

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie - Santé

FACULTE DES SCIENCES DE LIMOGES

Année : 2003

Thèse N° 72-2003

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue publiquement par

Arnaud POTHIER

Le Jeudi 11 décembre 2003

CONCEPTION, REALISATION ET TEST DE MICRO-COMMUTATEURS MICRO-ELECTROMECHANIQUES ET APPLICATION AUX CIRCUITS HYPERFREQUENCES RECONFIGURABLES

Thèse dirigée par Pierre BLONDY et Corinne CHAMPEAUX.

Thierry MONEDIERE	Professeur à l'Université de Limoges - IRCOM	Président
Alain BOSSEBOEUF Robert PLANA	Directeur de Recherches à l'Université de Paris Sud, IEF Professeur au LAAS à Toulouse	Rapporteur Rapporteur
Luc LAPIERRE Michel AUBOURG Corinne CHAMPEAUX Pierre BLONDY Dominique CROS	Responsable du Département Hyperfréquences au CNES Chargé de Recherches CNRS, IRCOM - Limoges Maître de Conférences à l'Université de Limoges - SPCTS Ingénieur de Recherches CNRS, IRCOM - Limoges Professeur à l'Université de Limoges - IRCOM	Examineur Examineur Examineur Examineur Examineur
Xavier GRISON John PAPAPOLYMEROU	Ingénieur à la DGA, Paris Assistant Professeur à Georgia Tech, Atlanta, USA	Invité Invité

UNIVERSITE DE LIMOGES

Faculté des Sciences de LIMOGES

Ecole Doctorale Science, Technologie, Santé

IRCOM : Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes

N° 72-2003

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue publiquement par

Arnaud POTHIER

Le Jeudi 11 décembre 2003

CONCEPTION, REALISATION ET TEST DE MICRO-COMMUTATEURS

MICRO-ELECTROMECHANIQUES ET APPLICATION AUX CIRCUITS

HYPERFREQUENCES RECONFIGURABLES

Rapporteurs : Alain BOSSEBOEUF
Robert PLANA

Examineurs : Thierry MONEDIERE
Luc LAPIERRE
Michel AUBOURG
Dominique CROS

Directeurs de Thèse: Pierre BLONDY
Corinne CHAMPEAUX

Invités: Xavier GRISON
John PAPAPOLYMEROU

“Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables”

La technologie MEMS pour les applications hyperfréquences, s'est développée depuis quelques années avec pour objectif d'améliorer les performances des circuits et dispositifs microondes. De nombreux composants ont été développés, démontrant alors une importante réduction des pertes et une plus grande linéarité que leurs principaux concurrents: les composants semi-conducteurs. Notre étude a porté donc sur la conception d'un micro-commutateur et son intégration dans des circuits microondes reconfigurables.

Dans un premier temps, nous présentons dans le manuscrit un état de l'art de la technologie MEMS et des composants hyperfréquences qui en résultent. Le fonctionnement de commutateurs micromécaniques y est plus particulièrement étudié. Les principaux atouts et limitations sont également présentés avec quelques domaines d'application où ces composants peuvent contribuer à une amélioration de performances.

La seconde partie de ces travaux est dédiée à la conception mécanique et électromagnétique d'un micro-commutateur à contact ohmique. L'objectif de cette étude était de réaliser un composant fiable avec de bonnes performances. L'optimisation de ce composant y est présentée, validée par des performances mécaniques et électriques des dispositifs réalisés.

La dernière partie de ces travaux concerne le développement de nouvelles topologies de circuits hyperfréquences reconfigurables équipés de micro-commutateurs à contact ohmique. Nous y présentons trois applications dont la conception de filtres passe-bande avec un accord discret sur une large plage de fréquences (20% et 44% d'accord). Nous montrons également comment maintenir les pertes de ces dispositifs à un faible niveau, en conservant les facteurs de qualité de ces composants reconfigurables à une valeur élevée.

