'interrupteur série. De plus, une élévation due à une variation thermique ou à un stress inhérent à la fabrication aura moins d'influence sur la forme de la poutre, contrairement à une poutre fixe-fixe qui pourrait subir un phénomène de relèvement ou d'affaissement en son centre. Une poutre cantilever étant aussi moins rigide, la force d'actionnement requise est donc plus faible.

L'interrupteur modélisé et réalisé est donc un interrupteur série à contact métal-métal avec poutre cantilever à actionnement électrostatique.

3.2 Études des forces et dimensionnement

Cette étude est uniquement valable pour le type d'interrupteur choisi. La structure possède une partie fixe reliée à la ligne *via* l'ancre et de l'autre côté une partie mobile. La Figure 25 représente l'ensemble des forces exercées sur la poutre.

Toutes les équations utilisées dans ce chapitre proviennent du livre RF MEMS, de Rebeiz, 2003.

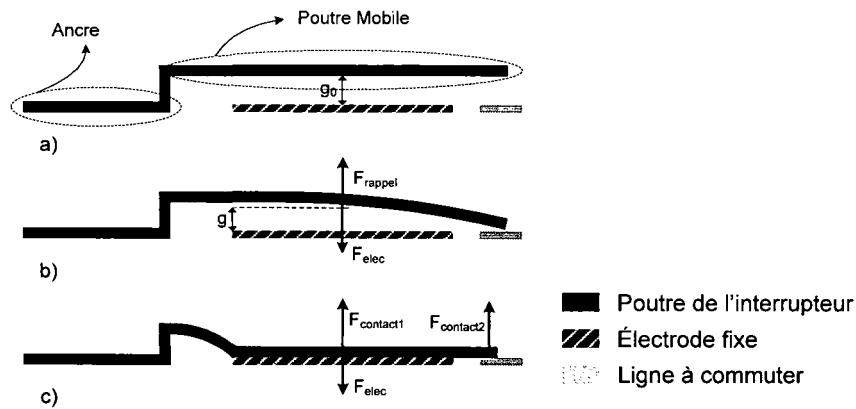


Figure 25 Bilan des forces suivant les états de l'interrupteur, a) au repos
b) soumis à la force électrostatique et c) activé

Les trois forces entrant en jeu sont la force électrostatique (\vec{F}_{elec}) issue de la différence de potentiel entre la poutre et l'électrode, la force de rappel de la poutre (\vec{F}_{rappel}) dépendant de ses caractéristiques physiques, et la force de contact ($\vec{F}_{contact} = \vec{F}_{contact1} + \vec{F}_{contact2}$) qui peut se séparer en plusieurs composantes comme ici. Notons que d'après la loi fondamentale de la mécanique, leur somme est nulle en permanence, soit :

$$\vec{F}_{elec} + \vec{F}_{rappel} + \vec{F}_{contact} = \vec{0} \quad (3.1)$$

Chacune de ces forces est détaillée dans la section suivante.

3.2.1 Force de rappel

La force de rappel, faisant directement appel à une modélisation identique à celle des ressorts, est la suivante :

$$F_{rappel} = k(g_0 - g) \quad (3.2)$$

Elle dépend directement du déplacement de la poutre et n'a lieu d'être que lorsque la poutre subit une déformation induite par une force extérieure, dans le cas étudié c'est une force électrostatique. La réaction de la poutre au déplacement est dictée par sa constante de ressort k , qui dépend du point ou de la surface d'application de la force.

La constante de ressort en bout de poutre est utilisée pour étudier la capacité de la poutre à se relever :

$$k = 3 \frac{EI}{L^3} \quad (3.3)$$

Avec E le module de Young du métal utilisé, L la longueur de la poutre et I le moment d'inertie tel que :

$$I = \frac{Wt^3}{12} \quad (3.4)$$

Avec W la largeur de la poutre et t son épaisseur.

La constante de ressort utilisée dans l'étude de la tension d'activation à appliquer peut se faire par approximation en changeant L par L_{act} qui représente la distance entre l'ancre de la poutre et le milieu de l'électrode.

3.2.2 Force d'activation électrostatique

La force d'activation est la force électrostatique induite par la tension appliquée entre l'électrode et la poutre de l'interrupteur. Cette force dépend directement de la distance entre les plaques, devenant plus forte au fur et à mesure qu'elles se rapprochent.

Voici l'équation de la force prenant en compte la couche de diélectrique disposée au dessus de l'électrode d'activation (voir sa représentation Figure 31 à la section 3.3.2):

$$F_{elec} = \frac{V^2}{2} \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{\left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r} \right) \right)^2} \quad (3.5)$$

Avec A l'air de l'électrode, t_d l'épaisseur du diélectrique, g la distance séparant l'électrode de la poutre, ϵ_r sa constante diélectrique et ϵ le facteur de rugosité de l'interface métal diélectrique tel que :

$$\epsilon = 1 \quad \text{si } g \neq 0$$

$$\epsilon = 0.4 - 0.8 \quad \text{si } g = 0$$

Toutefois si $g \gg t_d$, alors l'équation peut être simplifiée comme suit :

$$F_{elec} = \frac{V^2}{2} \frac{\epsilon_0 A}{(g)^2} \quad (3.6)$$

Même si elle ne prend pas en compte l'épaisseur du diélectrique, cette équation donne généralement des résultats suffisants.

3.2.3 Forces de contact

Il existe plusieurs forces de contact, la première F_{contact1} est maximale dès lors que la poutre s'effondre sur l'électrode (voir section 3.2.4). La seconde F_{contact2} détermine la qualité du lien établi par l'interrupteur et conditionne sa résistivité. Plus cette force est grande, plus faible est la résistivité du contact. Elle joue un rôle de réajustement des défauts de fabrication car, pour une valeur de 200 μN , les aspérités des métaux dus à la fabrication n'ont plus d'influence (G. Rebeiz, 2003). L'objectif est donc d'atteindre une force de contact se rapprochant de 200 μN .

Une technique pour maximiser cette valeur est d'utiliser des doigts de contacts (voir section 3.3.2), aussi appelés "dimples", permettant de réduire la surface de contact donc d'augmenter la force appliquée et minimiser ainsi la résistance. Une autre façon consiste à rapprocher l'électrode d'activation de la zone de contact. Cette force ne peut se calculer, seules les simulations permettent d'en évaluer la valeur.

3.2.4 Tension d'activation, principe d'instabilité

La tension d'activation V_{pullin} est la tension minimale à appliquer pour atteindre le point d'instabilité et ainsi activer l'interrupteur. Selon la loi fondamentale de la mécanique (somme des forces = 0), les forces F_{rappel} et F_{elec} sont égales avant l'établissement du contact. Or cette relation est instable à partir de $g = \frac{2}{3}g_0$, la force d'actionnement devenant supérieure à la force de rappel, celle-ci n'est plus capable de retenir la poutre qui s'écrase alors sur l'électrode.

$$V_{\text{pullin}} = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 A} g_0^3} \quad (3.7)$$

La tension d'activation V_{pullin} est dépendante de la constante de ressort de la poutre. Cette constante caractérise sa résistance aux forces extérieures qui lui sont appliquées.

3.3 Dimensionnement

Afin de dimensionner l'interrupteur, il est nécessaire de déterminer quels sont les paramètres à surveiller, en fonction des variations appliquées sur les dimensions ajustables visibles sur la Figure 26 :

- la longueur de la poutre (L)
- la largeur de la poutre (W)
- l'épaisseur de la poutre (t)
- la hauteur initiale (g_0)

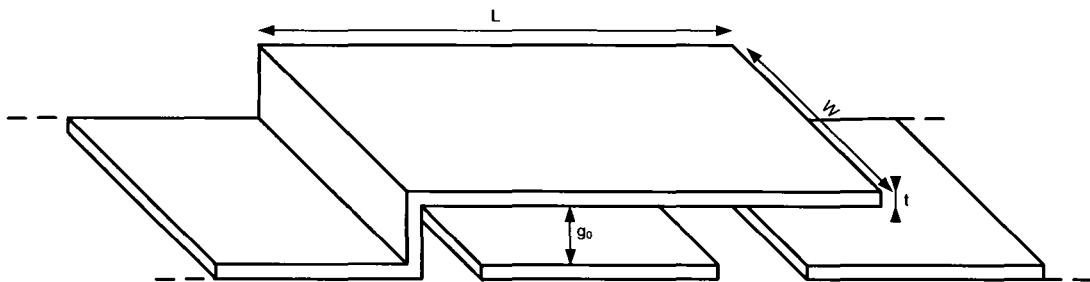


Figure 26 Schéma de l'interrupteur

Note : la hauteur initiale pourra subir des modifications dues au stress du métal, soit une déflexion vers le bas, soit une inflexion vers le haut, malheureusement les connaissances en la matière au sein de l'équipe sont assez limitées, du fait qu'aucune mesure préliminaire de ce stress qui dépend directement du procédé de fabrication n'était disponible au moment de la conception. Toutefois il est établi que plus l'épaisseur est grande, moins l'influence du stress l'est.

Concernant la hauteur initiale, la couche sacrificielle (SOG, Spin-On-Glass, voir l'annexe 1 pour le processus de fabrication) utilisée permet au maximum une hauteur de $0,9 \mu\text{m}$. L'objectif est de s'en contenter, tout en analysant son influence pour l'introduction éventuelle d'un nouveau type de SOG au sein du laboratoire.

L'épaisseur visée de la poutre est établie à $2 \mu\text{m}$, c'est une valeur très optimiste. Étant donné qu'aucun équipement de déposition par électroplaquage n'est disponible et que la déposition se fait uniquement par pulvérisation, l'épaisseur risque d'être inférieure.

Concernant la largeur, il n'y a pas de restriction particulière, la dimension utilisée est typiquement de $100 \mu\text{m}$.

Pour toutes les simulations suivantes, il est à noter que la taille de l'électrode sera à chaque fois ajustée selon 2 principes :

- une largeur égale à la largeur de la poutre
- une longueur égale à $L - 50 \mu\text{m}$, qui permet une marge de $20 \mu\text{m}$ côté ancre, et $30 \mu\text{m}$ côté contact.

Le métal utilisé est l'argent (module de Young $E=83 \text{ GPa}$).

Une précision importante : cette étude a été réalisée alors que le procédé complet de fabrication n'était pas encore défini. La conception s'est donc basée sur des hypothèses optimistes qui n'ont pas toutes été atteintes. Les caractéristiques de la dernière version de la fabrication sont discutées au chapitre 5.

D'un point de vue purement mécanique, l'interrupteur est voué à pouvoir s'actionner sous l'effet d'un champ électrique. Il ne faut cependant pas oublier que lorsque ce champ électrique sera désactivé, il est indispensable que l'interrupteur se relève et ne reste pas en contact avec la ligne de transmission. Ce problème d'affaissement de l'interrupteur

est à éviter en s'assurant que la constante de ressort en bout de poutre est d'au moins 10-20 N/m (G. Rebeiz, 2003).

Les tensions d'activation pouvant atteindre rapidement des valeurs très élevées, allant jusque 80 V et plus, il va falloir prendre garde à ce paramètre en fixant une limite maximale de 30 V.

Les sections qui suivent mettent en évidence les influences des dimensions de l'interrupteur sur ces deux paramètres que sont la constante de ressort k et la tension d'activation V_{pullin} .

3.3.1 Les dimensions de l'interrupteur

Longueur de la poutre L

La Figure 27 représente les variations de la tension d'activation et de la constante de ressort en fonction de la longueur de la poutre.

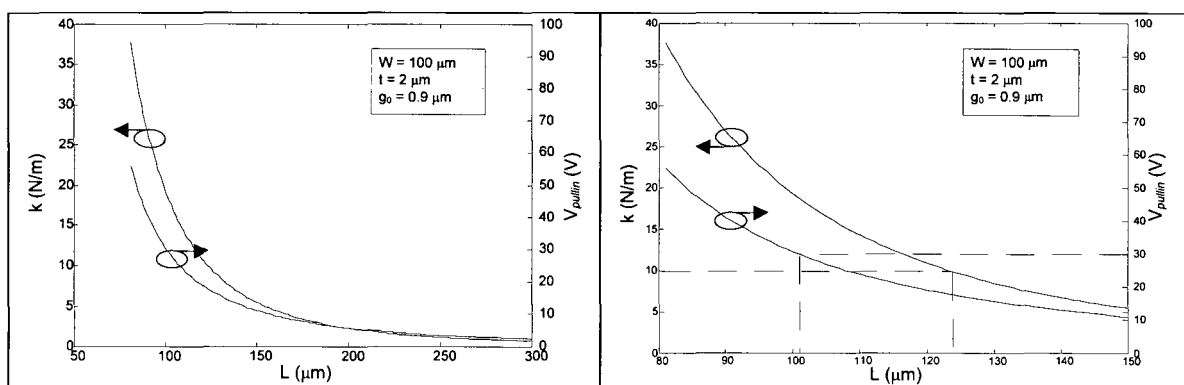


Figure 27 Influence de la longueur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort

D'après ces courbes, la longueur doit être comprise entre 100 et 120 μm . En dessous de 100 μm la tension nécessaire dépasse 30 V, et au-dessus de 120 μm la poutre n'est peut-être plus capable de se relever. Pour la suite elle est donc fixée à 110 μm .

Largeur de la poutre W

La Figure 28 représente les variations de la tension d'activation et de la constante de ressort en fonction de la largeur de la poutre.

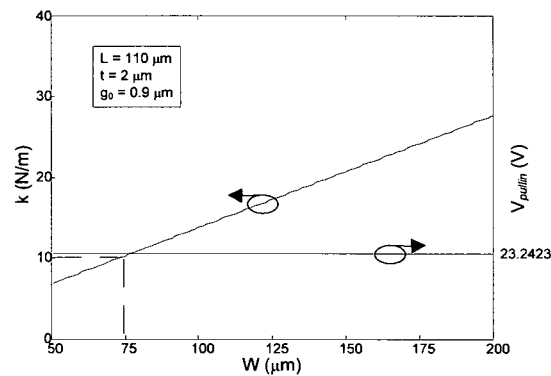


Figure 28 Influence de la largeur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort

La variation de la largeur n'ayant aucune influence sur la tension d'activation et une largeur de 100 μm conférant une constante de ressort suffisante $k = 12,5 \text{ N/m}$, la largeur est fixée à $W = 100 \mu\text{m}$.

Épaisseur de la poutre t

La Figure 29 représente les variations de la tension d'activation et de la constante de ressort en fonction de l'épaisseur de la poutre.

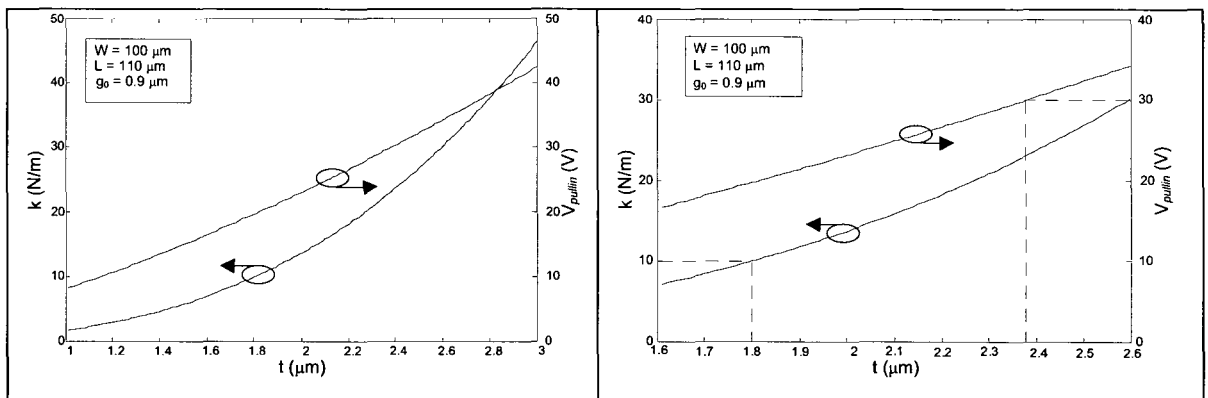


Figure 29 Influence de l'épaisseur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort

Bien évidemment plus l'épaisseur de la poutre augmente, plus la constante de ressort est forte, mais la tension d'activation augmente aussi. L'épaisseur doit se trouver entre 1,8 μm et 2,35 μm , elle est fixée à 2 μm pour la suite.

Hauteur g_0

La Figure 30 représente les variations de la tension d'activation et de la constante de ressort en fonction de la distance séparant l'électrode de la poutre.

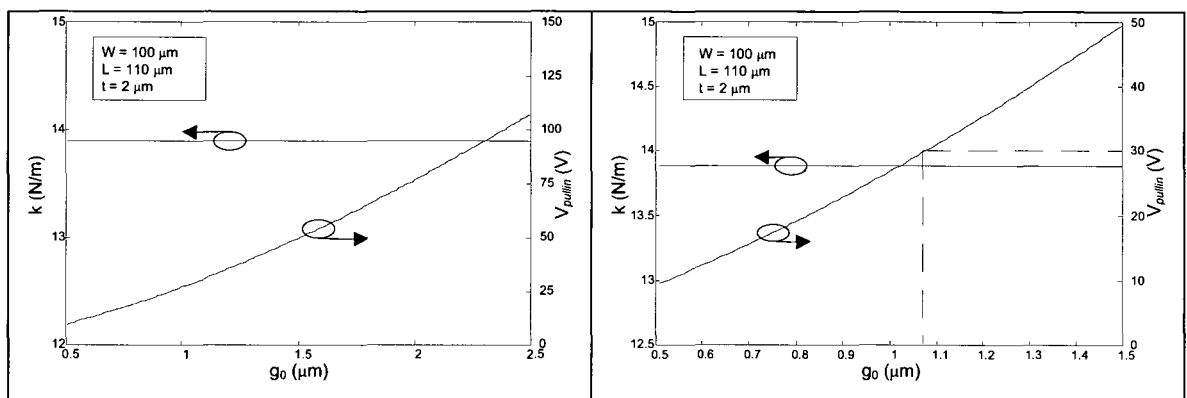


Figure 30 Influence de la hauteur de la poutre sur la tension d'activation et la constante de ressort

La hauteur n'influence pas la constante de ressort qui dépend uniquement des caractéristiques intrinsèques de la poutre. Cependant une plus grande hauteur entraîne la nécessité d'une tension d'activation plus élevée. Elle peut au plus être montée à $1 \mu\text{m}$ mais une marge de sécurité pour contrer le cas d'une légère inflexion de la poutre vers le haut due au stress de la fabrication doit être considérée. Une hauteur de $0,9 \mu\text{m}$ est fixée.

3.3.2 Dimensions finales et doigts de contact

L'interrupteur est caractérisé avec les dimensions suivantes : $L = 110 \mu\text{m}$, $W = 100 \mu\text{m}$, $t = 2 \mu\text{m}$ et $g_0 = 0,9 \mu\text{m}$.

À présent que la poutre est dimensionnée, le modèle d'interrupteur est complété en ajoutant la couche d'isolant au dessus de l'électrode pour éviter tout contact direct avec la poutre et ainsi isoler le signal du circuit de polarisation. La Figure 31 illustre le nouveau modèle.

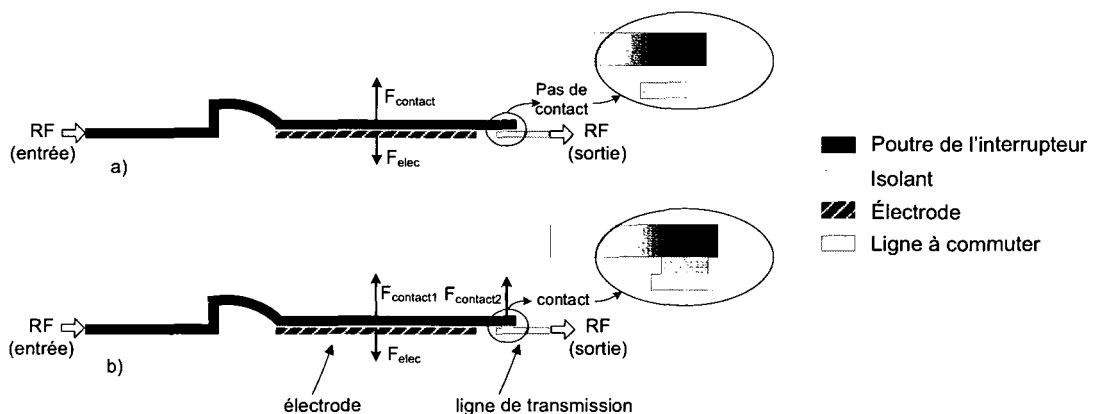


Figure 31 Mise en évidence de la nécessité des doigts de contact

a) Interrupteur sans doigts de contact, b) Interrupteur avec doigts de contact

Le contact entre l'interrupteur et la capacité à activer pouvant ne pas se faire (Figure 31a), il faut trouver un moyen d'éviter ce risque, d'où le recours aux doigts de contacts. Ceux-ci ont une double utilité : permettre le contact et améliorer sa qualité, comme décrit précédemment (section 3.2.3). Ces doigts doivent se trouver au moins à la même hauteur que l'isolant (Figure 31b). N'ayant aucune influence sur les paramètres de l'interrupteur ils ne sont pas pris en compte lors de l'analyse détaillée, mais sont néanmoins importants lors de l'évaluation de la force qui leur est appliquée.

L'apparition des doigts de contact requiert un allongement de la poutre de 110 à 120 μm , afin de les atteindre avec le bout de la poutre tout en contrant les aléas de la fabrication. Toute l'analyse théorique qui suit s'est faite selon les dimensions de la Figure 32.

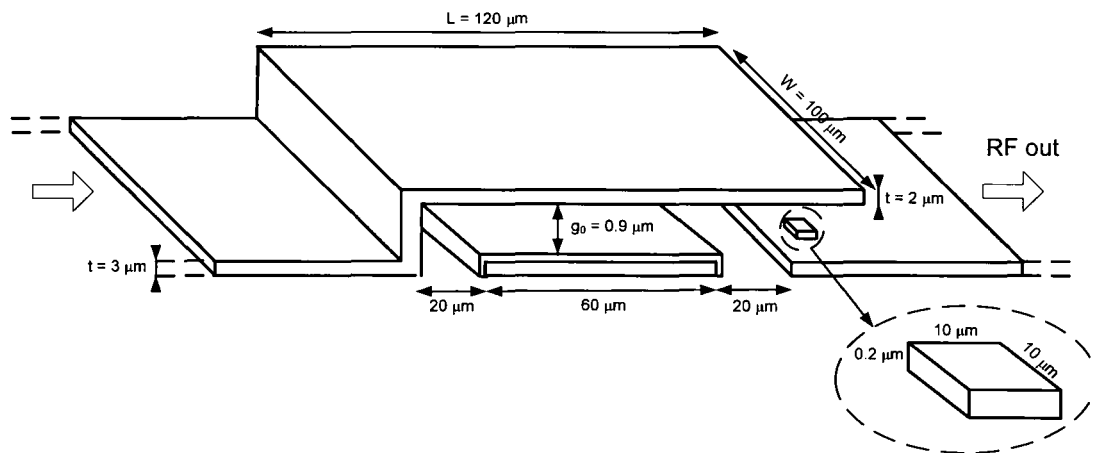


Figure 32 Interrupteur dimensionné

3.4 Analyse Théorique

3.4.1 Mécanique – statique

Tension d'activation

En utilisant l'équation 3.7, et sans prendre en compte la couche d'isolant qui se trouve sur l'électrode, la tension d'activation est de :

$$V_{\text{pullin}} = 23,2423 \text{ V}$$

Alors qu'avec une couche d'isolant de Si_3N_4 ($6 < \epsilon_r < 9$) de $0,2 \mu\text{m}$, on obtient :

$$V_{\text{pullin}} = 23,3651 \text{ V}$$

L'influence de la couche d'isolant sur la valeur de la tension d'activation est donc très minime.