Mots clés : MEMS, structures micromécaniques, micro-commutateurs, cantilever, actionnement électrostatique, résistance de contact, réseau de polarisation, circuits reconfigurables, filtres accordables en fréquence, facteur de qualité.

“Design, fabrication and test of micro-electro-mechanic switches and application to tunable microwave devices”

Since few years, the MEMS technology for microwave applications has grown up with the potential to improve the circuit and device performances. Several components have been designed and demonstrate an important reduction of loss and a higher linearity than their main counterparts: the semi-conductor components. This work investigates the MEMS switches design and their integration in tunable microwave systems.

Thus, we first present a state of art of this MEMS technology and the MEMS microwave devices. The micromachined switches operation is investigated. The main advantages, drawbacks and some applications where these components could improve the performances are discussed.

The second part of this work is dedicated to the mechanical and electromagnetic design of a DC contact switch. The main objective of this work was to realise a reliable component which present good performances. The switch optimisation is presented and discussed with the corresponding mechanical and electric measurements.

The last part of this memory addresses the development of new switchable microwave circuit topology including DC contact micro relays. Three applications are discussed; some tunable filters are developed with a high tuning in frequency (22% for the first one and 44% for the other). We also present how to preserve the device losses to a low level, and keep high the quality factor of these systems.

Key words: MEMS, micromechanical devices, micro-relays, switches, electrostatic actuation, contact resistance, biasing network, reconfigurable systems, tunable filters, quality factor.

AVANT PROPOS

Le travail décrit dans ce mémoire s'est déroulé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.). Je tiens à remercier sincèrement son directeur, Mr P. GUILLON, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et avoir permis le bon déroulement de ma thèse.

J'adresse mes profonds remerciements à Messieurs A. BOSSEBOEUF, Directeur de Recherches à l'Université de Paris Sud - IEF Orsay, et R. PLANA, Professeur au LAAS à Toulouse, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce mémoire.

J'assure de mon entière reconnaissance Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté d'être le Président du Jury de cette soutenance.

Je remercie Messieurs L. LAPIERRE, Responsable du Département Hyperfréquences au CNES à Toulouse et X. GRISON, Ingénieur à la DGA d'avoir accepté l'invitation à la soutenance.

Je remercie également Monsieur M. AUBOURG, Chargé de Recherches CNRS à l'IRCOM, pour sa présence dans ce jury.

Je remercie également Monsieur J. PAPAPOLYMEROU, Assistant Professeur à l'Université de Georgia Institute of Technology (Atlanta USA), pour m'avoir accueilli durant 5 mois dans son équipe de recherche, avoir cru en mes idées, et avoir fait le voyage jusqu'à Limoges pour assister à la soutenance de mes travaux.

J'adresse des remerciements particuliers et assure de ma sympathie à Monsieur P. BLONDY, Ingénieur de Recherches CNRS à l'IRCOM et Mme C. CHAMPEAUX, Maître de Conférence à l'Université de Limoges, qui ont encadré mon travail, pour leur disponibilité, leurs conseils et leur aide.

Je remercie Monsieur D. CROS, Professeur à l'Université de Limoges, qui a dirigé mes travaux et lui témoigne de ma sincère reconnaissance pour la qualité de son aide et pour l'état d'esprit qu'il a su instaurer.

Je remercie Monsieur S. VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, Responsable de l'équipe CDM dans laquelle cette thèse s'est réalisée, pour son attention, sa disponibilité et ses conseils.

Enfin, je tenais à remercier Monsieur H. JALLAGEAS, Responsable des mesures à l'IRCOM, pour sa patience, pour le matériel qu'il a bien voulu me prêter et ses bons conseils. Je lui assure toute ma reconnaissance et ma sympathie. Je remercie de même Monsieur B. CASTEIGNAU, Responsable de la Salle Blanche du laboratoire, pour ses conseils, son expérience et sa patience.

J'aimerais également remercier tous les doctorants ou anciens doctorants que j'ai eu la chance de côtoyer, pour leur bonne humeur et leur amitié. Les étudiants et désormais amis d'Atlanta pour leur ouverture d'esprit et leur générosité, eux qui ont bien voulu accepter le "petit français".

Un énorme merci à ma famille et tous mes amis qui m'ont soutenu durant cette thèse.

Introduction générale	1
Chapitre I : Les composants MEMS	7
I Les composants MEMS	9
II Les MEMS RF : Etat de l’art	13
II.1 Une grande variété de composants.....	13
II.1.1 Les capacités variables	14
II.1.2 Structures à mode de résonance micromécanique et acoustique.....	16
II.1.3 Autres circuits micro-usinés.....	18
II.2 Les micro-commutateurs MEMS	20
II.2.1 Fonction de commutation.....	20
II.2.2 Les commutateurs MEMS.....	21
II.2.3 Les systèmes d’actionnement des micro-commutateurs MEMS	24
II.2.4 Comparaison avec les commutateurs semi-conducteurs.....	29
II.2.4.1 Points forts.....	29
II.2.4.2 Limitations	30
II.2.4.3 Bilan	32
II.2.5 Domaines d’applications des micro-commutateurs MEMS RF.....	33
II.2.6 Exemples de micro-commutateurs MEMS	35
III Exemple d’un procédé de fabrication de micro-commutateur MEMS :	
Le procédé développé à l’IRCOM	40
IV Conclusion.....	44
Chapitre II: Conception et optimisation d’un micro-commutateur MEMS à contact ohmique	47
I Introduction	49
II Conception et modélisation mécanique du micro-commutateur.....	52
II.1 Notions de mécanique	52
II.1.1 Bilan des forces mises en jeu	52
II.1.1.1 La force de rappel.....	54

II.1.1.2	La force d'actionnement électrostatique	56
II.1.1.3	La force de contact	59
II.1.2	Déformation induite par les contraintes internes.....	60
II.2	Quelques outils d'analyse mécanique	62
II.2.1	La théorie des poutres: une première approche.....	62
II.2.2	Simulations électromécaniques	64
II.3	Optimisation mécanique du micro-commutateur	65
II.3.1	Un premier dimensionnement du dispositif	66
II.3.2	Influence du gradient de contrainte	71
II.3.3	Tension d'instabilité	74
II.3.4	Comment accroître la force de contact.....	77
II.3.5	Temps de commutation du micro-commutateur	78
II.4	Performances et caractérisations mécaniques	81
III	Conception et modélisation électromagnétique du micro-commutateur.....	84
III.1	Implémentation du cantilever et topologie du micro-commutateur	84
III.2	Optimisation électromagnétique de la structure.....	86
III.2.1	Etude de l'isolation présentée par le micro-commutateur à l'état bloqué	87
III.2.1.1	Comment réduire l'influence de la capacité parasite C_p ?.....	88
III.2.1.2	Comment réduire l'influence de la capacité série C_s ?	92
III.2.2	Etude des pertes présentées par le micro-commutateur à l'état passant	97
III.2.2.1	Le contact métal-métal	98
III.2.2.2	L'électrode d'actionnement et son réseau de polarisation	101
III.3	Performances mesurées du micro-commutateur	107
IV	Conclusion et perspectives	111

Chapitre III : Applications et intégration de micro-commutateur MEMS à

contact ohmique dans des circuits hyperfréquences accordables..... 113

I	Conception d'une capacité variable digitale à fort coefficient de qualité.....	116
I.1	Introduction	116
I.2	Méthode de synthèse d'une banque de capacités digitales à N bits	119
I.2.1	Présentation de la méthode.....	119