Tension de maintien / Tension de relâche

La tension de maintien est :

$$V_{\text{hold_down}} = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon\epsilon_0 A} (g_0 - g) \left(g + \left(\frac{t_d}{\epsilon_r} \right) \right)^2} \quad (3.8)$$

Soit $V_{\text{hold_down}} = 13,52 \text{ V}$ avec les dimensions choisies.

La tension de relâche est la tension maximale à partir de laquelle l'interrupteur peut se relever. Connaissant la tension de maintien, la tension de relâche doit être inférieure, le plus simple étant de la fixer à 0 V .

3.4.2 Mécanique - dynamique

Fréquence de résonance

L'équation utilisée est :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m_{eff}}} \quad (3.9)$$

Avec m_{eff} la masse effective de la poutre, usuellement comprise entre 35% et 45% de la masse totale.

La fréquence de résonance est de 52,55 KHz. Ce résultat est obtenu en évaluant la masse effective à 35% de la masse réelle de la poutre. Le choix de 35% est motivé par le fait que la portion dépassant l'électrode est assez courte.

Coefficient de qualité mécanique

Le coefficient de qualité détermine la réponse de la poutre lors de l'actionnement et ce à différentes fréquences. Un coefficient de qualité idéal est compris entre 0,5 et 2 car en dessous de 0,5, le temps d'activation est considéré comme long et au-delà de 2, le délai de stabilisation de la poutre relâchée devient long également.

$$Q = \frac{\sqrt{E\rho t^2}}{\mu(WL)^2} g_0^3 \quad (3.10)$$

Pour l'interrupteur dimensionné, le coefficient de qualité est $Q = 0,0386$, le système est donc très amorti, ce qui laisse présager un temps de commutation important. Ceci est dû à une épaisseur de métal moyenne et surtout une faible hauteur. Pour exemple, en changeant la hauteur de 1,5 μm au lieu de 0,9 μm , le coefficient de qualité bondit à $Q = 0,1785$.

Temps de commutation

Le temps de commutation dépend directement et principalement de la fréquence de résonance et du facteur de qualité, mais aussi de la tension appliquée.

$$\frac{9V_{pullin}^2}{4\omega_0 Q V_s^2} \geq t_s \geq \frac{27V_{pullin}^2}{4\omega_0 Q V_s^2} \quad (3.11)$$

Avec V_{pullin} la tension d'activation et V_s la tension appliquée réellement.

En considérant la tension appliquée égale à V_{pullin} , le temps d'activation est estimé entre 177 μ s et 530 μ s, ce qui est assez long et ne permet pas une fréquence de variation au-delà de 2 KHz. Si $V_s = 30$ V, alors le temps d'activation se situe entre 106 μ s et 318 μ s.

Pour information, avec un coefficient de qualité de 0,1785 (hauteur de 1.5 μ m) et une tension d'activation égale à $1,5V_p$, le temps d'activation est compris entre 85 μ s et 257 μ s. Les performances limitées trouvent donc essentiellement leur cause dans les limitations technologiques supposées.

3.4.3 Électromagnétique

Isolation

L'isolation est définie en prenant en compte les capacités des surfaces de recouvrement poutre-ligne (C_r) lorsque l'interrupteur est à l'état haut et la capacité parasite due au substrat (C_p). La capacité intrinsèque résultante est $C_i = C_r + C_p$, représentée sur la Figure 33. La réduction de la zone de contact est bénéfique, car elle confère une capacité de recouvrement plus faible.

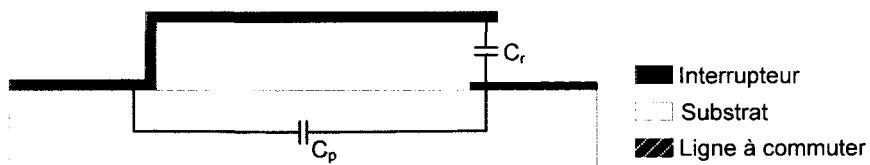


Figure 33 Modèle des capacités parasites de l'interrupteur

La Figure 34 est le modèle utilisé sous Momentum.

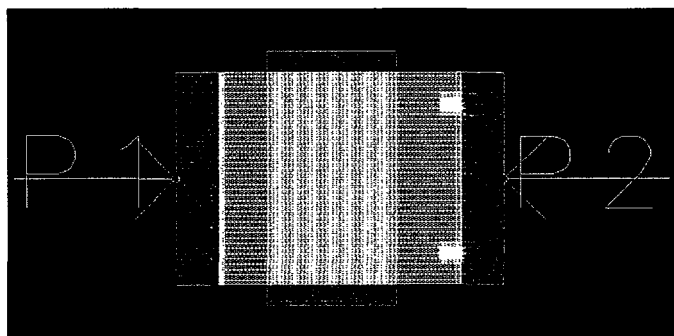


Figure 34 Interrupteur modélisé sous ADS-Momentum

Les résultats de simulation sont consignés dans la Figure 35.

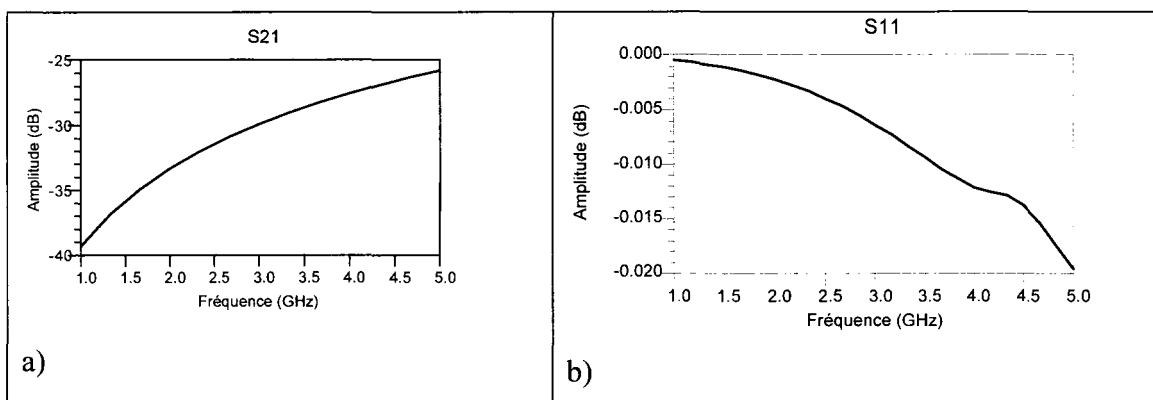


Figure 35 Résultats des simulations sous Momentum, a) Puissance transmise et b) Puissance réfléchie

L'isolation est de 33dB@2GHz et la réflexion est presque totale à 0,0025dB@2GHz.

Résistance des contacts, pertes d'insertion

Il n'existe pas de modèle pour calculer la résistance des contacts. Cependant, d'après la littérature (Pothier, 2005), la résistance par contact est d'environ 0,5 Ω et les pertes d'insertion sont de 0,07dB@2GHz avec un interrupteur à 2 doigts de contacts de 10 μm x 10 μm .

3.5 Simulations

3.5.1 Les méthodes de conception : comparaison Ansys / Coventor

Au cours de cette maîtrise les logiciels Ansys et Coventor ont été évalués, utilisant tous les deux des modèles à éléments finis.

Le premier à avoir été testé est Ansys, originellement un logiciel de mécanique. Complexe pour un novice, il est toutefois réputé pour sa fiabilité dans son domaine historique. Or, dans le cas de la modélisation d'un MEMS la mécanique est très importante mais les forces appliquées l'étant relativement à une tension, l'idéal est de pouvoir effectuer une modélisation combinée afin d'effectuer des simulations couplées électromécaniques, où la force induite par un champ électrique est prise en compte. Ansys dispose de telles possibilités, même si elles ne sont pas souples d'utilisation.

Coventor est le second logiciel à avoir été évalué. Entièrement dédié à la conception des MEMS, il est conçu pour réaliser aisément des simulations couplées. La méthode de modélisation de la pièce prend en compte le processus de fabrication en détail avec chaque étape, les défauts inhérents à une machine précise pouvant même être paramétrés.

Les deux méthodes de conception sont schématisées en annexes 2 et 3. L'évaluation d'Ansys ayant été réalisée avec une autre structure que l'interrupteur qui nous intéresse, l'ensemble des résultats de simulations qui suivent sont issus de Coventor.

3.5.2 Modélisation et résultats sous Coventor

Avec doigts de contact

L'interrupteur est entièrement modélisé avec le logiciel Coventor, le but étant de tirer un maximum d'informations pour vérifier les prédictions théoriques et aussi d'apporter de nouveaux éléments, comme la force de contact. Pour ce faire, s'agissant d'une modélisation à éléments finis, il faut s'assurer du bon choix de maillage. Ce choix est réalisé par essais/erreurs, le but étant de trouver un bon compromis entre précision et temps de simulation.

La Figure 36 présente la topographie utilisée qui, associée au processus de fabrication de la Figure 37, a permis au logiciel de générer la structure 3 dimensions de la Figure 38 dont le maillage a été choisi tel qu'illustré sur la Figure 39.

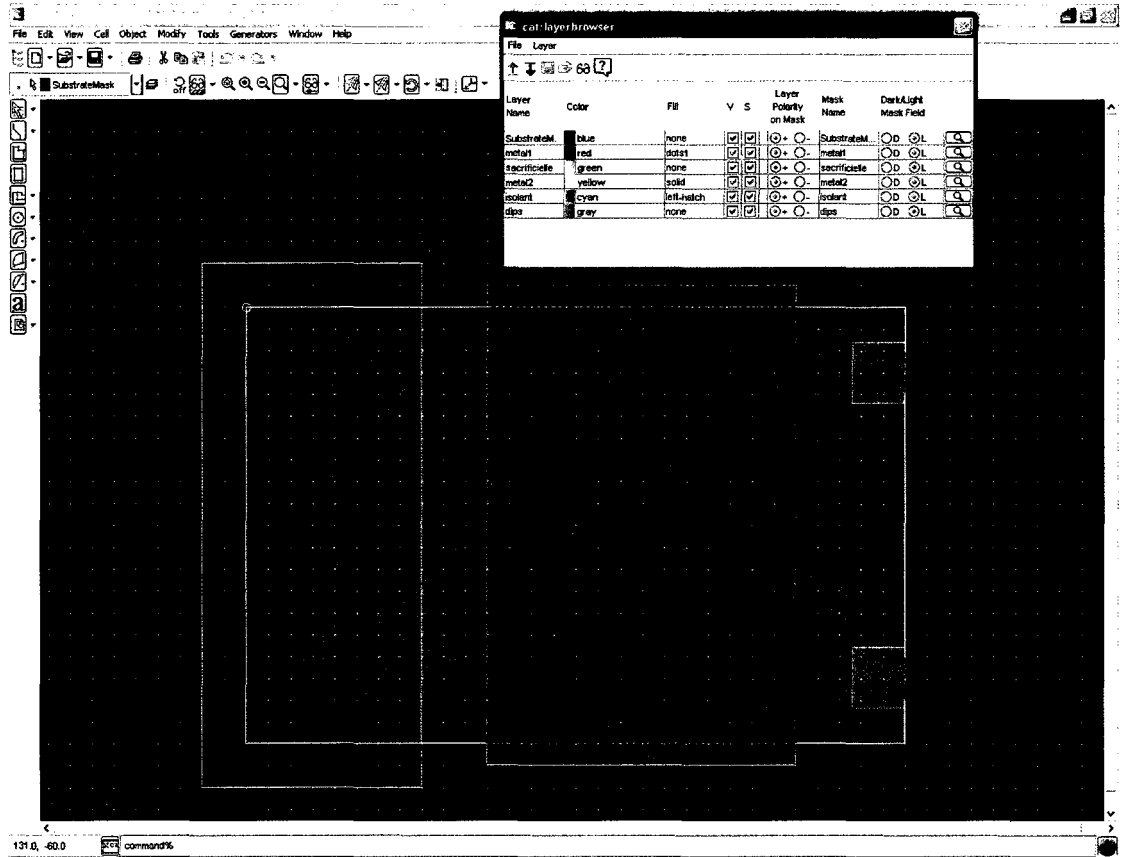


Figure 36 Dessin de l'interrupteur sous Coventor

Process Editor - [C:/Coventor_projets/Work/interrupteur_ohmique_final/Devices/McGill_dips1.proc]

File Edit View Tools Windows Help

Number	Step Name	Action	Layer Name	Material Name	Thickness	Mask Name	Photoresist
0	Substrate	Substrate	Substrate	SILICON	50	SubstrateMask	
1	Sputtering	Conformal Shell	metal1	SILVER	1		
2	Straight Cut	Straight Cut				metal1	+
3	Sputtering	Conformal Shell	Dips	SILVER	0.2		
4	Straight Cut	Straight Cut				dips	+
5	Conformal Shell	Conformal Shell	isolant	Si3N4	0.2		
6	Straight Cut	Straight Cut				isolant	+
7	Planar Fill	Planar Fill	Layer2	BPSG	0.7		
8	Straight Cut	Straight Cut				sacrificielle	-
9	Conformal Shell	Conformal Shell	metal2	SILVER	2		
10	Straight Cut	Straight Cut				metal2	+
11	Delete	Delete		BPSG			

Step Name: Sputtering
 Action: Conformal Shell
 Layer Name: metal1
 Material: SILVER
 Front Side
 Back Side
 Thickness: 1
 Distribution: Scalar
 Nominal Value: 1
 Display Color: Dark blue
 Surface Conformality Factor (SCF): 1
 Comments: The substrate is placed in a vacuum chamber with a target of the material to be deposited. A plasma is generated in a passive source gas (ie. Argon) in the chamber, and the ion bombardment is directed towards the target, causing material to be sputtered off

Process Library

- Modeling Actions
 - Conformal Shell
 - Delete
 - Planar Fill
 - Stack Material
 - Straight Cut
- User-Defined Steps
 - Anisotropic Wet Etch - B
 - Anisotropic Wet Etch -
 - Generic Wet Etch
 - Generic Dry Etch
 - Deep Reactive Ion Etc
 - Release Dry Etch
 - Release Wet Etch
 - Stripping
 - Thermal Oxidation
 - Generic PECVD
 - Sputtering
 - Evaporation
 - LPCVD
 - Spin Casting
 - Silicon-On-Insulator (SC
 - Ion Implantation Surfac
 - Electroplating
 - LIGA
 - Lift-Off
 - Anodic Glass Wafer Bc
 - Silicon Fusion Wafer B

Figure 37 Processus de fabrication utilisé

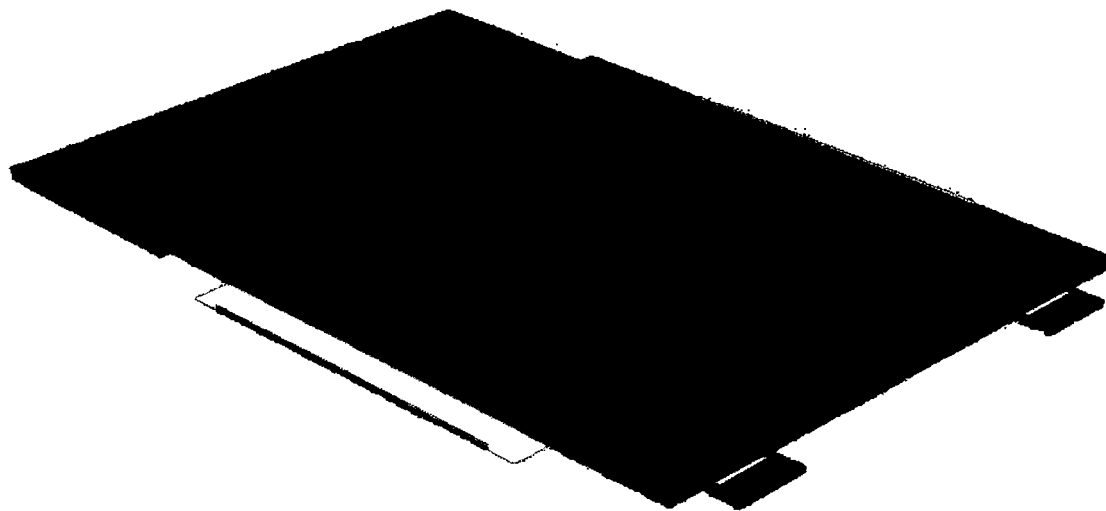


Figure 38 Interrupteur modélisé en 3 dimensions, maillage non effectué

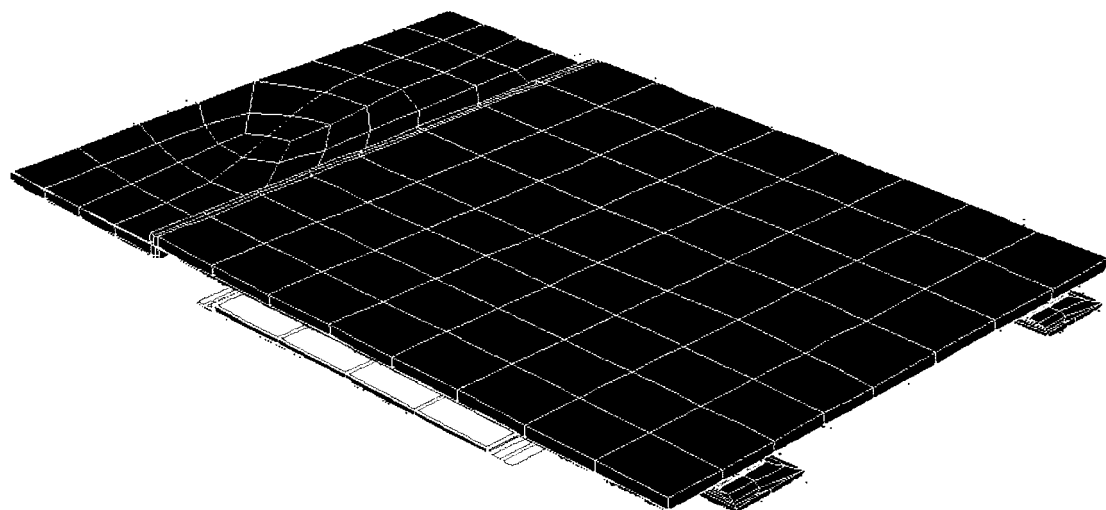


Figure 39 Interrupteur modélisé en 3 dimensions, maillage effectué

Grâce aux différents modules du simulateur l'interrupteur modélisé peut subir plusieurs analyses dont les résultats sont :

- Tension d'activation : $20,9 \text{ V} < V_{\text{pullin}} < 21,2 \text{ V}$
 - Fréquence de résonance : 77 KHz
 - Simulation couplée permettant d'augmenter par pas la tension appliquée au-delà de la tension d'activation puis de la redescendre par pas pour croiser le point de relâchement.
- La Figure 40 présente l'allure de la courbe.

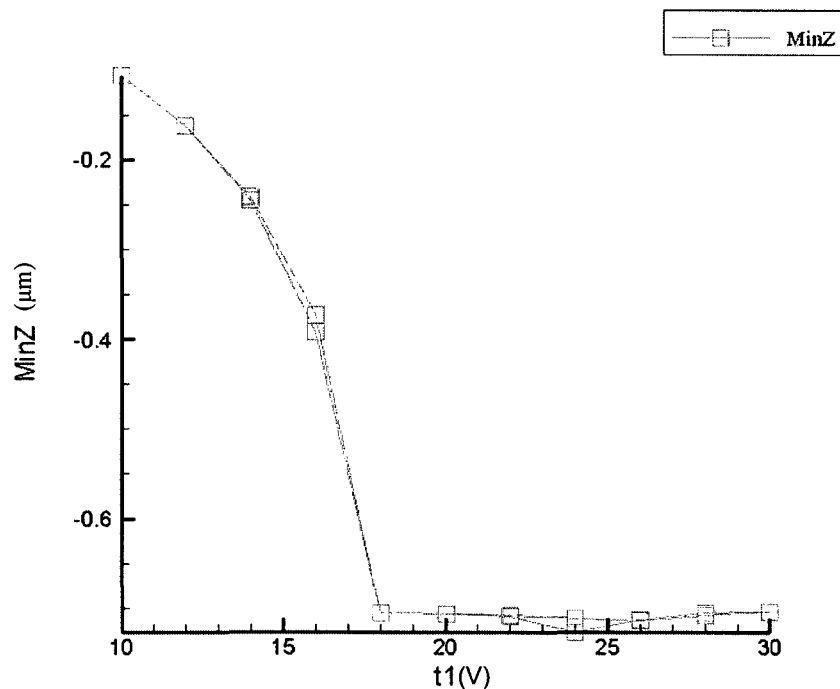


Figure 40 Évolution du déplacement maximal de la poutre en fonction de la tension d'activation appliquée à l'électrode : 10 V à 30 V, puis 30 V à 10 V

Cette courbe représente la valeur maximale de la déflexion de la poutre, c'est-à-dire la valeur du déplacement en hauteur Z du bout de la poutre. C'est pour cette raison que la valeur minimale est atteinte aux alentours de 17-18 V et non pas 21 V comme prévu. La raison est que le bout de la poutre atteint sa valeur minimale avant le centre. Or, le calcul

de la tension d'activation se fait par rapport à son centre. Cette courbe nous apprend que le contact a lieu dès 17 V et qu'il est perdu lorsque l'on repasse en dessous de 17 V.

L'évolution des forces de contact sur les deux doigts de contact est représentée sur la Figure 41.

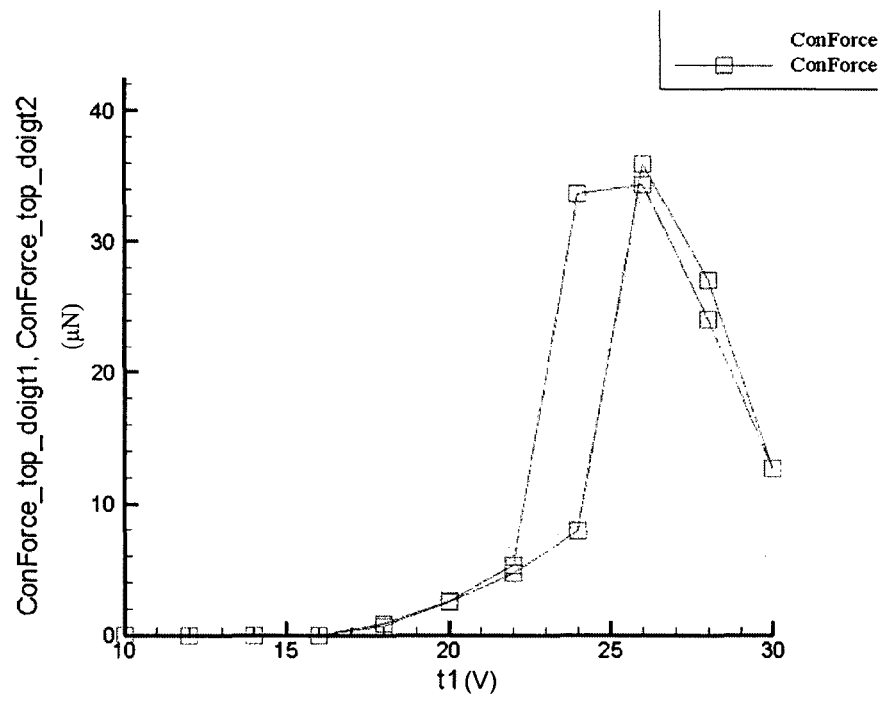


Figure 41 Évolution des forces de contact appliquées sur les doigts de contact en fonction de la tension d'activation appliquée à l'électrode : 10 V à 30 V, puis 30 V à 10 V

La force de contact maximale atteinte est de $42,6\mu\text{N}@24\text{V}$. Pour optimiser les performances ce sera donc la tension d'activation à utiliser.

À l'aide d'un autre modèle sans contact, la tension de maintien se situe entre 13 V et 14 V. Dans le cas présent, il importe plus de conserver le contact avec la meilleure qualité possible donc de maintenir la tension optimale, soit 24 V.

La Figure 42 est une image de l'interrupteur déformé, avec une tension appliquée de 24 V.

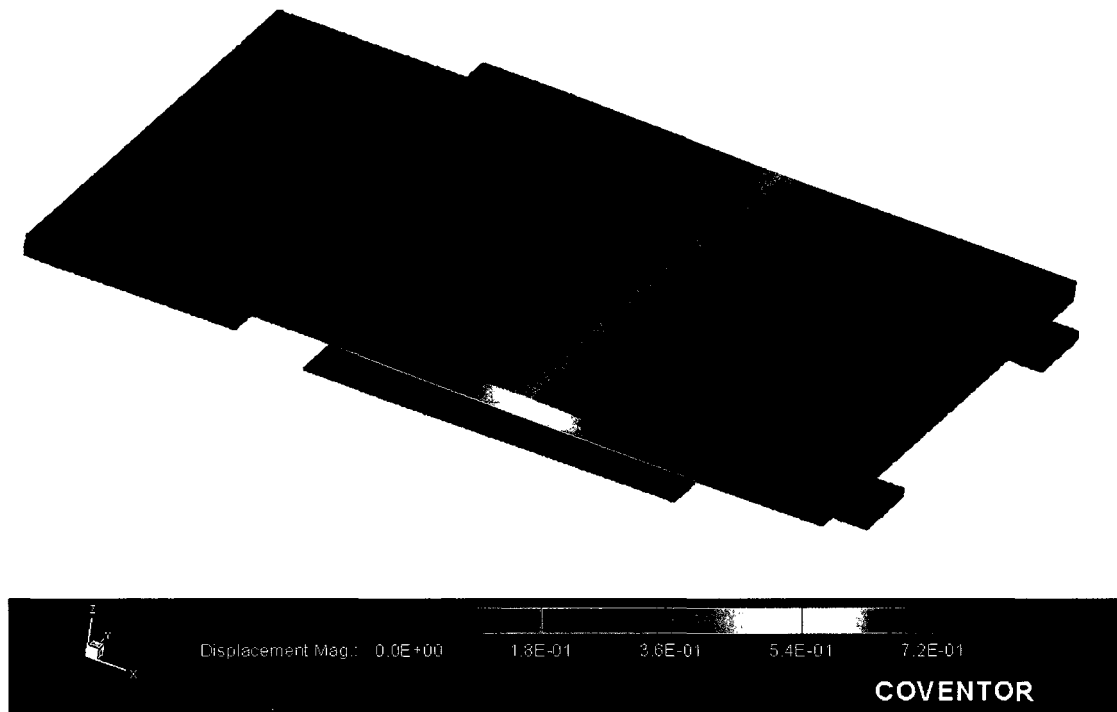


Figure 42 Interrupteur déformé sous l'application d'une tension de 24V

Sans doigts de contact

Pour confirmer le principe et l'intérêt des doigts de contact, un modèle sans doigts de contact a été réalisé, voir les résultats Figure 43 et Figure 44.

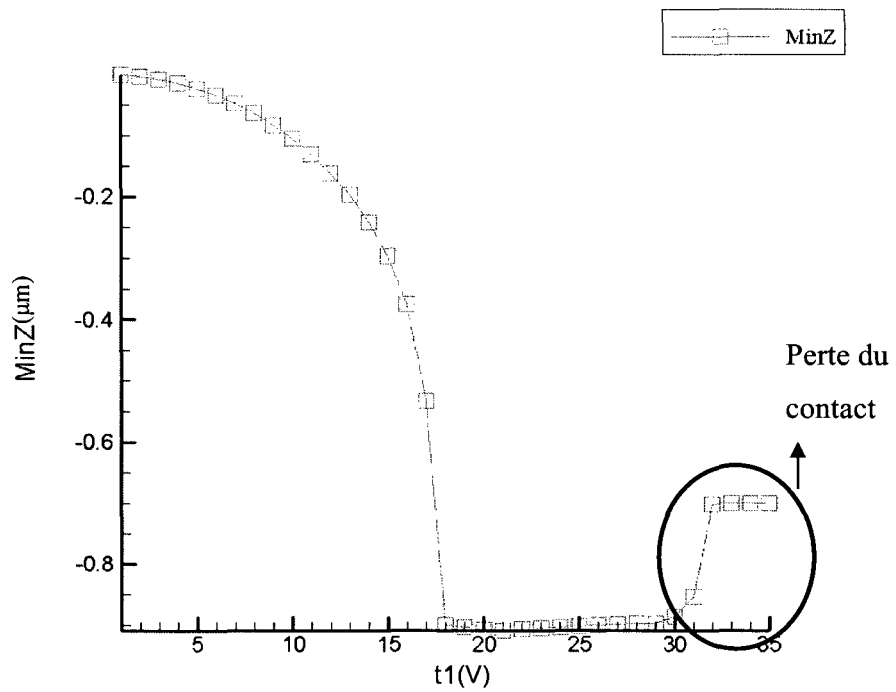


Figure 43 Évolution du déplacement maximal de la poutre en fonction de la tension d'activation : 0 V à 35 V

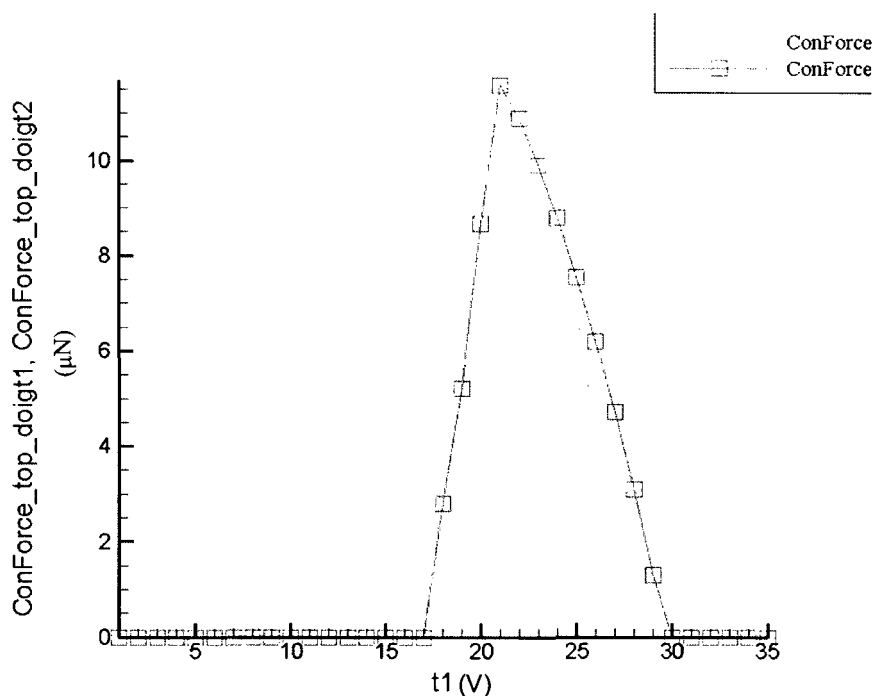


Figure 44 Évolution des forces de contact appliquées sur les pads de contact en fonction de la tension d'activation : 0 V à 35 V

Les pads de contact sont à la même hauteur que l'électrode d'activation. Ces courbes mettent en évidence la perte du contact au delà 30 V, ainsi que la faible valeur de cette force pour les tensions inférieures. D'à peine 11,6μN@21V, elle est trois fois inférieure au modèle avec doigts.

3.6 Prédictions

Ces résultats permettent d'établir dans le Tableau IV un bilan prédictif des caractéristiques de l'interrupteur.

Tableau IV

Comparaison entre théorie et simulation pour la caractérisation de l'interrupteur

	Théorie	Simulation
Tension d'activation	23,37 V	$20,94 \text{ V} < V_{pullin} < 21,25 \text{ V}$
Tension de maintien	13,52 V	$13 \text{ V} < V_{hold_down} < 14 \text{ V}$
Constante de ressort	10,97 N/m	-
Fréquence de résonance	52,55 KHz	77 KHz
Temps d'activation	$177 \mu\text{s} < t < 530 \mu\text{s}$	$120 \mu\text{s} < t < 361 \mu\text{s}$
Coefficient de qualité	0,0386	-
Force de contact	-	42,6 μ N@24V
Isolation	-	33dB@2GHz

Les tensions d'activation trouvées en théorie et en simulation sont assez proches, ce qui est encourageant pour la validité des modèles utilisés. L'objectif de rester en dessous de 30 V est atteint.

La tension de maintien de 13 V permet de s'assurer que l'interrupteur est capable de se relever lorsque la tension passe en dessous de cette valeur. Toutefois l'essentiel n'est pas seulement de conserver le contact, mais aussi de s'assurer qu'il soit établi avec la plus grande force possible : la tension optimale le garantissant est de 24 V.

La différence des fréquences de résonance s'explique par le fait que l'électrode d'activation est très proche du bout de la poutre. Par conséquent la masse effective s'en trouve réduite, entraînant ainsi une fréquence de résonance plus élevée et donc la possibilité d'une utilisation plus intense. Cette fréquence permet de changer l'état de l'interrupteur au plus vite toutes les 13 ms.

Le temps de commutation ne peut être simulé, le résultat se trouvant dans la colonne simulation est un calcul utilisant la fréquence de résonance simulée. Il en résulte une amélioration de 20 %, le temps de commutation étant évalué entre 100 et 300 μs .

Le coefficient de qualité atteste d'un système sur amorti comme expliqué en section 3.4.1.

La force de contact atteinte est de 43 μN par carré de 10 μm x 10 μm , ce qui est inférieur aux 200 μN espérés, sans être critique.

L'isolation simulée de 33 dB est satisfaisante.

Toutes ces analyses ont été faites à partir du modèle de microcommutateur « plein », tel qu'illustré sur les figures précédentes. Lors de la conception des masques, il a toutefois été décliné en plusieurs variantes, certaines ayant pour but de faciliter le retrait de la couche sacrificielle en plaçant des ouvertures au sein de l'interrupteur, d'autres afin d'augmenter le rapport force de contact par tension appliquée. Ces différentes variantes sont expliquées au chapitre 5.

3.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre les décisions sont prises quant au type de microcommutateur : série à contact métal-métal avec une structure à poutre cantilever. Une description détaillée de la caractérisation mécanique participe au dimensionnement ayant comme objectif de limiter la tension d'activation à un niveau raisonnable (< 30 V) et de s'assurer de la suffisante rigidité de la structure pour lui permette de revenir dans sa position initiale après une activation. Une fois ce dimensionnement effectué et le modèle final de l'interrupteur fixé, une analyse théorique de son comportement mécanique et une estimation de son comportement électromagnétique sont faites. Ces analyses sont complétées par une modélisation en 3 dimensions et une série de simulations réalisées à

partir du modèle en éléments finis grâce au logiciel dédié Coventor. Théorie et simulations donnent des résultats convergents encourageants quant à leur validité.

Le modèle final est un interrupteur ayant pour dimension $100\ \mu\text{m} \times 120\ \mu\text{m}$, une tension d'activation aux alentours de 20 à 24 V, une fréquence de résonance entre 52,5 KHz et 77 KHz, une constante de ressort de 11 N/m suffisante pour le relèvement, une force de contact de l'ordre de $40\ \mu\text{N}$ et une isolation de 33dB@2GHz.

Il ressort de cette analyse que la force de contact, ainsi que la constante de ressort peuvent être améliorées en élargissant l'interrupteur, sans changer le nombre de contacts. Cette solution directe n'est pas retenue pour le modèle de microcommutateur implémenté sur les filtres, mais est dessinée et fait partie des essais d'interrupteurs seuls. La décision de ne pas le prendre comme modèle implémenté est due à une intuition quant à sa robustesse, au fait qu'un élargissement disproportionné pourrait le rendre plus fragile. Cette intuition dépassant le domaine de compétence du génie électrique, elle n'est pas approfondie.

À présent que l'interrupteur est bien défini, le chapitre 4 est consacré au filtre accordable lui-même.

CHAPITRE 4

LE FILTRE

Comme expliqué au chapitre 2, le filtre est basé sur un résonateur demi longueur d'onde en technologie microruban sur un substrat de Silicium. Ce chapitre s'intéresse d'abord à l'architecture du filtre, son dimensionnement est réalisé grâce au logiciel ADS (Advanced Design System). Le filtre est en premier lieu étudié dans ses configurations fixes, avant de l'être dans celle reconfigurable. Une analyse de l'influence des interrupteurs et des circuits de polarisation suit.

4.1 Remarques générales, architecture du filtre

Avant de commencer, il est utile de se remémorer les objectifs établis au chapitre 2, Tableau III, soit obtenir un filtre accordable couvrant la bande 1,35 - 2,70 GHz, ayant une bande passante la plus proche possible de 20 MHz, des pertes d'insertion comprises entre 4 et 8 dB et une taille totale aux alentours de 2 cm maximum.

Afin de mieux comprendre les enjeux du dessin du filtre, il est nécessaire de fixer le substrat et les matériaux qui sont utilisés et de connaître toutes leurs caractéristiques.

Le filtre est fabriqué sur une gaufre de Silicium de 525 μm d'épaisseur ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 11,7$ et une résistivité garantie d'au moins 10 000 $\Omega\cdot\text{cm}$, comme indiqué sur la Figure 45. Le métal (l'Argent, conductivité = $6,137 \cdot 10^7$ S/m) est déposé directement sur le Silicium. Toutes les caractéristiques comportementales sont valides pour une fréquence de référence de 2 GHz.

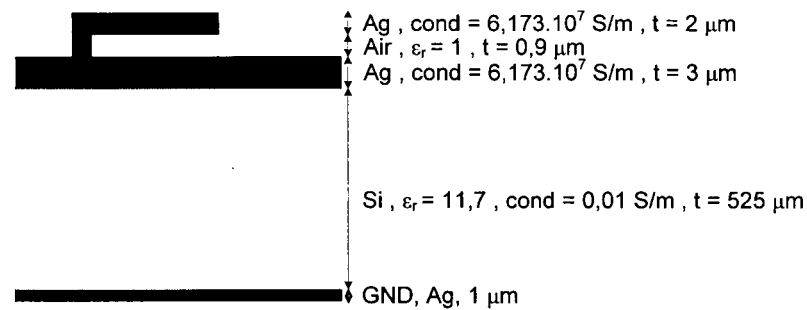


Figure 45 Disposition des couches utilisées et leurs caractéristiques

Avec ces données l'effet de peau est de $1,4 \mu\text{m}$. Il est donc nécessaire d'avoir une épaisseur de métal d'au moins $3 \mu\text{m}$ pour éviter les pertes dues à ce phénomène. Et, alors que la longueur d'onde dans le vide est de 15 cm , la longueur d'onde effective (λ_{eff}) prenant en compte le diélectrique est seulement de $5,4 \text{ cm}$ ($54\,246 \mu\text{m}$). Un résonateur demi longueur d'onde aurait donc une longueur de $2,6 \text{ cm}$ (Figure 46) or, l'objectif est de ne pas dépasser 2 cm d'envergure.

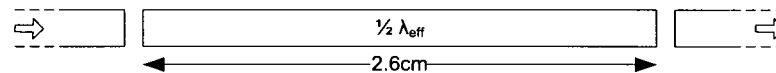


Figure 46 Résonateur demi longueur d'onde

C'est pourquoi deux moyens de réduire cette taille sont présentés à la Figure 47 : charger le résonateur à ses extrémités *via* des capacités plaques utilisant le Silicium comme diélectrique et préférer un couplage parallèle à un couplage aux extrémités. Les capacités C_f sont identiques et ont pour but unique la réduction de la taille du filtre, alors que les capacités C_1 et C_2 sont différentes, autorisant ainsi quatre états différents déterminés par les combinaisons d'activation des interrupteurs a et b.

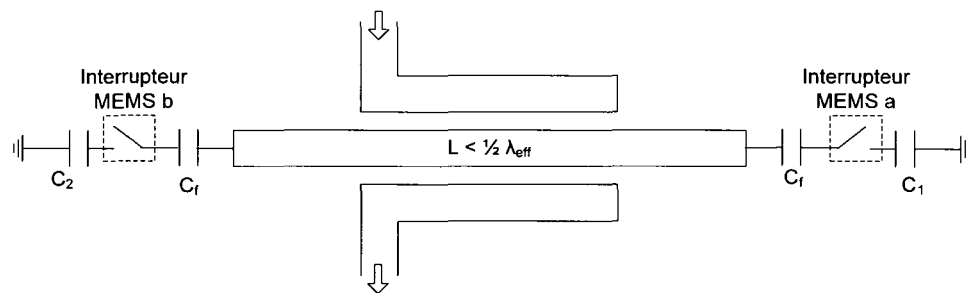


Figure 47 Filtre à résonateur demi longueur d'onde avec charges fixes et accordage capacitif, 4 états possibles

Ces modifications permettent de réduire la taille du résonateur mais risquent d'en dégrader la qualité. Il y a donc un compromis à faire entre taille et qualité lors du dimensionnement. Dans ce cas précis quatre états sont possibles mais si les résultats de cet essai sont concluants, alors une version avec une multitude de capacités commutables de faibles valeurs pour un affinage des fréquences centrales atteignables peut être envisagée.

4.2 Dimensionnement et simulations réalisés avec ADS/Momentum

Le filtre est réalisé par itérations conjointes entre les simulations en schématique avec ADS, les calculs issus de la théorie et les simulations ondes complètes en éléments finis avec ADS-Momentum. Il est d'abord étudié dans sa configuration fixe avec un ajout idéal de charges capacitives figées, puis commutées. Ensuite deux versions reconfigurables prenant en compte les interrupteurs suivant des dispositions différentes sont modélisées afin de choisir la meilleure.

4.2.1 Filtre simple

Le modèle schématique utilisé sous ADS comme brique de départ du filtre est un résonateur avec entrée/sortie par le biais de lignes couplées. Cette méthode d'entrée/sortie est utilisée pour faciliter l'ajout et la manipulation des capacités variables mais aussi en prévision de l'addition d'un second résonateur en parallèle. Le filtre est de cette façon plus compact que si les deux résonateurs sont couplés par leurs extrémités. La Figure 48 est un schéma ADS du modèle utilisé en première approximation :

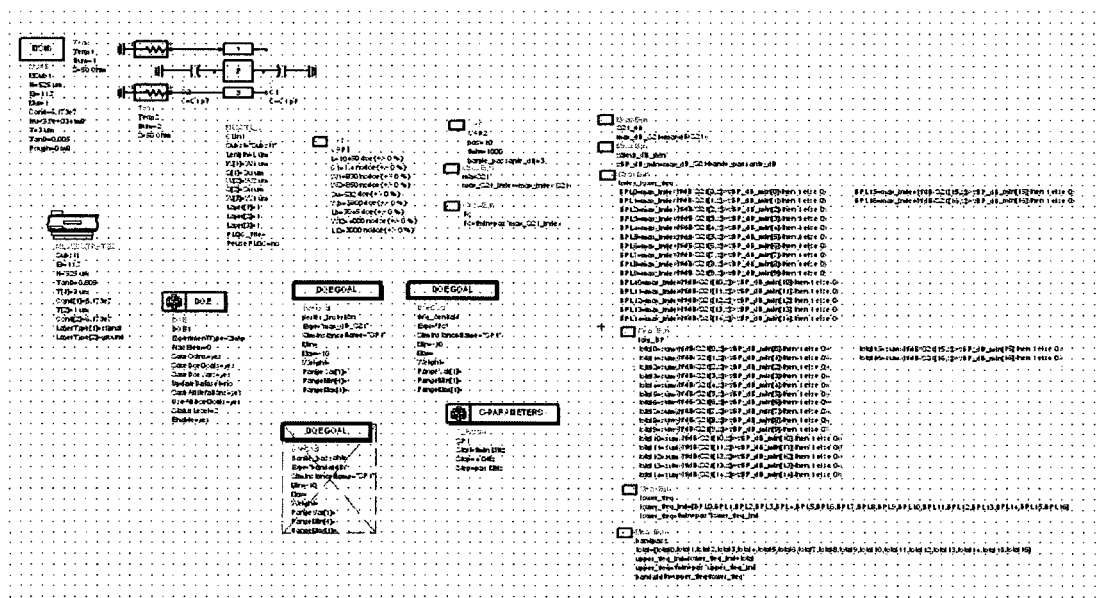


Figure 48 Modèle schématique ADS utilisé

Après une analyse DOE (Design Of Experiments) destinée à optimiser les dimensions du filtre, les capacités parfaites utilisées dans le modèle schématique sont remplacées par des capacités plaques tel que sur la Figure 49.

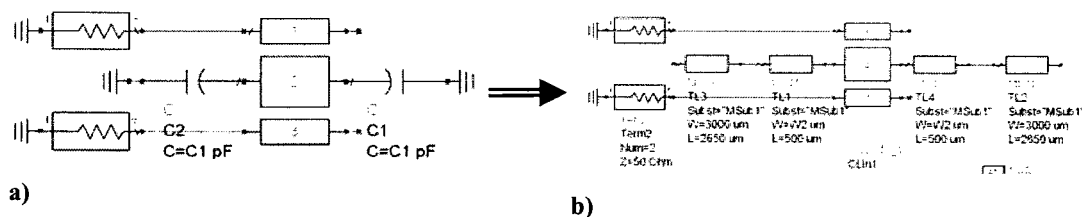


Figure 49 Amélioration du a) modèle de départ avec des capacités parfaites pour b) un modèle amélioré avec des capacités plaques

L'aire de la capacité est calculée suivant $C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{t}$ en utilisant le Silicium comme diélectrique. Après ajustement de cette taille prenant ainsi en considération les effets de bords les résultats obtenus sont consignés sur la Figure 50.

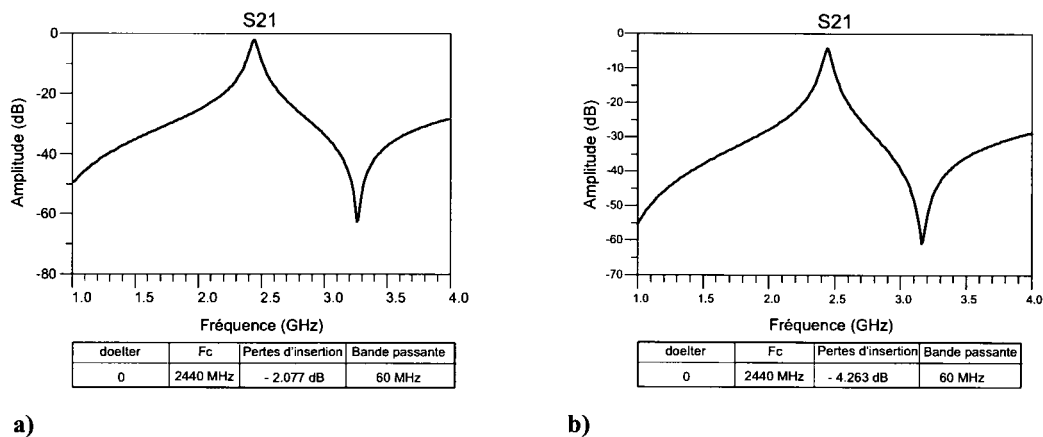


Figure 50 Comparaison des résultats obtenus avec a) le modèle idéal avec capacités parfaites et b) le modèle amélioré avec capacités plaques

À fréquence centrale et bande passante identique, la dégradation des pertes d'insertion est considérable, passant de 2,1 dB à 4,3 dB.

Un essai est effectué en changeant la forme des capacités plaques, jusque là rectangulaires, en trapèze afin d'améliorer la propagation du signal. L'aire restant identique, les résultats sont présentés à la Figure 51.

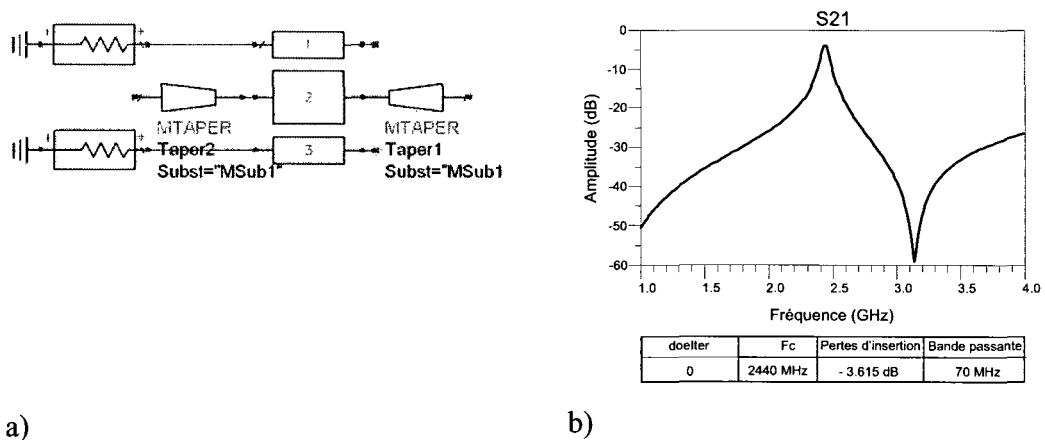


Figure 51 a) Modèle avec capacités en forme de trapèze et b) résultats obtenus

À fréquences centrales identiques une différence de pertes d'insertion est observée, mais aussi de bande passante. Les pertes diminuent, certes, mais la bande passante augmente. Toutefois la précision de sa valeur n'est que de 10 MHz. C'est pourquoi, afin de vérifier ces résultats, les topologies sont générées et des simulations à ondes complètes effectuées à l'aide de Momentum. Les résultats sont consignés sur la Figure 52.

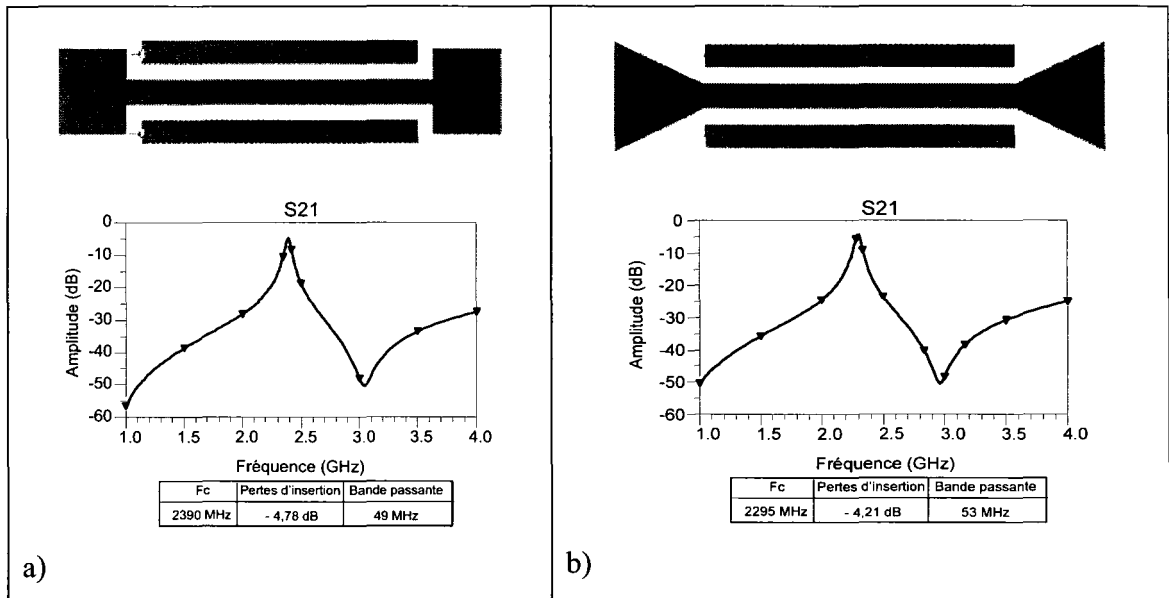


Figure 52 Comparaison des topologies à partir des simulations Momentum dans le cas de a) capacités plaques rectangulaires et b) capacités plaques en forme de trapèze

Cette fois les bandes passantes sont très proches et, alors que la fréquence est plus basse dans le cas de capacités en trapèzes, les pertes sont également plus faibles de 0,6 dB. Il y a donc un réel gain à utiliser ce type de structure. Ce résonateur devient la base sur laquelle des capacités commutées sont ajoutées de chaque côté. La Figure 53 présente les quatre états fixes créés afin de déterminer la taille des capacités plaques supplémentaires destinées à atteindre des fréquences centrales différentes.

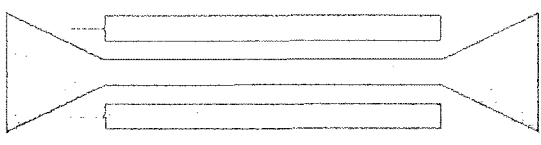
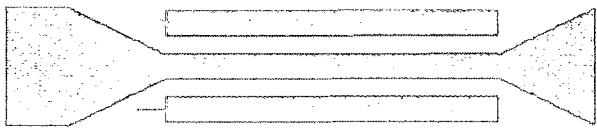
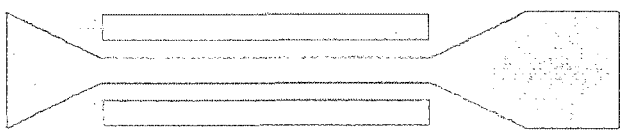
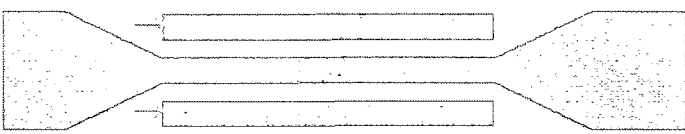
<p>État 0</p> 	<p>$F_c = 2,295 \text{ GHz}$ Pertes d'insertion = 4,21 dB Bande passante = 53 MHz</p>
<p>État 1</p> 	<p>$F_c = 1,977 \text{ GHz}$ Pertes d'insertion = 6,61 dB Bande passante = 35 MHz</p>
<p>État 2</p> 	<p>$F_c = 1,880 \text{ GHz}$ Pertes d'insertion = 5,85 dB Bande passante = 39 MHz</p>
<p>État 3</p> 	<p>$F_c = 1,597 \text{ GHz}$ Pertes d'insertion = 9,04 dB Bande passante = 31 MHz</p>

Figure 53 Topologies des quatre résonateurs fixes et leurs performances

Le résultat est un filtre allant de 1,597 à 2,295 GHz, avec une bande passante variant de 31 à 53 MHz, soit de 1,9 à 2,3 % de la valeur de la fréquence centrale. La bande passante relative est assez stable. En revanche, une dégradation notable des pertes d'insertion se produit au fur et à mesure de l'augmentation de la charge mise en jeu, on passe de 4,21dB@2,295GHz à 9,07dB@1,597GHz. Cette dégradation est la conséquence de la limitation de taille imposée de 2 cm d'envergure.

4.2.2 Filtre accordable

Les microcommutateurs sont implantés selon deux configurations différentes. En effet, il y a une disproportion entre la taille du filtre et la taille d'un interrupteur seul. Afin d'avoir une bonne propagation du signal, il est donc nécessaire d'avoir plusieurs interrupteurs pour une commutation. Alors qu'un microcommutateur mesure 100 μm de large, la largeur de la capacité à commuter est de 3800 μm . La première configuration utilise cinq interrupteurs espacés de 530 μm (soit $1/10^{\text{ème}} \lambda_{\text{eff}}$), la seconde onze espacés de 215 μm (soit $1/20^{\text{ème}} \lambda_{\text{eff}}$). Chaque configuration est testée dans les quatre états possibles définis dans le Tableau V.

Tableau V

Les différents états du filtre accordable

États	
0	Aucune capacité activée
1	Capacité 1 activée
2	Capacité 2 activée
3	Capacités 1&2 activées

Ainsi le filtre accordable est tel que sur la Figure 54.

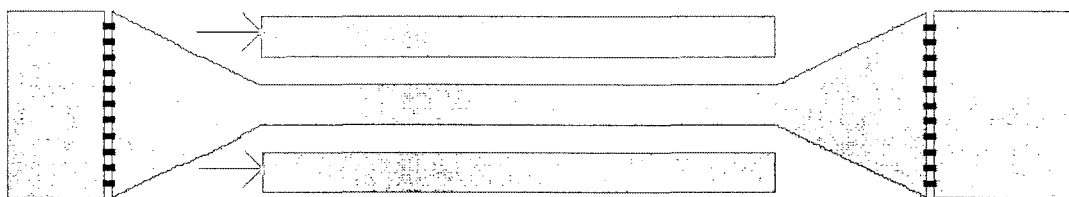


Figure 54 Le filtre accordable avec 11 interrupteurs par commutation

Le filtre représenté a une envergure de $21\,700\ \mu\text{m}$ et une largeur de $3\,800\ \mu\text{m}$. L'objectif de rester aux alentours de 2 cm est donc atteint.

La Figure 55 représente les deux configurations de commutation avec 5 et 11 interrupteurs.

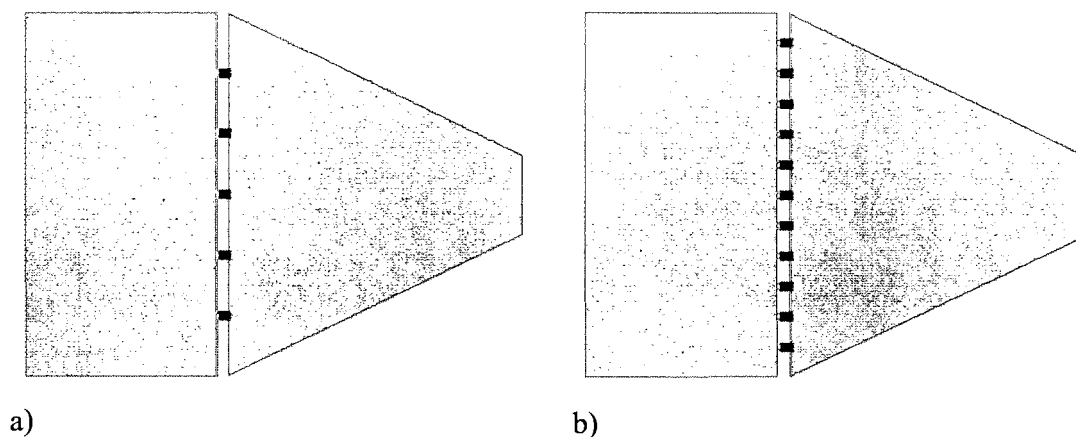


Figure 55 Deux configurations de commutation possibles : a) version 1 avec 5 interrupteurs et b) version 2 avec 11 interrupteurs

Dans cette partie les circuits de polarisation sont mis de côté afin d'évaluer seulement le placement des interrupteurs. Leur état ouvert est modélisé par le vide d'air laissé entre la capacité et eux. En revanche leur état fermé est matérialisé par un via, c'est-à-dire un contact parfait qui ne correspond pas à la réalité du contact fabriqué. En effet, pour la

conception du filtre, seul un jeu de masque a été réalisé comportant à la fois les premiers prototypes d'interrupteurs et les filtres les utilisant. Leurs caractéristiques n'étaient donc pas connues lors de cette modélisation simplifiée.

4.2.3 Choix avec le tableau de résultats

Les caractéristiques comparées des modèles de filtres fixes et des deux filtres accordables sont présentées dans le Tableau VI. Le but est d'évaluer l'influence de la présence des interrupteurs idéaux, et de choisir la meilleure implémentation entre les versions 1 et 2.

Le choix se porte sur la configuration à 11 interrupteurs (version 2) car, malgré les fortes variations de valeur de bande passante et de pertes d'insertion, c'est la configuration la plus homogène entre ses différents états. Cette limitation des pertes est sans doute due au plus grand nombre de points de contact.

De plus, le filtre à réaliser étant un prototype, plus le nombre d'interrupteurs est grand, moins le risque de défaillance est critique.

Tableau VI

Comparaison des performances entre des modèles de résonateurs fixes sans interrupteurs de commutation (fixe), un filtre accordable avec 5 interrupteurs par commutation (version 1) et avec 11 interrupteurs (version 2)

<i>états</i>	<i>Versions du filtre</i>	<i>Fréquence centrale (GHz)</i>	<i>Bande passante (MHz)</i>	<i>Pertes d'insertion (dB)</i>
0	Fixe	2,293	63	4,3
	version 1	2,253	45	4,72
	version 2	2,217	54	5,21
1	Fixe	1,880	39	5,85
	version 1	1,848	46	6,96
	version 2	1,841	43	6,82
2	Fixe	1,977	35	6,61
	version 1	1,947	42	7,94
	version 2	1,930	40	7,7
3	Fixe	1,597	31	9,04
	version 1	1,582	39	11
	version 2	1,584	35	10,09

4.3 Analyse

4.3.1 Influence des interrupteurs dans leur configuration idéale

Il s'agit ici de comparer les filtres fixes et leur équivalent accordable avec interrupteurs, ceci essentiellement grâce au tableau récapitulatif des résultats. Les différences de pertes d'insertion sont relativement identiques d'un état à un autre. Que les interrupteurs soient

activés ou non, leur seule présence entraîne 1 à 2 dB de pertes supplémentaires par rapport au modèle équivalent sans interrupteurs.

L'amplitude des variations de la bande passante est réduite, ce qui est positif. En effet, la bande passante évolue entre les états extrêmes (3 et 0) de 35 à 54 MHz et de 31 à 63 MHz respectivement pour les filtres accordable version 2 et fixe.

4.3.2 Influence du circuit de polarisation et des bras d'accès

Pour évaluer les pertes engendrées par le circuit de polarisation avec les pads d'activation, ils sont ajoutés au modèle de la version 2 selon les deux configurations illustrées à la Figure 56. Dans le but de minimiser ces pertes, les lignes de polarisation sont réalisées le plus finement possible pour avoir une valeur d'inductance élevée. Leur largeur est de 20 μm sur le masque, afin de s'assurer une certaine marge de sécurité. Deux modèles de polarisation sont réalisés : le premier comporte uniquement les lignes d'activation des interrupteurs, auxquelles sont ajoutées les lignes de maintien des parties fixes du filtre à une masse identique pour le second. Ce dernier a pour but d'éviter les potentiels flottants pouvant causer une auto activation des interrupteurs.

Un autre raffinement est apporté au modèle, à savoir les bras d'accès entrée/sortie ajoutés dans le but de pouvoir effectuer les mesures à l'aide d'un support de type fixture. La Figure 57 présente le modèle avec bras d'accès.

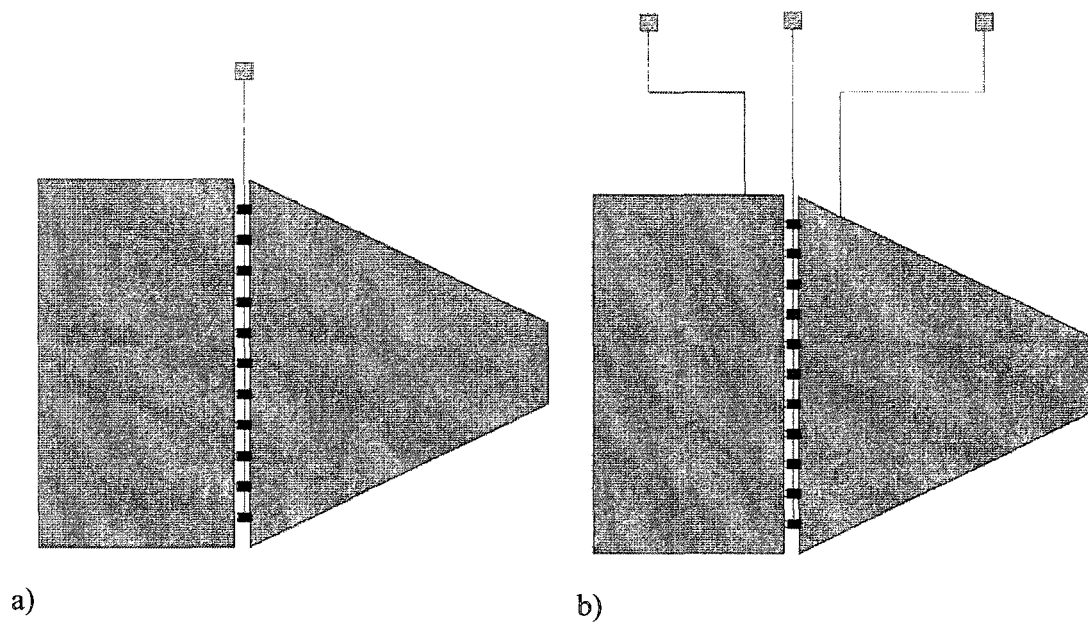


Figure 56 Modèle avec circuit de polarisation a) simple et b) multiple

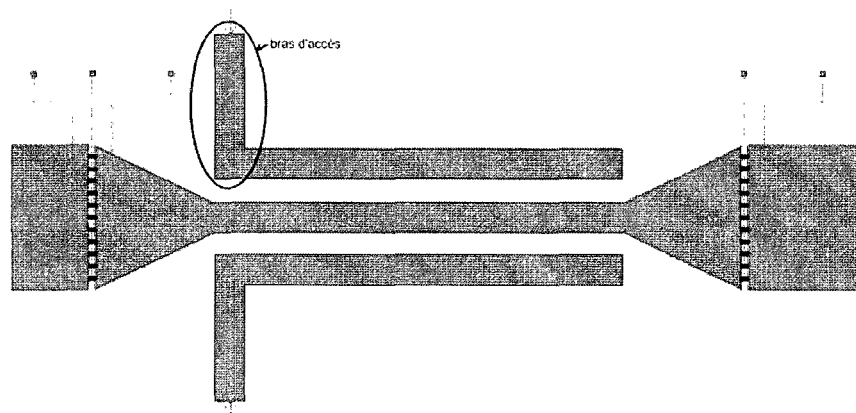


Figure 57 Modèle avec bras d'accès et circuit de polarisation multiple

Afin d'effectuer une analyse croisée, plusieurs modèles sont simulés sous ADS et comparés dans le Tableau VII :

- modèle a : polarisation simple, sans bras d'accès,
- modèle b : polarisation multiple, sans bras d'accès,
- modèle c : pas de polarisation, avec bras d'accès,
- modèle d : polarisation simple, avec bras d'accès,
- modèle e : polarisation multiple, avec bras d'accès,

Chaque modèle est simulé à l'état 0 et l'état 3 afin de déterminer si la variation d'un paramètre a plus d'influence selon que les interrupteurs sont activés ou non. Le but est de comparer les versions a et d, puis b et e pour déterminer l'influence des bras d'accès, puis c, d, et e pour déterminer l'influence des différents circuits de polarisation.

L'apparition de bras d'accès entraîne des pertes supérieures aux modèles sans bras, de l'ordre de 0,6 dB pour l'état 0 et 1,5 dB pour l'état 3. Leur influence est donc loin d'être négligeable à ce niveau, en revanche la fréquence centrale reste inchangée. La bande passante subit un rétrécissement de 8 à 17 MHz à l'état 0 et reste inchangée à l'état 3.

La conclusion concernant l'influence des circuits de polarisation peut se résumer ainsi : plus les lignes de polarisation sont nombreuses, plus les pertes augmentent, plus la fréquence centrale diminue et la bande passante rétrécit légèrement. Même si la polarisation simple indispensable pour l'activation des interrupteurs n'apporte qu'une dégradation de 0,3 dB, une polarisation multiple engendre 1,5 dB et un glissement vers des fréquences centrales inférieures de 100 MHz.

Tableau VII

Influence des bras d'accès et des circuits de polarisation

<i>Versions du filtre</i>	<i>Fréquence centrale (GHz)</i>	<i>Bande passante (MHz)</i>	<i>Pertes d'insertion (dB)</i>
a : polarisation simple, état 0	2,201	51	4,88
b : polarisation multiple, état 0	2,112	56	6,23
c : pas de polarisation, avec bras d'accès, état 0	2,218	45	5,21
d : polarisation simple, avec bras d'accès, état 0	2,174	43	5,47
e : polarisation multiple avec bras d'accès, état 0	2,107	39	6,94
a : polarisation simple, état 3	1,543	26	10,03
b : polarisation multiple, état 3	1,477	25	10,93
c : pas de polarisation, avec bras d'accès, état 3	1,561	24	11,44
d : polarisation simple avec bras d'accès, état 3	1,536	24	11,73
e : polarisation multiple avec bras d'accès, état 3	1,477	23	12,51

4.3.3 Le filtre final

Le filtre final est décliné en deux versions, l'une avec une polarisation simple, offrant de meilleures performances que la seconde avec polarisation multiple qui est une version de sécurité. La version à polarisation simple est la version principale.

Ses caractéristiques sont les suivantes :

Taille : 21 800 μm de long et 9 500 μm de large, la largeur étant essentiellement occupée par les bras d'accès, le filtre en lui-même ne fait que 3 800 μm .

Nombre d'interrupteurs : 22 en tout, 11 pour chaque capacité à commuter.

Les performances sont consignées dans le Tableau VIII et représentées sur les Figure 58 et Figure 59.

Tableau VIII

Performance du modèle final du filtre accordable

<i>États</i>	<i>Fréquence centrale (GHz)</i>	<i>Bande passante (MHz)</i>	<i>Bande passante relative</i>	<i>Pertes d'insertion (dB)</i>
0	2,174	43	4.0 %	5,47
1	1,753	30	1.7 %	8,64
2	1,833	36	2.0 %	9,76
3	1,536	24	1.6 %	11,73

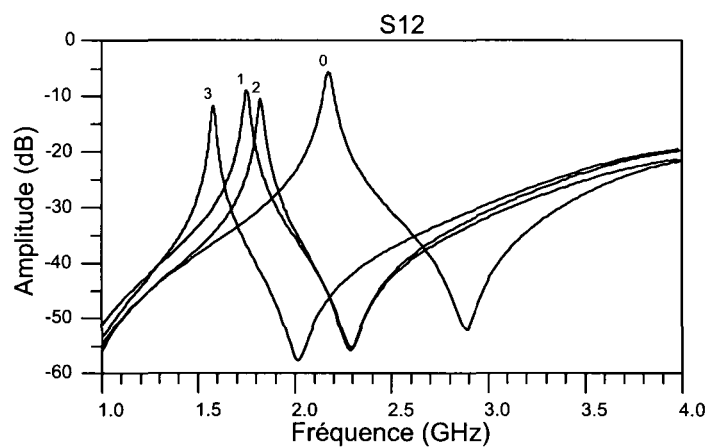


Figure 58 Transmission du signal pour les 4 états du filtre

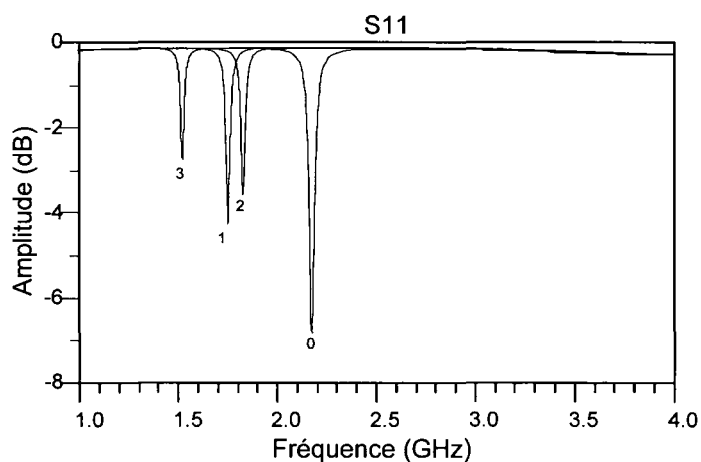


Figure 59 Réflexion du signal pour les 4 états du filtre

La bande passante simulée est assez restreinte, de l'ordre de 30 à 40 MHz, ce qui est proche de l'objectif visé, bien que ceci se fasse au détriment des pertes d'insertion qui s'élève de 5,47 à 11,73 dB. La grande variation des pertes est imputable à la présence des capacités plaques utilisées comme charge. La réflexion du signal varie de -7 à -3 dB

pour une entrée à 50Ω , il réside donc un problème d'adaptation qui peut être corrigé en travaillant sur la largeur des lignes, la longueur de la zone de couplage d'entrée, son emplacement, ainsi que sur l'écartement entre la ligne d'entrée et le filtre.

La Figure 60 est une représentation du filtre final.

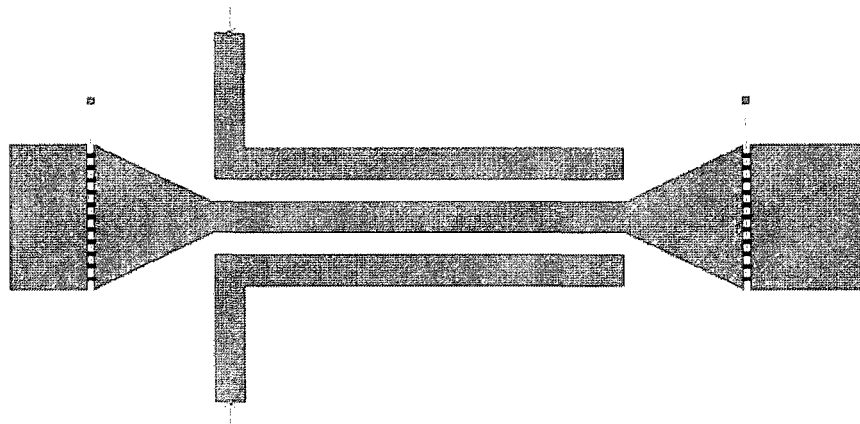


Figure 60 Modèle final du filtre accordable

4.4 Conclusion

L'utilisation du logiciel de simulation ADS est primordiale pour le dimensionnement du résonateur à demi longueur d'onde servant de point de départ au filtre accordable. La méthode du DOE a été exploitée pour trouver les paramètres et dimensions les plus influents sur les performances du filtre. Plusieurs itérations ont permis d'atteindre au plus près les objectifs fixés au chapitre 2. Le travail présenté dans ce chapitre, sans détailler toute la procédure comme par exemple l'utilisation des diagrammes de Pareto, présente la méthode progressive de conception. La démarche part du modèle idéal en schématique sous ADS, jusqu'au modèle le plus raffiné possible dessiné et simulé grâce à Momentum, comprenant les circuits de polarisation des interrupteurs ainsi que les bras d'accès indispensables pour les mesures.

Le résultat final est un filtre qui répond à l'objectif de dimension en faisant à peine 2,2 cm de longueur. Sa bande passante est étroite, de l'ordre de 20 à 40 MHz. En revanche, ses pertes d'insertion sont élevées et subissent une variation de 5,5 à 11,7 dB en fonction de l'état. Ces fortes pertes sont à relativiser car le filtre est réalisé sur un substrat de Silicium n'ayant pas d'excellentes performances RF. Elles sont aussi à mettre en perspective avec l'essentiel des travaux de recherche sur les filtres accordables utilisant les MEMS qui, pour la plupart, concernent des filtres au moins au-delà de 20 GHz pour lesquels le substrat a moins d'influence. La solution la plus directe pour résoudre cette faiblesse serait de travailler sur plusieurs supports, le Silicium pour la fabrication des interrupteurs et un support ayant de meilleures caractéristiques RF pour le filtre.

Le chapitre suivant traite de la fabrication du filtre accordable et des interrupteurs MEMS. Les deux sont réalisés en même temps, le but étant d'intégrer la fabrication du filtre et des interrupteurs dans le même processus pour éviter tout effort d'intégration subséquent.

CHAPITRE 5

FABRICATION ET MESURES

L'objectif de ce chapitre est de présenter l'ensemble des étapes nécessaires au processus de fabrication. Le point de départ est la définition des principales étapes de réalisation, leur mode d'opération, afin de connaître les différentes couches auxquelles les masques font appel. Une présentation concise du processus complet est effectuée, le détail des masques est ensuite expliqué en présentant l'intérêt de chaque élément le composant. Puis quelques exemples de problèmes rencontrés et de réalisations ayant échouées ou réussies sont présentés. Pour finir les mesures prises de filtres fixes sont présentées, en effet aucun interrupteur ne fut complété dans une version utilisable. La fabrication s'est déroulée au laboratoire de nanofabrication de l'Université McGill de Montréal (McGill Nanotools), qui ouvre ses portes aux étudiants des autres universités. Une formation préalable a donc été nécessaire afin d'apprendre à manipuler les appareils de microfabrication en salle blanche. La Figure 61 présente un exemple de manipulation.



Figure 61 Manipulation d'acide sur un établi dédié à l'utilisation de procédés humides

5.1 Le processus de fabrication

Le procédé, tel qu'illustré en annexe 1, est constitué de cinq couches de matériaux : métal 1, métal pour doigts de contact, isolant, couche sacrificielle et métal 2. Le métal utilisé est l'argent (Ag) car il est le meilleur conducteur disponible au sein du laboratoire, sa conductivité de $6,173 \cdot 10^7$ S/m est bien supérieure à celle de l'aluminium (Al, $\text{cond} = 3,816 \cdot 10^7$ S/m), ou du chrome (Cr, $\text{cond} = 3,846 \cdot 10^7$ S/m). L'isolant utilisé est le SOG. La couche sacrificielle est formée par une résine photosensible semblable à celle utilisée dans le procédé de lithographie.

La méthode de fabrication d'un composant MEMS emprunte tous les principes de base de celle des composants de microélectronique : le dépôt d'une couche se fait selon les mêmes étapes. Sans rentrer dans les détails des variantes possibles, le paragraphe suivant est consacré à la technique classique de mise en place d'une couche.

Le matériau est déposé sur le substrat, qu'il soit nu ou supportant déjà d'autres couches de matériaux. Il est ensuite recouvert par une résine photosensible sur toute sa surface. Cette résine est soumise à une lumière UV (ultraviolette) à travers un masque qui déterminera le patron de l'exposition. Les propriétés des parties soumises aux UV sont ainsi modifiées. Dans le cas d'une résine dite positive les parties exposées disparaissent lors du développement, tandis que dans le cas d'une résine dite négative ce sont les parties non exposées qui disparaissent.

Après ce développement, un patron formé de résine apparaît sur le substrat, il permet de protéger le matériau placé en dessous lors de la gravure. Il existe plusieurs types de gravure. La gravure humide est effectuée en plongeant le substrat dans un liquide qui attaque le matériau mais pas la résine, par exemple un acide spécifique associé à un métal spécifique. La gravure sèche se fait par bombardement d'électrons dans un

environnement gazeux contrôlé comme par exemple une gravure RIE (Reactive Ion Etching). Une combinaison de ces deux techniques peut également être utilisée.

L'annexe 4 présente les grandes étapes de la fabrication du microcommutateur par le biais du dépôt de cinq couches successives. La dernière étape, celle du retrait de la couche sacrificielle, diffère des autres car elle consiste à retirer un matériau (dans ce cas la résine) située sous des structures de métal sans que celui-ci ne parte avec. Il s'agit d'une des étapes les plus critiques.

5.2 Les masques de fabrication

La Figure 62 représente la superposition des cinq masques nécessaires à la fabrication.

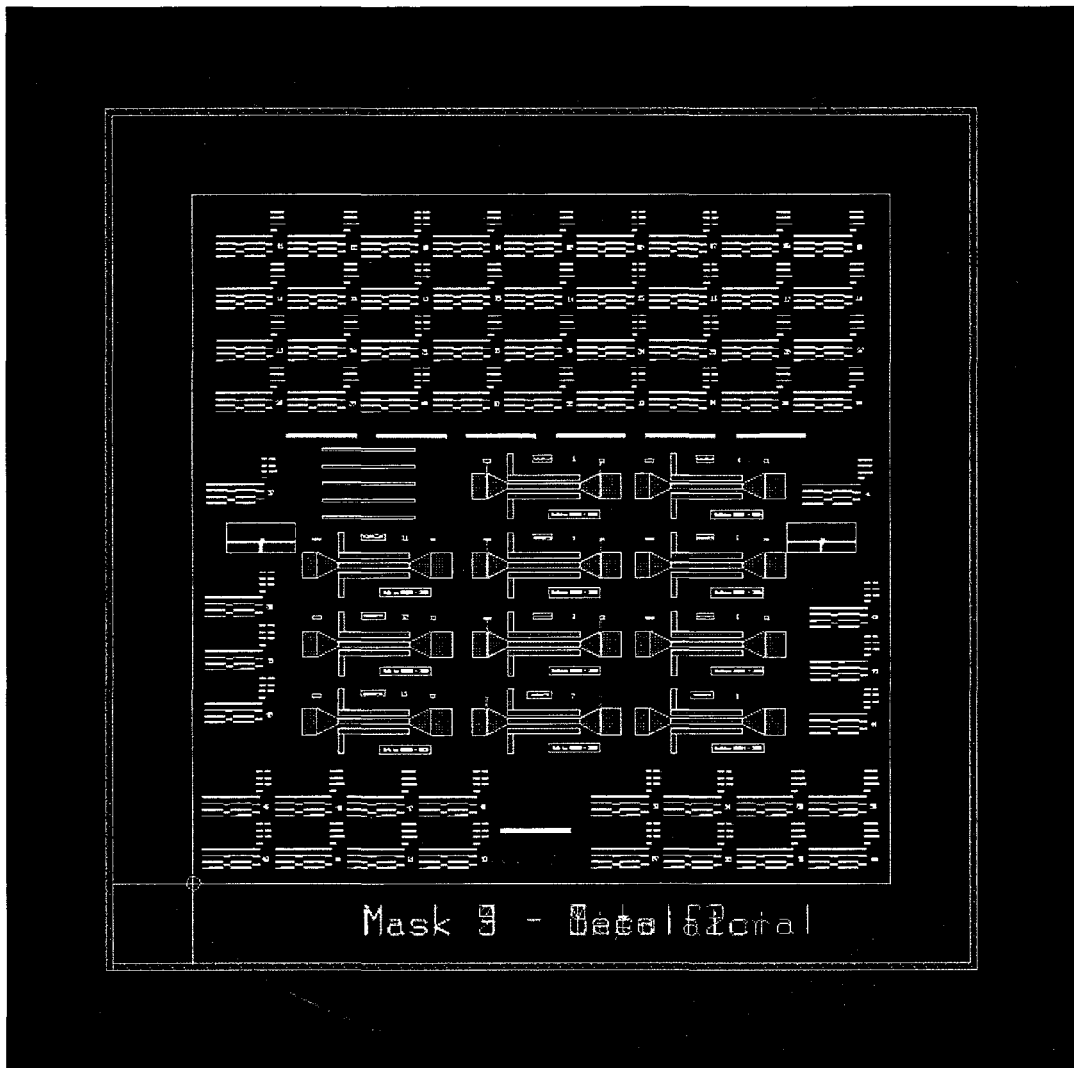


Figure 62 Superposition des masques utilisés pour la fabrication

5.2.1 Les objectifs

Sur la Figure 62 le grand carré strié est la limite physique du masque, le carré légèrement plus petit est sa partie utilisable, le grand cercle représente une gaufre de 6'' telle que celles qui sont utilisées tout au long du développement et le petit cercle une gaufre de 4'' telle qu'utilisée pour la version finale du projet. En effet, les gaufres

standards de 6'' peu résistives (50-100 Ω .cm) sont peu coûteuses donc idéales pour la réalisation des phases de test, alors que les gaufres à haute résistivité (>10 000 Ω .cm), très coûteuses, sont de 4'' et servent uniquement pour les réalisations finales une fois le processus complet validé.

Les objectifs du contenu des masques sont :

- Récupérer un maximum d'informations sur le procédé de fabrication, encore incertain au moment du dessin des masques.
- Avoir une panoplie de modèles pour couvrir le plus largement possible les problèmes supputés lors du développement du processus. Certains microcommutateurs sont répétés quasi à l'identique, avec pour unique variation le nombre et l'emplacement de trous à l'intérieur de la structure pour faciliter le retrait de la couche sacrificielle. Ainsi sur un panel de modèles ayant juste un paramètre variant entre eux, peut-être qu'un seul sera utilisable dépendamment des découvertes faites lors du développement du processus de fabrication. Le but est de maximiser les chances de réussite d'au moins une partie de ce que contient le jeu de masque et éviter ainsi de devoir refaire un nouveau jeu.
- Avoir sur la même surface un panel d'interrupteurs à tester, les filtres accordables ainsi qu'un filtre fixe et des lignes de transmission coplanaires.

5.2.2 Explication des différentes parties

En annexe 5 les différentes parties composant le jeu de masques sont représentées dans le but de visualiser l'intérêt de chacune. Il est important de s'y référer tout au long de cette section pour comprendre les explications qui vont suivre. Sur les masques se trouvent quatre principales composantes : les interrupteurs, les filtres, les lignes de transmission, et les croix d'alignement.

Il y a en tout soixante tableaux de soixante-dix-huit interrupteurs différents répartis à plusieurs endroits du masque. L'intérêt n'est pas ici de mesurer les soixante-dix-huit interrupteurs sur tous les tableaux mais comme expliqué précédemment de maximiser les chances de mesurer les meilleurs interrupteurs une fois la réalisation complétée. Les différences proviennent de leur design en tant que tel mais aussi de leur emplacement sur le masque, les aléas de la fabrication amenant parfois des variations d'un endroit à un autre, d'où l'intérêt de les avoir disposés tout autour. Les différents interrupteurs sont définis comme suit :

- Le premier interrupteur sur le tableau est celui qui a été conçu au chapitre 3, avec une seule ligne de polarisation directement reliée à l'électrode d'activation.
- À partir de ce modèle principal, des variantes ont été créées en modifiant :
 - La forme :
 - élargissement de l'interrupteur,
 - apparition de griffes au niveau des contacts.
 - Apparition de trous d'accès pour faciliter le retrait de la couche sacrificielle. Ces ouvertures peuvent être de plusieurs types :
 - fente unique proche de l'ancre :
 - déplacement de l'emplacement de cette fente;
 - trous multiples au milieu de l'interrupteur :
 - variation au niveau du nombre de trous.
 - La polarisation :
 - polarisation unique de l'interrupteur, sans aucun contrôle sur le niveau de voltage de la ligne de transmission,
 - polarisation multiple, contrôle des voltages sur la ligne de transmission en amont et en aval de l'interrupteur.

La raison de ces deux variantes est qu'il est impossible de prévoir si des potentiels flottants sur la ligne de transmission peuvent entraîner un actionnement indésiré.

Voici maintenant les différentes versions du filtre présentes sur les masques :

- Un filtre fixe, sans interrupteur, équivalent à un filtre à l'état 3. L'objectif de ce filtre est de mesurer l'influence des interrupteurs en le comparant à un filtre accordable accordé sur l'état 3.
- Deux filtres avec polarisation forcée à zéro sur le résonateur et les charges avec des interrupteurs comportant de nombreux trous.
- Deux filtres sans polarisation forcée à zéro sur le résonateur et les charges avec des interrupteurs comportant juste une fente proche de l'ancrage.
- Six filtres avec polarisation forcée à zéro sur le résonateur et les charges avec des interrupteurs comportant juste une fente proche de l'ancrage.

Les lignes de transmission :

- L'objectif est de pouvoir mesurer les pertes par longueur et ainsi quantifier la qualité de transmission du signal.

Les croix d'alignement :

- Leur rôle est primordial. Elles servent au bon alignement des différents masques à chaque étape d'exposition, c'est-à-dire lorsque le patron prend forme physiquement sur la gaufre grâce à la résine photosensible.

5.3 La réalisation

5.3.1 Lieu de fabrication, contexte

Historiquement, aucun MEMS n'a été réalisé par l'ETS avant 2005, des efforts de conception ont eu lieu mais tous les travaux dans ce sens en sont restés à l'étape théorique ou en simulations. C'est ainsi que plusieurs projets de maîtrise ont débuté,

l'objectif pour le LACIME étant de réaliser ses premiers MEMS. Peu de temps après le début de cette maîtrise, il s'avéra que l'idée initiale d'utiliser les possibilités de fabrication offertes par la CMC (Canadian Microelectronic Corporation, soit la Société Canadienne de Microélectronique) n'était pas optimale, à ce moment. Ceci notamment en raison de la présence d'une seule couche de métal dans leur capacité de fabrication : le processus MUMPS (Multi-User MEMS Processes). De plus, cette voie ne laisse aucune latitude de conception sur le processus en tant que tel qui est standardisé et imposé au concepteur, et le délai de fabrication de 6 mois ne permet pas beaucoup d'itérations. Une autre solution devait donc être trouvée afin d'avoir accès à une fabrication plus souple d'utilisation ou tout du moins permettant la réalisation de structure à deux couches de métal.

C'est pourquoi un partenariat a été entamé entre l'ÉTS avec le laboratoire de nanofabrication de l'Université McGill à l'initiative de Frédéric Domingue, dans le cadre d'un projet de MEMS RF également. N'étant que peu d'élèves ayant pour objectif la réalisation de composants MEMS RF, c'est donc tout naturellement que cette voie a été empruntée afin de consolider ce partenariat et éviter de disperser les ressources. Ceci m'a aussi permis de profiter du formidable travail de découverte effectué par Frédéric, avant de pouvoir mettre nos efforts en commun. C'est ainsi que la fabrication s'est faite au sein de ce jeune laboratoire créé en 2003. L'intérêt d'avoir accès directement au matériel est de pouvoir concevoir de bout en bout le processus de fabrication en fonction des caractéristiques désirées et des besoins spécifiques du MEMS conçu. Toutefois, comme peu de procédés sont standardisés, que c'est un univers de haute technologie et que rien ne peut être pris pour acquis, il a fallu développer la quasi totalité du processus. Sans compter qu'à modèle d'équipement identique, chacun réagit de façon unique et demande un ajustement qui lui est propre. De la même manière les variations dans le temps des caractéristiques d'une machine sont à prendre en considération.

Tout ceci a nécessité des connaissances et une formation en salle blanche que nous n'avions pas et qui nous ont permis de fabriquer nous-mêmes nos structures. La fabrication de composants MEMS requérant des connaissances poussées en microfabrication n'est pas aisée, et demande d'être au fait des éléments de chimie et de physique dont tout dépend.

5.3.2 Les limitations rencontrées

Il y a quelques différences entre les prévisions effectuées lors du design de l'interrupteur et du filtre et la réalité des caractéristiques du processus mis sur pied.

La principale réside dans l'épaisseur du métal. En effet, l'hypothèse de départ était de pouvoir atteindre 3 μm , valeur choisie suite aux lectures effectuées. Mais par manque de matériel cet objectif n'a pas été atteint et l'épaisseur maximale finale est de 800 nm en une seule couche.

L'utilisation des doigts de contact a aussi été abandonnée car les efforts ont été voués à la réussite du processus minimal "classique". Le temps passé pour mettre au point ce processus fut tel que l'ajout de cette étape n'a pu avoir lieu. Le retrait de la couche sacrificielle n'a pas été réussi au complet, des résidus de résine restant sous la poutre cantilever rendant aléatoire son activation, en plus de l'effondrement des structures sans doute dû à la faible épaisseur de métal.

Un autre point est la variation dans le temps du procédé, notamment au niveau de la valeur de sous-gravure venant directement influencer la taille des structures. Le procédé n'étant pas standardisé, ses variations ne sont pas prévisibles.

Certaines de ces limitations vont être présentées en images dans la section suivante, accompagnées d'une majorité de problèmes ayant été résolus.

5.3.3 Les images commentées

Cette section présente quelques photos prises lors du travail de fabrication et met en évidence les difficultés rencontrées. Seuls les cas les plus flagrants et les plus visibles sont illustrés. Afin de pouvoir comprendre plus facilement ces anomalies, il est utile de se référer à l'annexe 4 pour visualiser le résultat final visé.

Voici un aperçu des problèmes rencontrés :

- *Adhésion -> résolu*

À partir d'une certaine épaisseur d'Argent déposé directement sur le Silicium des problèmes d'adhésion apparaissent. À la gravure, l'Argent se décolle du substrat. La quasi totalité des structures disparaissent alors, tel que sur la Figure 63.

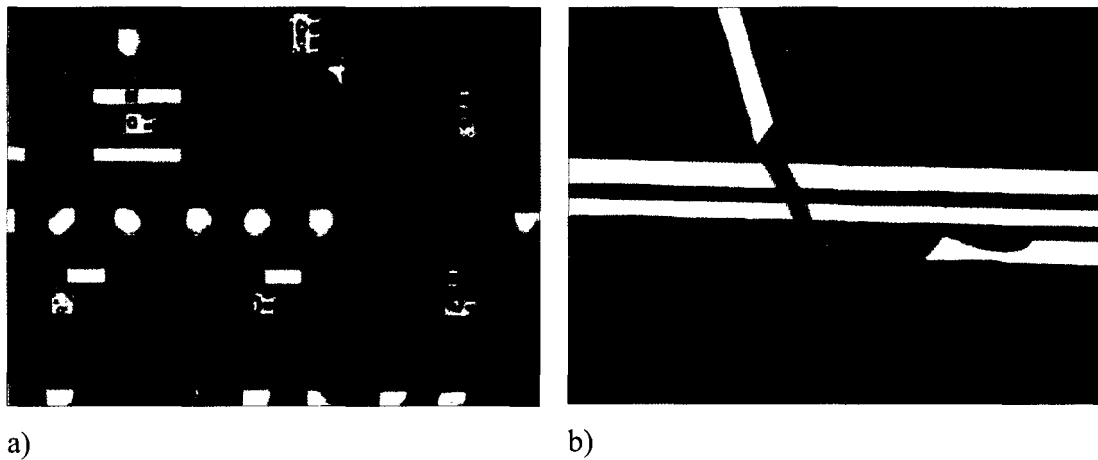


Figure 63 Illustration des problèmes d'adhésion de l'Argent sur le Silicium, a) vue de plusieurs interrupteurs ayant perdu la majorité de leur métal, et b) vue d'une ligne de transmission en train de se décoller

- *Sous-gravure -> résolu*

Lors de la gravure humide, si la vitesse de gravure du métal est trop faible vis-à-vis de l'épaisseur à graver et par rapport à la vitesse de sous-gravure, alors la forme du métal restant risque d'être rognée sur tout son pourtour. Cela varie de 0 μm dans le cas idéal mais peut être de plusieurs micromètres. Le risque de sous-gravure critique augmente avec l'épaisseur du métal à graver. Le pire cas arrive quand la forme à graver est une ligne mince. Dans ce cas, si la gravure n'est pas optimale il peut arriver que ces lignes disparaissent complètement. C'est le cas présenté à la Figure 64 dans lequel les lignes de contrôles sont inexistantes, ce qui rend cette fabrication inutilisable.

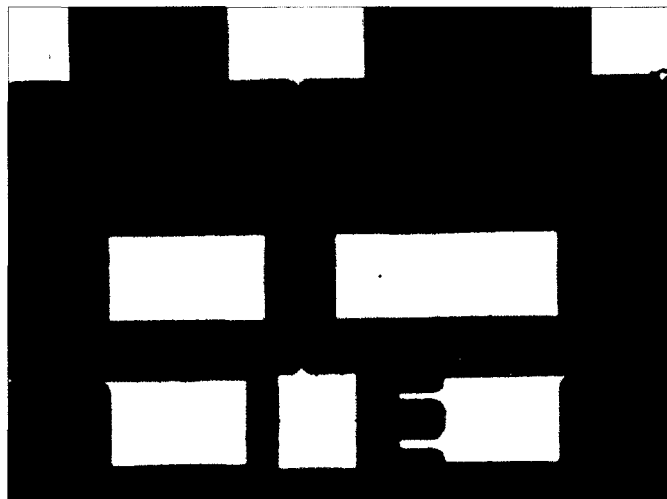


Figure 64 Illustration du problème de sous-gravure

- *Brûlure -> résolu*

L'Argent a été soumis à un Plasma en présence d'Oxygène. Alors que d'autres métaux supportent sans aucun problème cette agression, la Figure 65 illustre que l'Argent brûle.

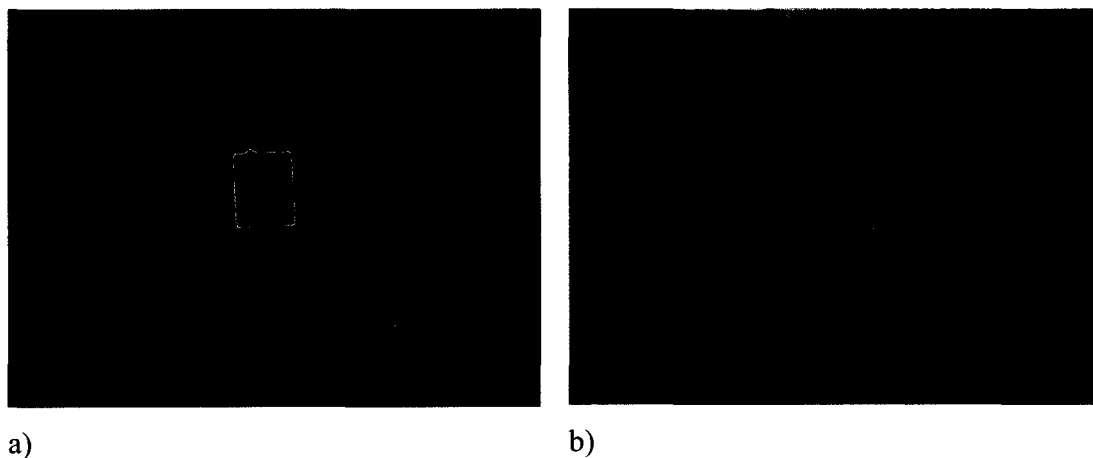


Figure 65 Illustration du problème de brûlure, a) vue d'ensemble d'un interrupteur et b) gros plan de son extrémité

- *Désalignement -> résolu*

Lors du dépôt des différentes couches, il est indispensable de placer des croix d'alignement afin que l'empilement des différents matériaux aboutisse au résultat désiré. Cette étape s'effectue avec une aligneuse, aussi chargée de l'exposition de la résine à travers le masque. Son maniement n'est pas aisé, la visualisation peut parfois être rendu difficile suite à la superposition de plusieurs couches ou une différence entre l'affichage et la réalité peut avoir lieu. Ce désalignement peut être négligeable comme il peut nuire à la structure au complet, comme sur la Figure 66. Sur la partie b) l'extrémité de l'interrupteur n'est pas alignée avec la ligne de transmission, ce qui veut dire qu'aucun contact ne pourra jamais avoir lieu et par conséquent il devient inutilisable.

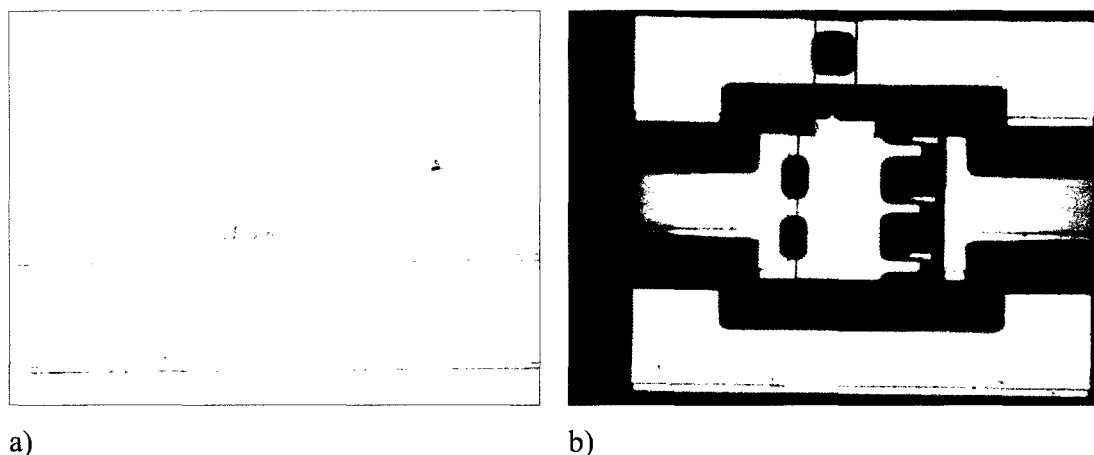


Figure 66 Illustration du problème de désalignement, a) vue des croix d'alignement et b) vue d'un interrupteur rendu inutilisable

- *Retrait de la couche sacrificielle -> aléatoire*

Lors du retrait deux principaux problèmes peuvent arriver : le premier est l'impossibilité de retirer cette couche telle que sur la Figure 67, les deux autres sont ceux expliqués par la suite. Une fine couche de résine persistante est encore visible, elle se décolle par endroit sans toutefois se retirer au complet.

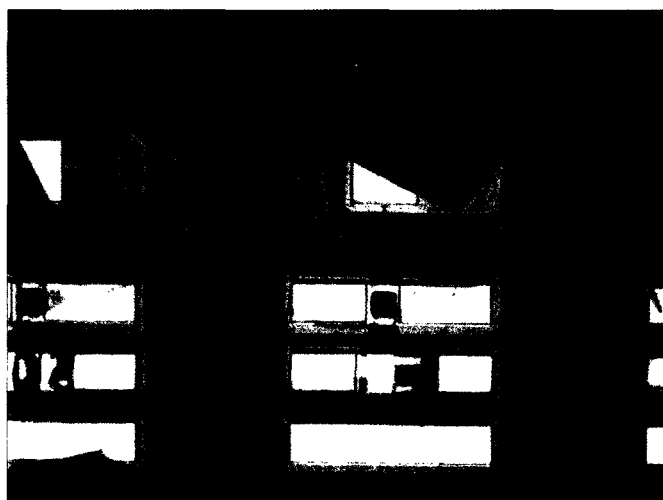


Figure 67 Illustration du problème de retrait de la couche sacrificielle

- *Arrachage -> non résolu*

Lors du retrait de la couche sacrificielle, la première difficulté est de réussir à retirer cette couche. La seconde est de conserver les parties mobiles sans qu'elles ne s'arrachent, emportées par la gravure de la couche sacrificielle. La figure 68 illustre un interrupteur partiellement arraché.

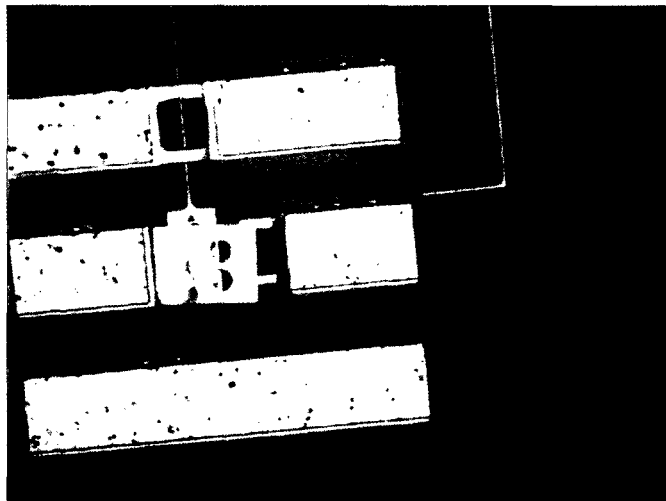


Figure 68 Illustration du problème d'arrachage

- *Déformation -> rare et aléatoire*

Lors du retrait de la couche sacrificielle, la Figure 69 montre une structure flottante déformée par la force capillaire du solvant utilisé pour retirer la résine.

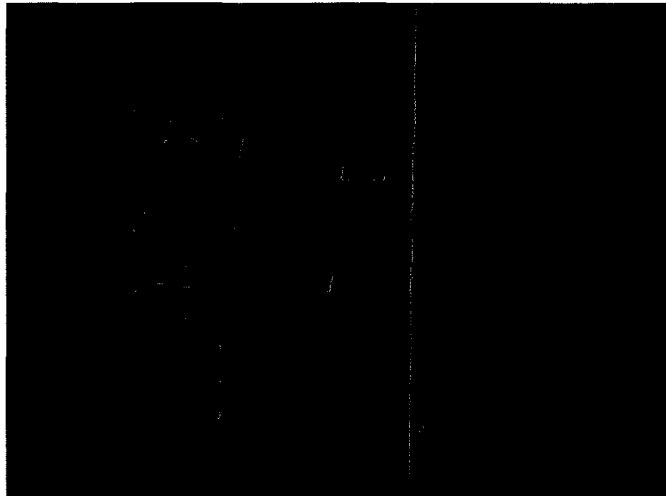


Figure 69 Illustration du problème de déformation

- *Effondrement -> non résolu*

Lors du retrait de la couche sacrificielle, la Figure 70 montre une structure effondrée, laissant croire à un problème d'épaisseur du métal non suffisante.

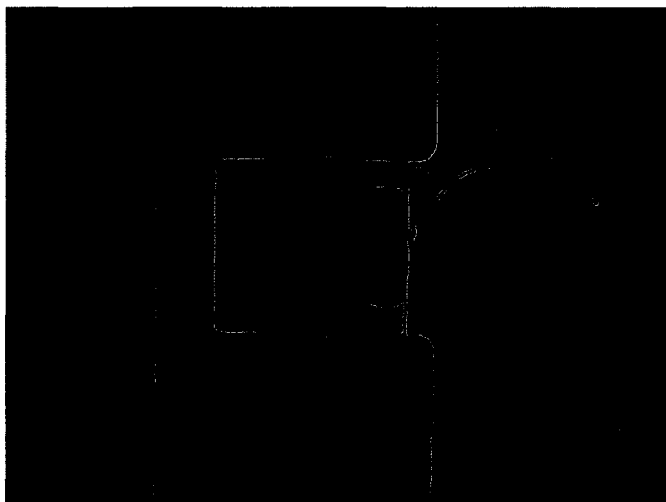


Figure 70 Illustration du problème d'effondrement

5.4 Les fabrications finales

La fabrication s'est rendue jusqu'au problème de retrait de la couche sacrificielle qui n'a pu être résolu complètement. En effet, les efforts de fabrication ont été stoppés pour des raisons techniques, soit l'indisponibilité de l'Argent pendant une longue période, dû à l'épuisement de la réserve de ce matériau ce qui est un élément imprévisible et incontrôlable. Toutefois, l'avant dernière fabrication est montrée à la Figure 71 et est d'une qualité satisfaisante en comparaison des premières : le métal tient, l'alignement est correct, les lignes de polarisation sont encore présentes, l'épaisseur a été montée à 2×800 nm et le métal ne semble pas avoir subi d'altération majeure.

De plus les gaufres à haute résistivité ont pu être utilisées lors d'une dernière fabrication, dans le double objectif de réaliser les filtres accordables avec interrupteurs et aussi de réaliser des filtres fixes afin de pouvoir mesurer leur performance. Le retrait de la couche sacrificielle ayant cette fois entraîné l'effondrement de toutes les structures sans exception, seuls les filtres fixes furent utilisables, et sont présentés dans la section suivante.

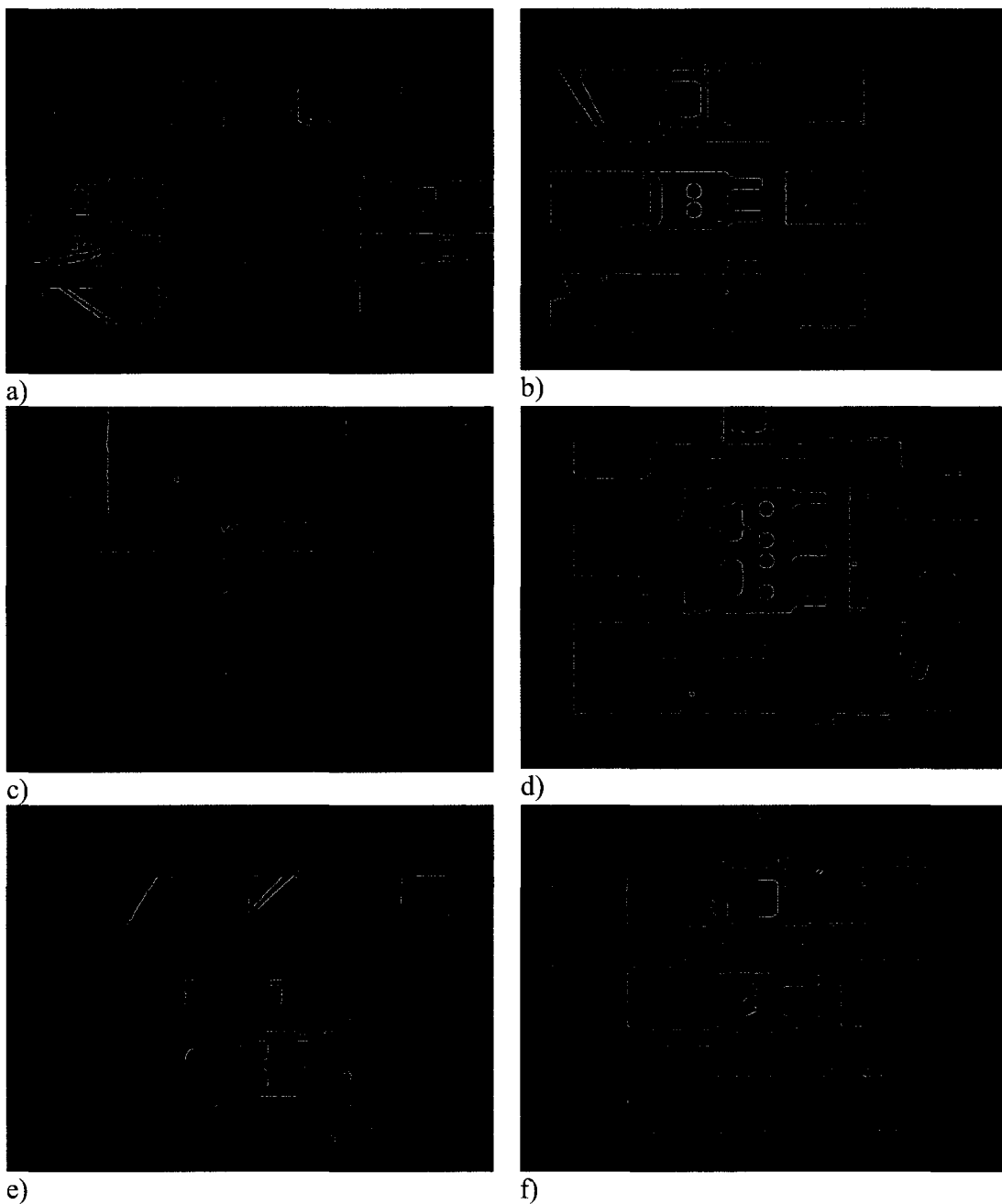


Figure 71 Interrupteurs dont la fabrication a réussi, la visualisation est altérée par la présence de la couche sacrificielle qui n'a pu être retirée

5.5 Résultats et mesures

Cette section présente les résultats des mesures effectuées sur deux filtres dans leur configuration fixe, soit un filtre fixe à l'état 0, et un filtre fixe à l'état 3. Ils ont été réalisés sur un substrat de Silicium à haute résistivité ($> 10\,000\ \Omega\cdot\text{cm}$) tel que défini au chapitre 4. L'épaisseur de métal déposée est de 460 nm.

Afin de valider l'environnement de simulation utilisé sous Momentum, d'autres simulations ont été effectuées avec 460 nm d'Argent afin de pouvoir être comparées directement avec les mesures.

Les mesures ont été effectuées à l'aide d'une fixture Wiltron et d'un analyseur de réseau, tel que sur la Figure 72. Une calibration des câbles a été préalablement complétée.

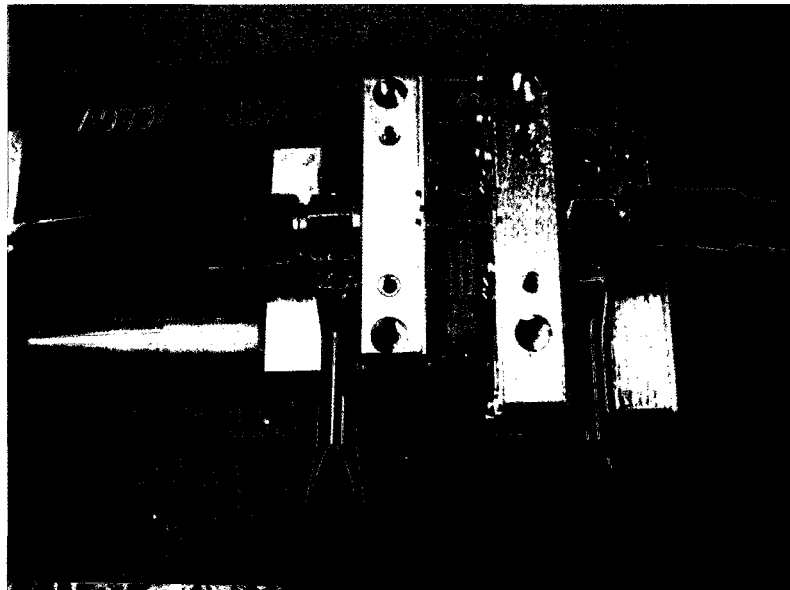


Figure 72 Mesure d'un filtre grâce à une fixture Wiltron

Les résultats sont présentés aux Figure 73 et 74, ainsi qu'au Tableau IX.

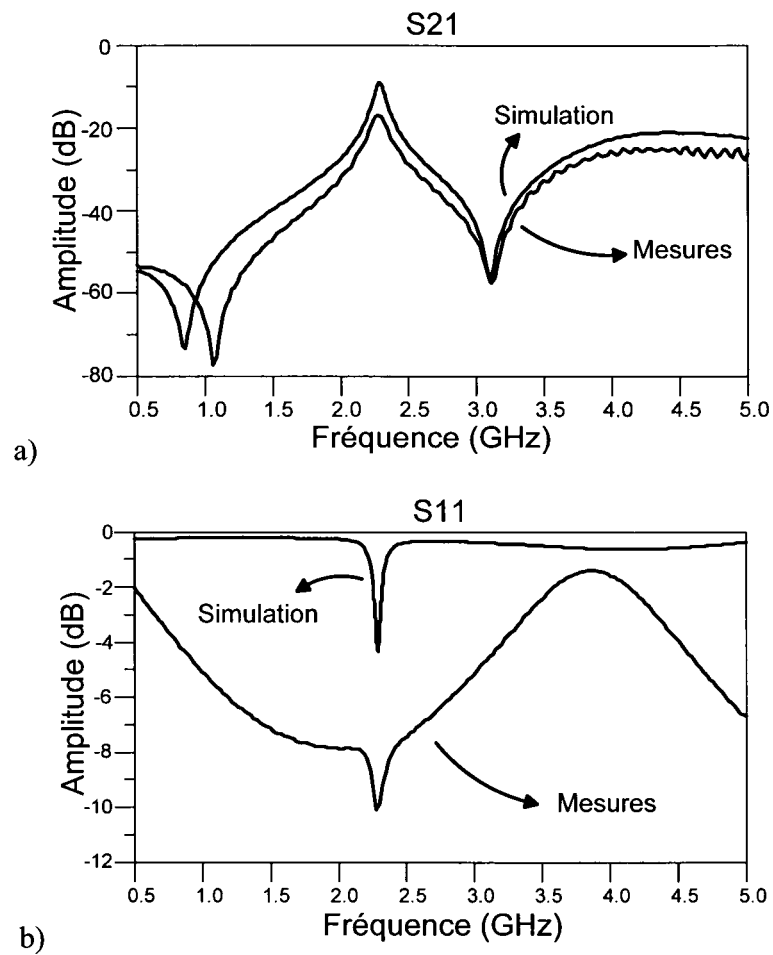


Figure 73 Comparaison entre simulations et mesures de la réponse en fréquence du filtre fixe à l'état 0, a) transmission et b) réflexion

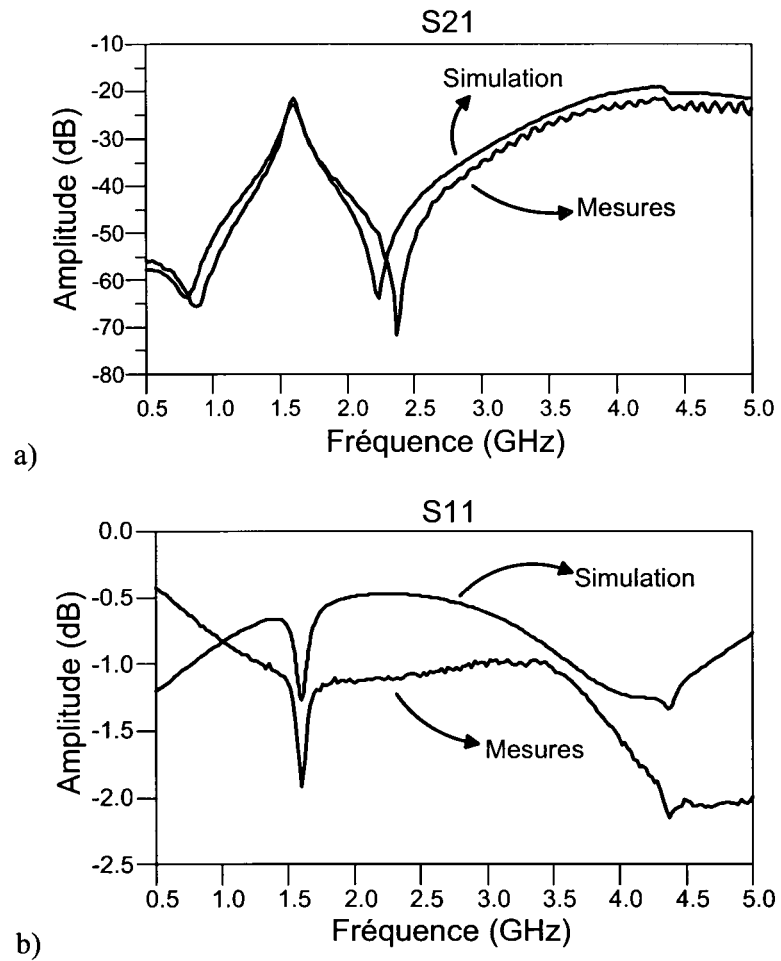


Figure 74 Comparaison entre simulations et mesures de la réponse en fréquence du filtre fixe à l'état 3, a) transmission et b) réflexion

Tableau IX

Comparaison des résultats obtenus en simulations et mesures pour les filtres fixes à l'état 0 et à l'état 3

	État 0		État 3	
	Simulations	Mesures	Simulations	Mesures
Fréquence centrale (GHz)	2,286	2,277	1,599	1,603
Bande passante (MHz)	74	110	110	90
Pertes d'insertion (dB)	9,02	16,90	22,85	21,41

La première impression est que les courbes de simulations et de mesures suivent la même tendance, leur fréquence de résonance étant identique. Ce premier point est encourageant pour la validation de la méthode de simulation. Le second concerne la sélectivité, sans grande surprise la sélectivité mesurée est moins forte que les prédictions, ceci étant sûrement dû aux pertes par dissipation.

Concernant les pertes d'insertion, il est visible que les deux cas sont à séparer. Concernant le filtre à l'état 0, la différence est notable entre les 9 dB prédits et les 16,9 dB mesurés. Ceci contrairement aux résultats du filtre à l'état 3 où la différence est infime, passant de 22,85 dB à 21,41 dB, mesures et simulations étant dès lors parfaitement cohérentes. Étant donné que les deux filtres ont été fabriqués directement sur des dés différents issus du même substrat de départ, ils n'ont pas subi les mêmes manipulations, ce qui peut être un facteur explicatif. En effet il est fort probable que le

substrat sur lequel est déposé le filtre fixe à l'état 0 ait subi des dégradations supplémentaires, ce qui explique des pertes par dissipation beaucoup plus élevées, qui sont d'ailleurs également visible à l'observation du coefficient de réflexion. De même, la forme inattendue de S_{11} du filtre à l'état 0 est probablement due à l'effet dissipatif et parasitique du substrat. Toutefois ces deux séries de mesures tendent à valider l'environnement de simulation mis en place et à valider ainsi les résultats prédictifs établis au chapitre 4 avec $3\ \mu\text{m}$ d'Argent.

5.6 Conclusion

Le premier constat ressortant de cette étape cruciale est que la fabrication d'un MEMS, bien qu'empruntant les principes de la microélectronique, est loin d'être aisée. Ceci pour plusieurs raisons. Tout d'abord les processus de fabrication de microélectronique sont eux-mêmes d'une grande complexité : ils sont fixes et matures mais requièrent malgré tout une attention constante. De plus, même si un processus existant est pris comme point de départ il doit obligatoirement être modifié dès lors que, pour un MEMS particulier, il est nécessaire de changer les types de matériaux, leur disposition, leur caractéristique de déposition, leur ordre ou de rajouter de nouvelles étapes. Il faut donc repenser toute la chaîne, étape par étape, manipulation par manipulation, pour convenir de leur compatibilité et combiner les différentes techniques d'approches ayant le même effet direct mais des effets secondaires différents. À tout ceci s'ajoute la difficulté de maîtriser une manipulation seule.

Pour toutes ces raisons les objectifs de fabrication sur lesquels la conception a été basée n'ont pu être atteints. L'épaisseur maximale est en deçà des prévisions, ceci dû à un problème de capacité de déposition uniforme mais aussi de capacité de gravure de $3\ \mu\text{m}$. De plus le retrait de la couche sacrificielle, une fois réussie, à entraîner divers problèmes rendant impossible toute activation de l'interrupteur. Toutefois les derniers résultats

obtenus sont proches d'être utilisables, malheureusement les efforts nécessaires à l'obtention d'un processus finalisé ont été stoppés pour des raisons techniques.

Malgré cela, des mesures ont été effectuées sur deux filtres dans leur configuration fixe aux états 0 et états 3, avec 460 nm de métal, et comparés avec les simulations adaptées. Ces résultats montrent une parfaite prévision de la fréquence centrale et des valeurs de bande passante proches. Concernant les pertes d'insertion, elles sont dans un cas éloignées des prédictions et dans un autre cas identiques, ceci dû à un traitement différent des dés issus du même substrat de départ. Cette analyse confirme la validité des prédictions effectuées au chapitre 4.

À la vue de ce travail, l'essentiel des efforts futurs devraient être orientés au niveau de la fabrication pour consolider et compléter les connaissances acquises afin de parvenir à la réussite d'un processus de fabrication plus robuste dont les caractéristiques soient en adéquation avec les besoins des concepteurs.

CONCLUSION

Ce mémoire est consacré à la conception et à la fabrication d'un filtre accordable avec la technologie des MEMS pour les applications micro-ondes. L'objectif de cette recherche est en grande partie exploratoire, réalisée par le biais d'une preuve de concept et d'une évaluation de la faisabilité et des performances d'un tel filtre aux alentours de 2 GHz.

Le point de départ de cette maîtrise au sein du LACIME est l'étude des possibilités offertes par les MEMS RF. Le but est de développer une vision globale des structures réalisables et des gains apportés en comparaison des technologies actuelles. Parmi eux citons la taille, le prix, la robustesse, la linéarité de leur comportement RF, la capacité d'intégration, la bonne isolation du signal de commande par rapport au signal RF accrue et une faible consommation de puissance.

Pour toutes ces raisons un grand nombre de travaux ont été réalisés ces quinze dernières années dans plusieurs laboratoires à travers le monde. Ils concernent notamment les difficultés persistantes au niveau de l'emballage, la capacité à supporter les signaux de puissance trop élevée et la fiabilité. Il en ressort un intérêt grandissant pour cette technologie dont les gains sont indiscutables. Toutefois, l'utilisation de tels composants est majoritairement orientée dans le cadre d'applications à des fréquences élevées, situées entre 20 et 100 GHz. Lors du choix de la topologie, il a fallu prendre en considération le fait que l'objectif est de concevoir un filtre accordable aux alentours de 2 GHz, ayant des pertes d'insertion de l'ordre de 4 à 8 dB, une bande passante étroite de 20 MHz et un encombrement minimum aux alentours de 2 cm. L'orientation choisie a été un filtre basé sur un résonateur demi longueur d'onde, à accordage capacitif à ses extrémités à l'aide d'interrupteurs MEMS ohmiques série sur un substrat de Silicium à haute résistivité ($> 10\ 000\ \Omega.cm$).

Étant donné qu'aucun microcommutateur MEMS RF n'était disponible sur le marché au début de cette maîtrise il a fallu le concevoir et le dimensionner en fonction des besoins : disposition série, contact métal-métal, faible tension de commande (< 30 V) et capacité à se relever après une activation. Le résultat est un interrupteur à pont cantilever d'une dimension de $100 \mu\text{m} \times 120 \mu\text{m}$, à actionnement électrostatique. Une fois la structure et les dimensions fixées, une étape de caractérisation fut complétée. Cette étape permet de prédire sa tension d'activation de 24 V, sa constante de ressort de $12,5$ N/m, sa fréquence de résonance de 77 KHz et son isolation de $33\text{dB}@2\text{GHz}$.

Le design du filtre accordable a été réalisé de manière progressive au terme de plusieurs itérations. Le résonateur demi longueur d'onde conçu utilise une méthode d'entrée/sortie par couplage et un accordage capacitif par augmentation de la charge à ses extrémités. Plusieurs versions ont été réalisées afin d'évaluer les influences :

- des interrupteurs : augmentation des pertes d'insertion de 1 dB, baisse de la fréquence centrale de 40 MHz;
- des bras d'accès nécessaires aux mesures : augmentation des pertes d'insertion de $0,6$ à $1,5$ dB;
- de la polarisation simple indispensable au contrôle des microcommutateurs : augmentation des pertes d'insertion de $0,3$ dB et baisse de la fréquence centrale de 30 MHz;
- de la polarisation multiple permettant de contrecarrer tout problème d'auto activation des interrupteurs : augmentation des pertes d'insertion de $1,5$ dB, baisse de la fréquence centrale de 100 MHz.

Les performances spécifiées de la version finale du filtre, avec bras d'accès pour les mesures et polarisation simple sont : une fréquence centrale variant de $1,536$ à $2,174$ GHz, une bande passante de 20 à 40 MHz, des pertes d'insertion entre $5,5$ et $11,7$ dB et une réflexion comprise entre -3 et -7 dB. La bande passante est relativement

stable, toutefois les pertes d'insertion sont élevées et varient beaucoup, et la réflexion est faible.

Concernant la réalisation, le but est de fabriquer le filtre et les microcommutateurs MEMS, en un seul processus, sur un substrat de Silicium à haute résistivité. Ceci peut se faire dans le laboratoire de nanofabrication de l'Université McGill. Il a donc été nécessaire de se familiariser avec les équipements, le comportement en salle blanche et surtout le développement d'un processus de fabrication. Cet exercice fût l'occasion de mesurer l'étendue des possibilités des problèmes qui peuvent avoir lieu. Des limitations technologiques ont été rencontrées, les prévisions faites concernant les caractéristiques du processus n'ont pu être atteintes, notamment l'épaisseur de métal désirée. Au moment de la fin de cette maîtrise, la dernière étape manquante était la réussite du retrait de la couche sacrificielle, les autres étapes ayant été complétées avec succès. Malheureusement, les travaux ont du être stoppé pour des raisons techniques et la réalisation des interrupteurs n'a pu être menée à terme, rendant impossible leur mesure.

Toutefois, afin de valider les prédictions des mesures sur filtres fixes aux états 0 et 3 ont été effectuées, avec une limitation au niveau de l'épaisseur de métal : 460 nm au lieu des 3 μm visés. Ces mesures ont permis de valider la méthode de simulation et de confirmer la précision du modèle de prédiction utilisé lors de la conception du filtre.

Pour conclure, il est important de souligner quelques points d'améliorations pouvant être apportés au filtre conçu :

- La qualité du substrat, les performances du filtre augmentant avec sa résistivité.
- Les fréquences atteintes sont assez éloignées et peu nombreuses, mais une fois ce modèle fonctionnel il est alors aisé de le raffiner par le biais d'une multitude de petites capacités pouvant être activées / désactivées afin d'atteindre un plus grand nombre d'états possibles à des fréquences plus proches.

- L'efficacité du couplage d'entrée / sortie peut être améliorée en faisant une étude plus poussée quant à son emplacement, son écartement, sa longueur et sa largeur afin d'atténuer la réflexion.
- Le filtre ne comporte qu'un résonateur, il gagnerait en performances en combinant deux résonateurs.
- L'influence des lignes de polarisation peut être atténuée en plaçant des inductances destinées à filtrer le signal RF et réduire ainsi les pertes.

D'après le travail effectué lors de cette maîtrise et l'étude consacrée à l'état actuel de l'offre en composant MEMS RF, il apparaît que la partie la plus importante de la chaîne de création à l'heure actuelle se situe au niveau de sa fabrication et de son industrialisation. Pour investir réellement ce domaine il est donc nécessaire de disposer d'une équipe multidisciplinaire mettant en commun les efforts de conception et de fabrication. Ainsi cela permettrait de pouvoir fabriquer les filtres et microcommutateurs conçus selon le processus désiré.



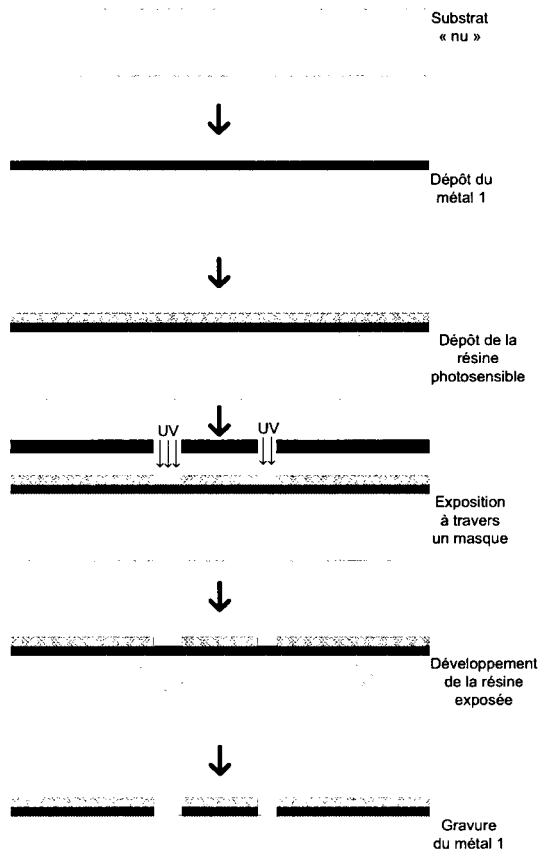
Figure 75 Résultat d'une gravure d'Argent sur substrat de Silicium, les lettres sont d'une largeur de $10\mu\text{m}$, soit $1/10^{\text{ème}}$ de cheveu

ANNEXE 1

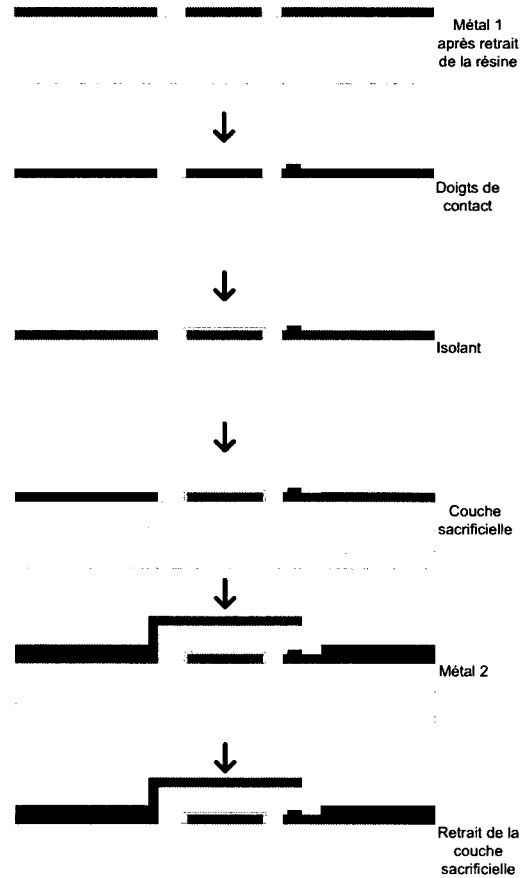
Processus de fabrication

Résumé du processus de fabrication

Détail des étapes nécessaires au dépôt et à la gravure de la première couche



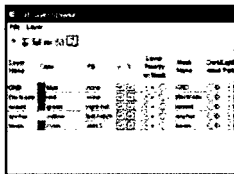
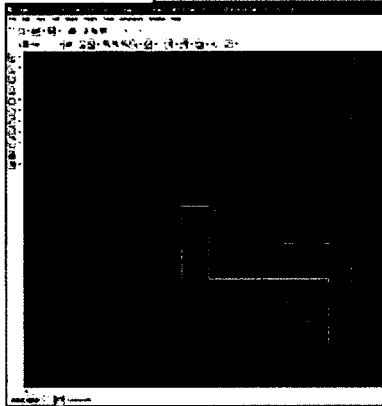
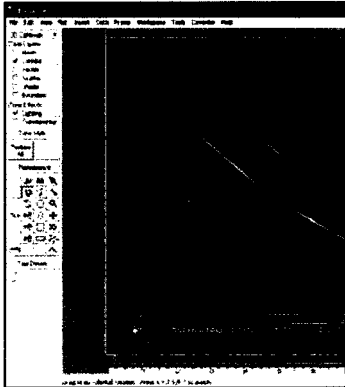
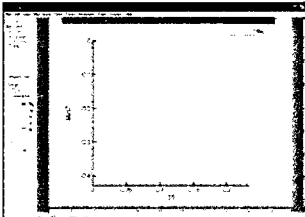
Les grandes étapes de la fabrication



- Métal 2
- Couche sacrificielle
- Isolant
- Résine
- Métal 1 + doigts
- Substrat

ANNEXE 2

Méthodologie de conception avec Coventor

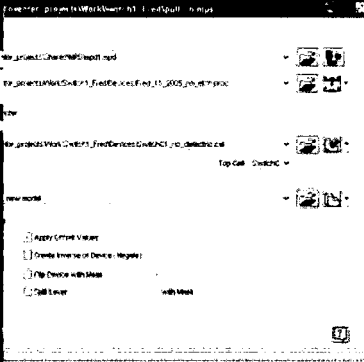
Avantages

- conception
- l'ensemble du procédé de conception
- du modèle 3D selon les masques et le
- abrication
- paramétrables
- graphique simple avec l'ensemble des paramètres
- et visibles
- S
- e de projet et aussi de résultats permettant une
- simple et sans ambiguïté des résultats obtenus
- n les résultats obtenus, car meilleure lisibilité
- es, meilleur contrôle

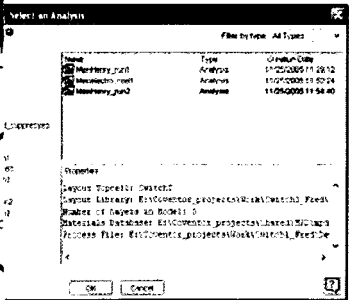
Inconvénients

- instable

Gestionnaire de projet

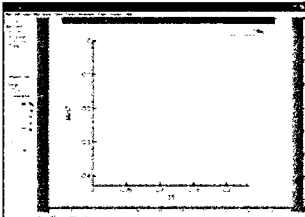


Gestionnaire des résultats de simulations, avec Conditions Initiales



nom	Type	Creation Date
MatHenry_purd	Analysis	11/22/2005 11:28:12
MatHenry_inert	Analysis	11/27/2005 11:52:24
MatHenry_purd	Analysis	11/28/2005 11:54:40

Génération d'une vidéo



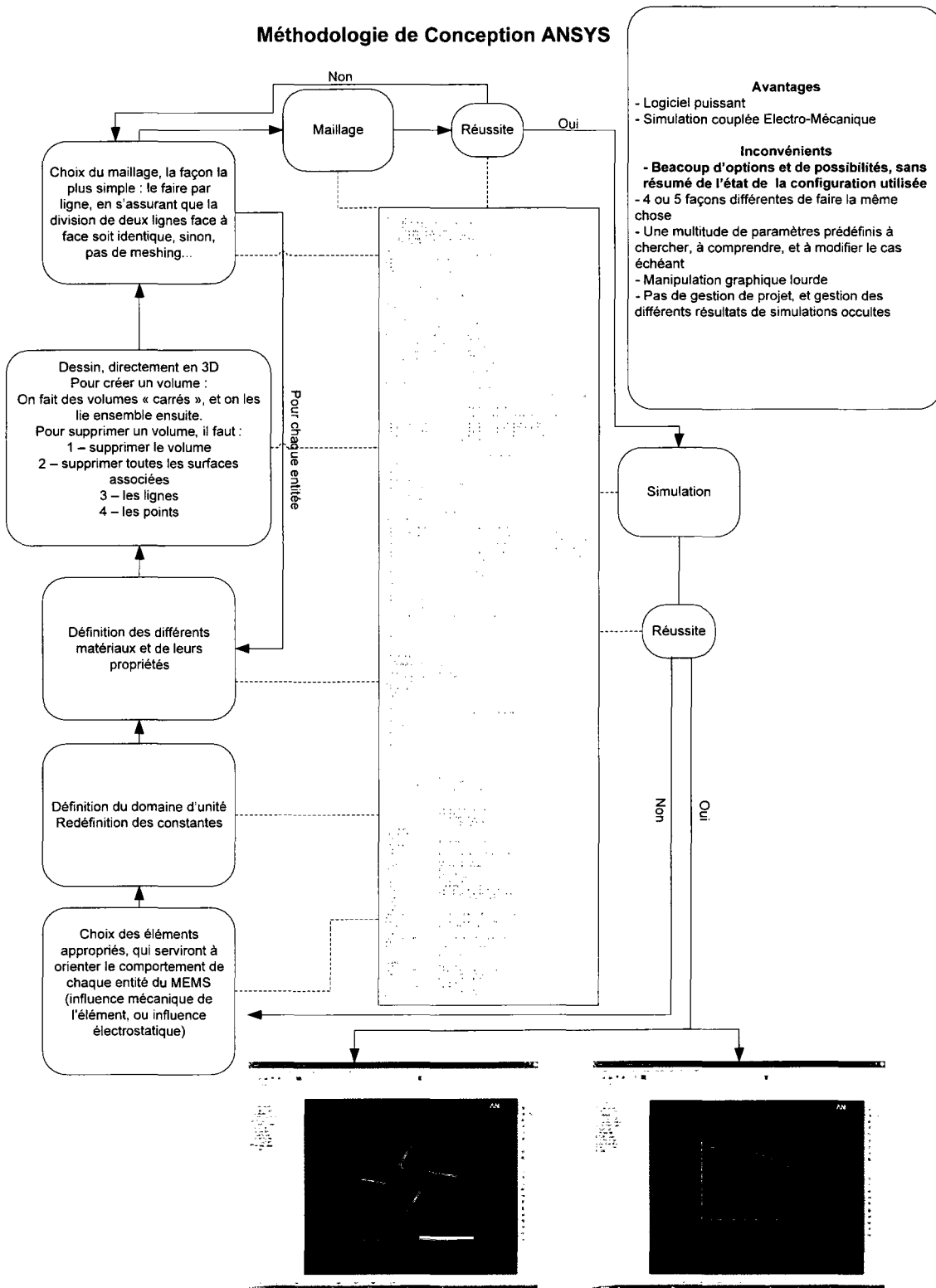
EM3DS
Comportement EM
Paramètres S

Mathieu HEMON
12 dec 2005

ANNEXE 3

Méthodologie de conception avec Ansys

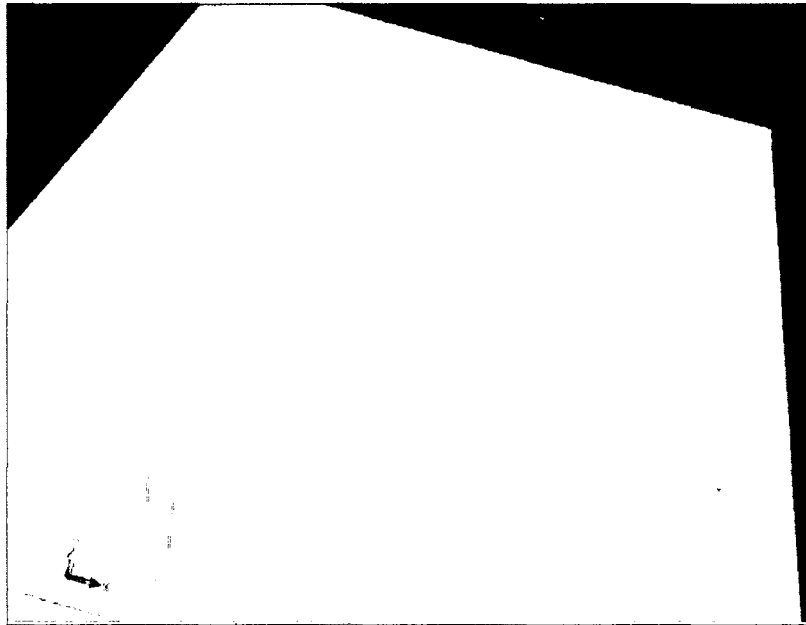
Méthodologie de Conception ANSYS



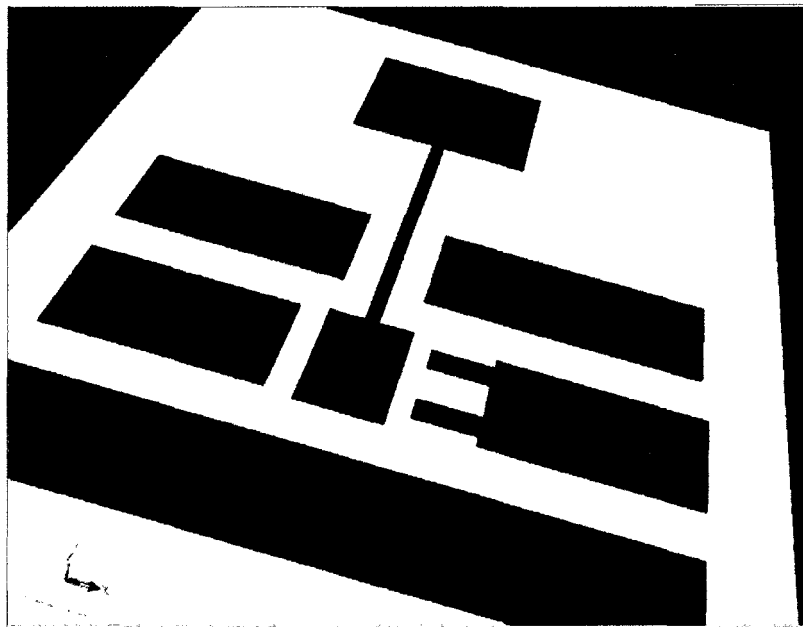
ANNEXE 4

Les grandes étapes du processus de fabrication de l'interrupteur

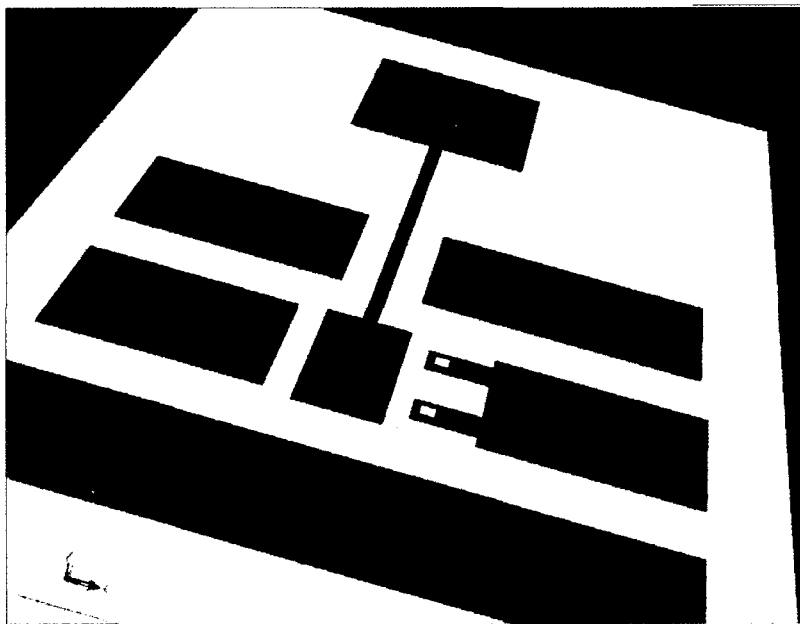
1. *Le substrat, nu*



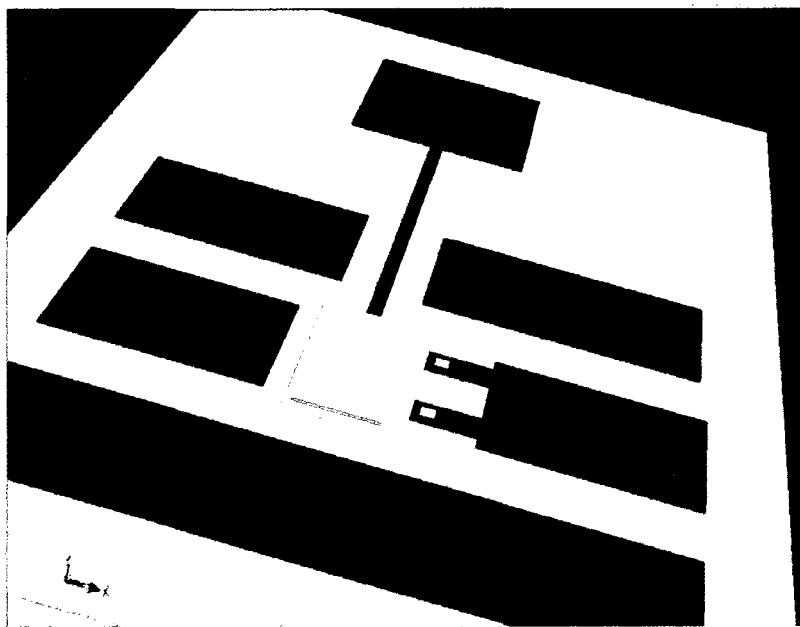
2. *Déposition du métal 1*



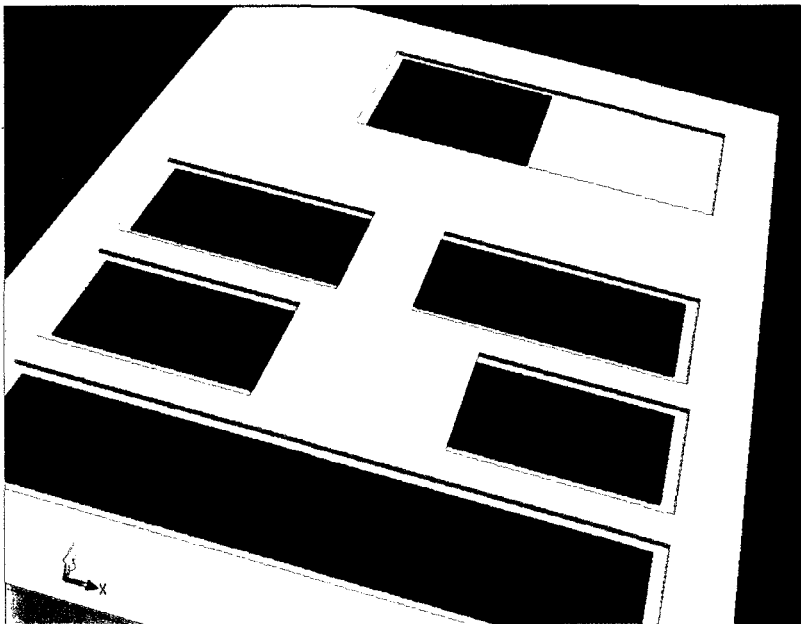
3. *Déposition des doigts de contact*



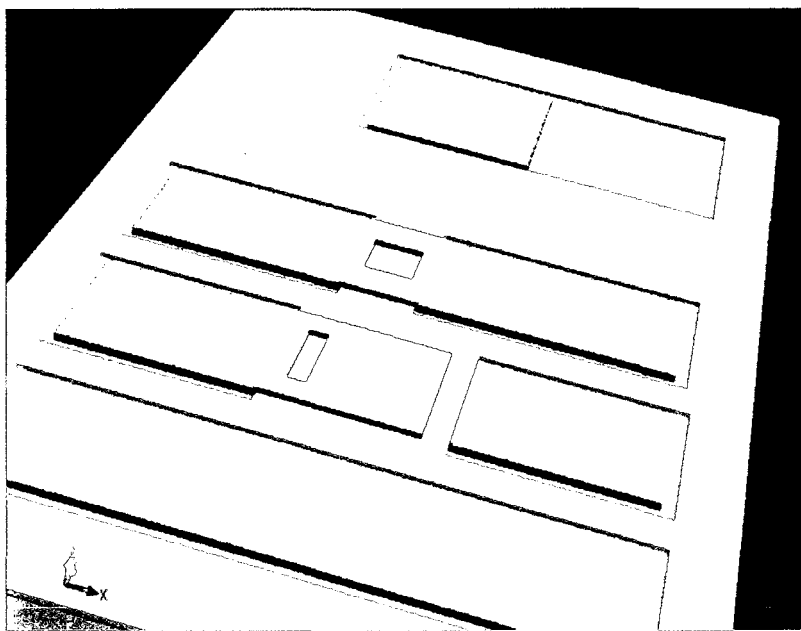
4. *Déposition de l'isolant*



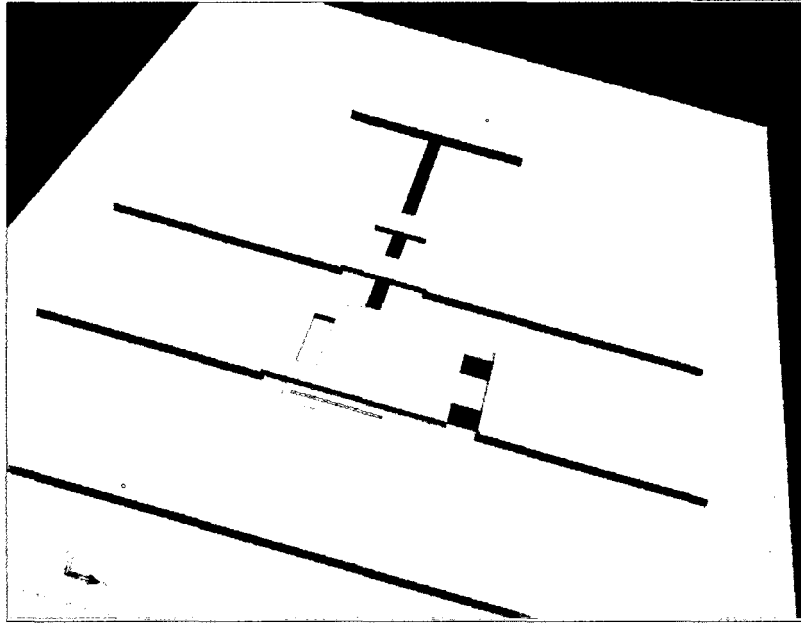
5. *Déposition de la couche sacrificielle*



6. *Déposition du métal 2*



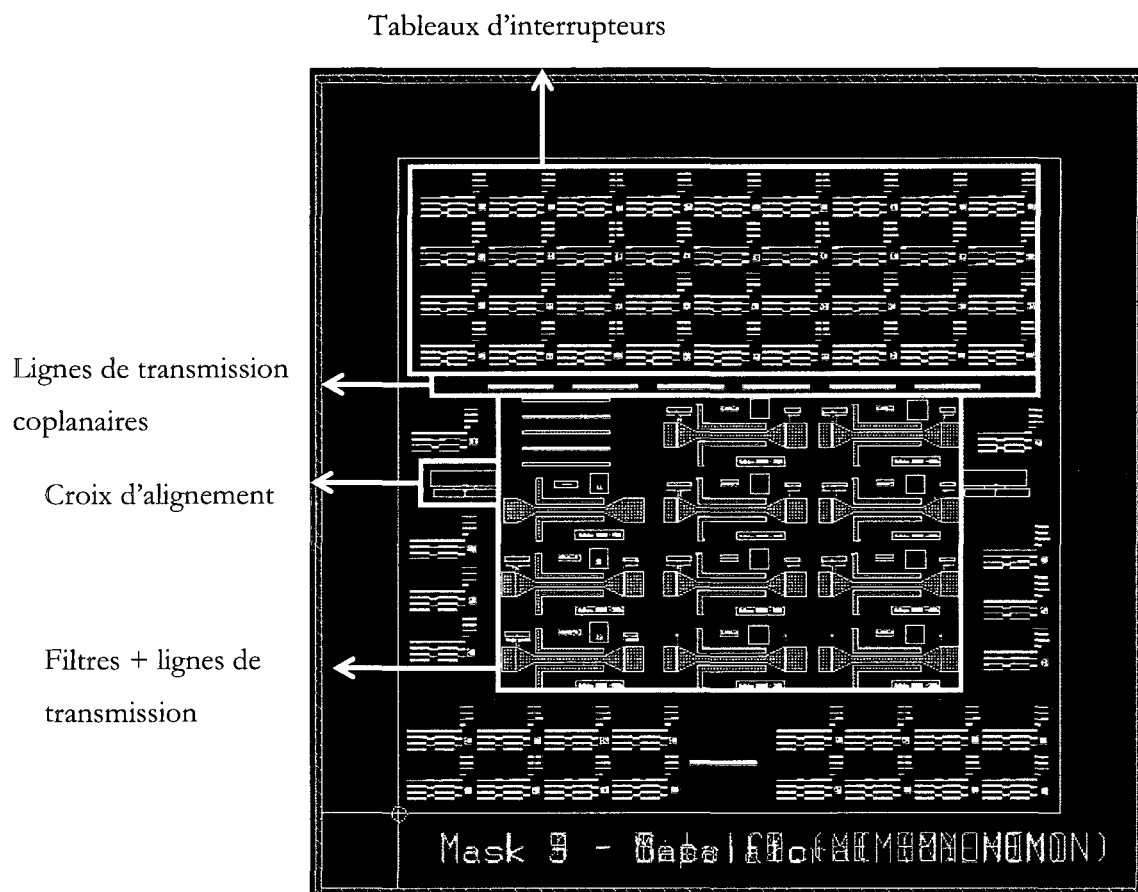
7. *Retrait de la couche sacrificielle*



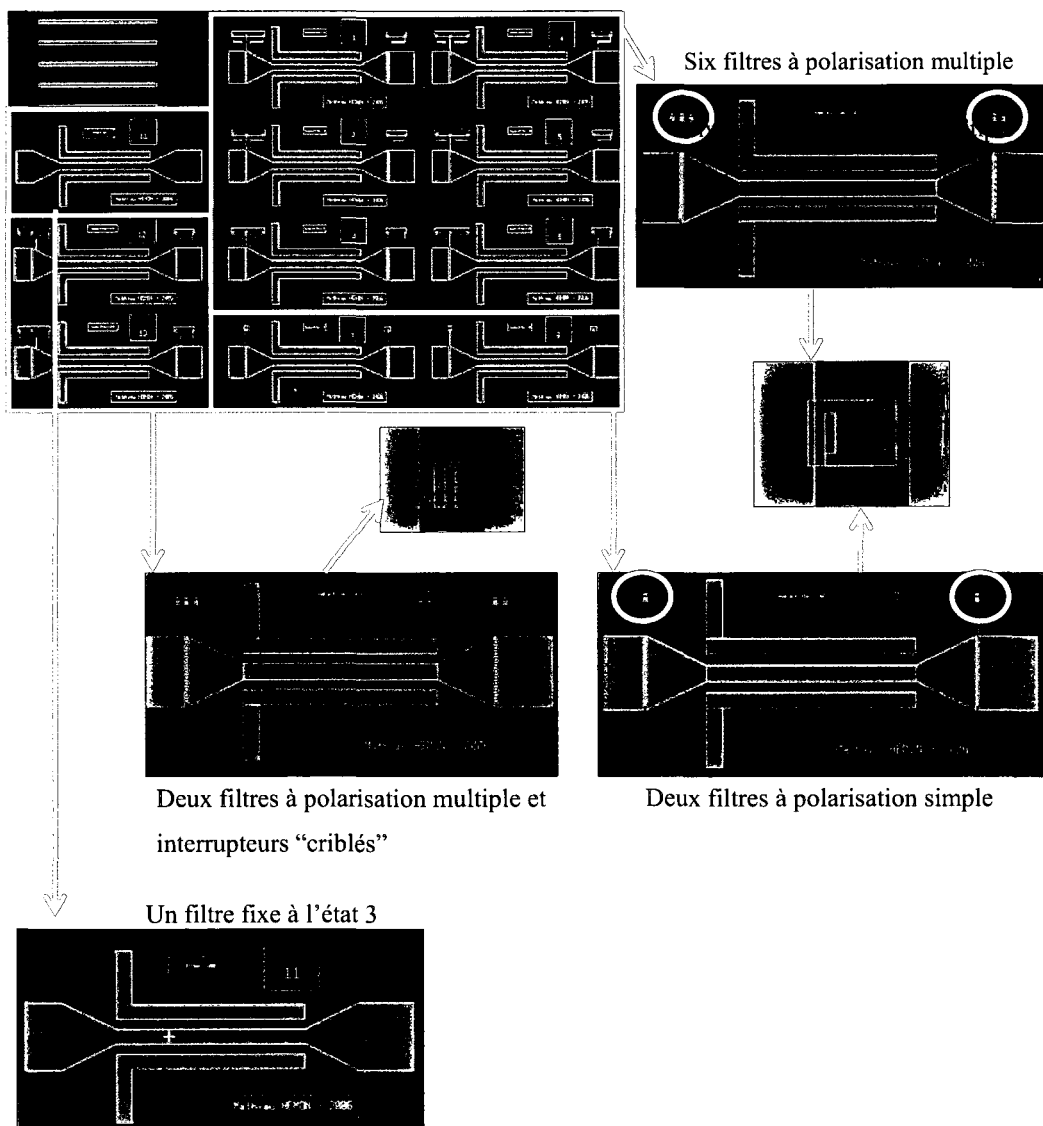
Étape critique

ANNEXE 5

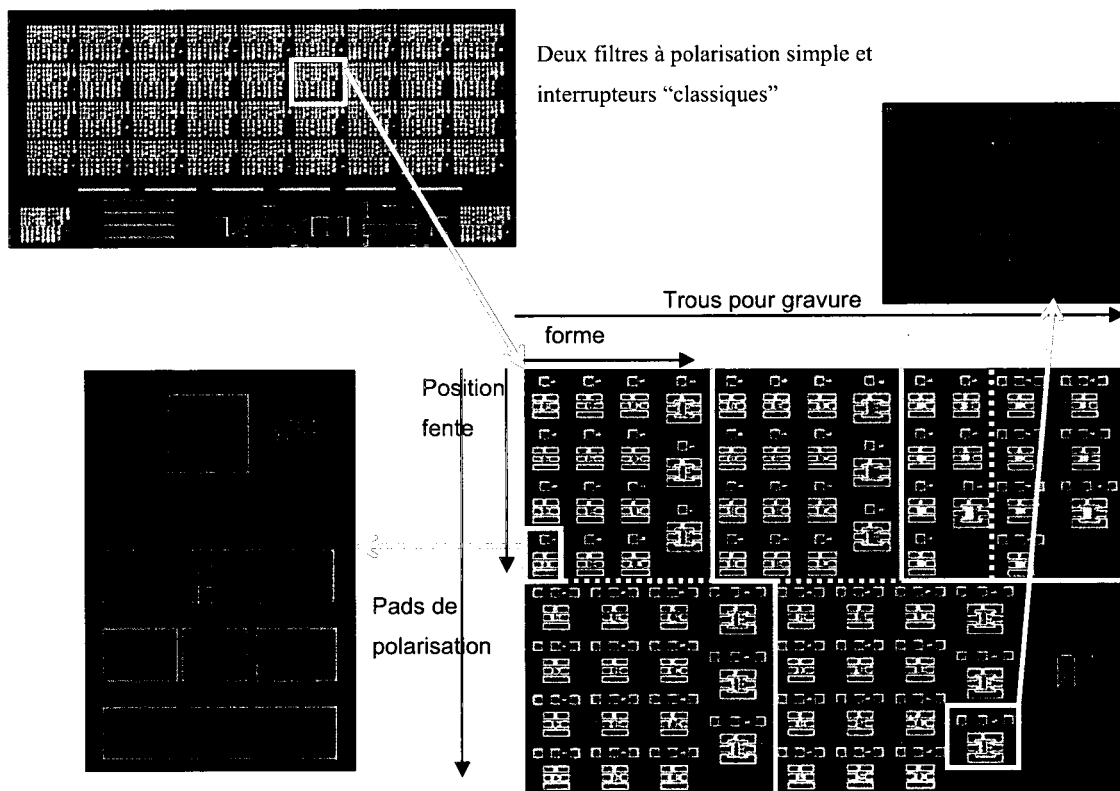
Les différentes parties du masque

1. Vue d'ensemble

2. Les filtres



3. Les interrupteurs



BIBLIOGRAPHIE

- Bouchaud. (2006). Will RF MEMS live up their promise ? *WTC-Wicht Technologie Consulting, Munich*.
- Bouchaud, J., & Wicht, H. (2005). *RF MEMS: Status of the industry and roadmaps*, Long Beach, CA, United States.
- Brank, J., Yao, Z. J., Eberly, M., Malczewski, A., Varian, K., & Goldsmith, C. L. (2001). RF MEMS-based tunable filters. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 11(5), 276-284.
- Fourn, E., Pothier, A., Champeaux, C., Tristant, P., Catherinot, A., Blondy, P., et al. (2003). MEMS switchable interdigital coplanar filter. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 51(1), 320-324.
- Français, O. (2003). Qu'est-ce qu'un MEMS ? *2ème journée Pôle Francilien Microsystèmes*.
- Goldsmith, C. L., Zhimin, Y., Eshelman, S., & Denniston, D. (1998). Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters]*, 8(8), 269-271.
- Hee-Chul, L., Jae-Yeong, P., & Jong-Uk, B. (2005). Piezoelectrically actuated RF MEMS DC contact switches with low voltage operation. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 15(4), 202-204.

- Hong-Teuk, K., Jae-Hyoung, P., Yong-Kweon, K., & Youngwoo, K. (1999). *Millimeter-wave micromachined tunable filters*. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International
- Jung-Chih, C., Yiton, F., Choudhury, D., & Lih-Yuan, L. (1999). *MEMS millimeterwave components*. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International
- Li, L. (2006). Monolithic RF MEMS inductor using silicon MEMS foundry process. *Micro & Nano Letters*, 1(1).
- Liu, Y., Borgioli, A., Nagra, A. S., & York, R. A. (2001). Distributed MEMS transmission lines for tunable filter applications. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 11(5), 254-260.
- Lucyszyn, S. (2004). Review of radio frequency microelectromechanical systems technology. *Science, Measurement and Technology, IEE Proceedings-*, 151(2), 93-103.
- Madou, M. (2002). *Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization*, 2nd edition: CRC Press.
- Nathanson, H. C., Newell, W. E., Wickstrom, R. A., & Davis, J. R., Jr. (1967). The resonant gate transistor. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 14(3), 117-133.
- Peroulis, D., Pacheco, S., Sarabandi, K., & Katehi, L. P. B. (2001). *Tunable lumped components with applications to reconfigurable MEMS filters*. Paper presented at the Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International.

- Petersen, K. E. (1979). Silicon as a mechanical material. *Proceedings of the IEEE*, 70(5), 420-457.
- Pillans, B., Rebeiz, G., & Lee, J. B. (2003). *Advances in RF MEMS technology*. Paper presented at the Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium.
- Pothier, A., Orlianges, J. C., Guizhen, Z., Champeaux, C., Catherinot, A., Cros, D., et al. (2005). Low-loss 2-bit tunable bandpass filters using MEMS DC contact switches. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(1), 354-360.
- Pozar, M. (2005). *Microwave Engineering, 3rd edition*: Wiley-Interscience.
- Prigent, G., Rius, E., Le Pennec, F., Le Maguer, S., Quendo, C., Six, G., et al. (2004). Design of narrow-band DBR planar filters in Si-BCB technology for millimeter-wave applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(3), 1045-1051.
- Rebeiz, G. (2003). *RF MEMS : Theory, Design and Technology*: Wiley-Interscience.
- Rebeiz, G. M. (2003). *RF MEMS switches: status of the technology*. Paper presented at the TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on.
- Reines, I. C., Goldsmith, C. L., Nordquist, C. D., Dyck, C. W., Kraus, G. M., Plut, T. A., et al. (2005). A low loss RF MEMS Ku-band integrated switched filter bank. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, 15(2), 74-76.

- Sureau, J.-C. (2006). Radant MEMS President discusses RF switches. http://www.memsinvestorjournal.com/2006/02/radant_mems_ceo.html.
- Yao, J. J. (2000). RF MEMS from a device perspective. *J. Micromech. Microeng.*, 10(R9-r38).
- Young, D. J., & Boser, B. E. (1997). *A micromachine-based RF low-noise voltage-controlled oscillator*. Paper presented at the IEEE Custom Integrated Conference.