I.2.2	Exemple: synthèse d'une capacité digitale 3 bits.....	123
I.3	Synthèse et optimisation d'une capacité digitale 3bits à fort facteur de qualité à partir de micro-commutateurs à contact ohmique	124
I.3.1	Caractéristiques d'une capacité hyperfréquence distribuée	124
I.3.2	Conception de la charge capacitive digitale	126
I.4	Performances de la capacité digitale	130
I.5	Conclusion.....	134
II	Conception d'un résonateur accordable en fréquence.....	135
II.1	Introduction	135
II.2	Synthèse d'un résonateur reconfigurable	136
II.2.1	Résonateur à accord digital présentant un fort facteur de qualité	136
II.2.1.1	Synthèse d'un résonateur à fort facteur de qualité	136
II.2.1.2	Comment rendre ce résonateur reconfigurable tout en préservant son facteur de qualité ?.....	140
II.3	Conclusion.....	147
III	Conception de filtres commutables en fréquence	148
III.1	Synthèse d'un filtre deux pôles reconfigurable en fréquence	148
III.1.1	Etude des couplages des quatre configurations.....	148
III.1.2	Conception et optimisation électromagnétique du filtre digital	151
III.1.3	Mesures et performances du filtre.....	158
III.1.4	Conclusion.....	162
III.2	Synthèse d'un filtre deux pôles reconfigurable présentant un accord en fréquence de 6GHz.....	163
III.2.1	Conception et optimisation électromagnétique du filtre passe bande.....	163
III.2.2	Mesures et performances du filtre.....	167
III.3	Conclusion.....	171
IV	Conclusions et perspectives	173
	Conclusion générale	175
	Annexe 1: Equation de la déflexion d'un cantilever soumis à une force localisée	181
	Références Bibliographiques	187

Figures et tableaux

Liste des Figures

Figure I - 1: Accéléromètre AD-XL50.....	10
Figure I - 2: Micro-miroirs reconfigurables.....	11
Figure I - 3: Micro-laboratoire (puce à ADN) et réseau d'aiguilles micro-usinées.....	12
Figure I - 4: Exemple de capacité digitale 4 bits.....	14
Figure I - 5: Exemple de capacité analogique inter-digitée et de type plaque.....	15
Figure I - 6: Exemple d'oscillateur et de filtre micromécaniques.....	16
Figure I - 7: Exemple d'un résonateur FBAR.....	17
Figure I - 8: Méthodes d'isolation acoustique d'un résonateur FBAR.....	17
Figure I - 9: Exemples de lignes de transmission micro-usinées.....	18
Figure I - 10: Exemple d'inductances micro-usinées.....	19
Figure I - 11: Représentation électrique du commutateur.....	21
Figure I - 12: Exemple de commutateur à contact latéral.....	22
Figure I - 13: Commutateur série à contact capacitif.....	23
Figure I - 14: Commutateur série à contact ohmique.....	23
Figure I - 15: Configuration d'un micro-commutateur MEMS à base de micro-poutre.....	24
Figure I - 16: Mise en œuvre d'une commande électrostatique.....	25
Figure I - 17: Mise en œuvre d'une commande thermique.....	26
Figure I - 18: Mise en œuvre d'une commande magnétique.....	27
Figure I - 19: Mise en œuvre d'une commande piézoélectrique.....	28
Figure I - 20: Exemples de déphaseurs à MEMS 4bits en bande X et 3 bits en bande KA.....	34
Figure I - 21: Exemple d'un adaptateur d'impédance et d'un filtre accordable MEMS.....	35
Figure I - 22: Commutateur à contact capacitif développé par Raytheon.....	36
Figure I - 23: Commutateur à contact ohmique développé par Rockwell.....	37
Figure I - 24: Commutateur à contact ohmique développé par le LETI, ST Microelectronics et L'IRCOM.....	37
Figure I - 25: Commutateur à contact ohmique développé par l'Université de Northeastern et Analog Devices.....	38
Figure I - 26: Commutateur à commande magnétique développé par Microlab.....	39
Figure I - 27: Commutateur MEMS développé à l'IRCOM.....	39
Figure I - 28: Technique de photolithographie UV. Alignement du masque et du substrat recouvert d'une résine photosensible, sensibilisation de la résine par un rayonnement UV au travers du masque et développement de la résine sensibilisée.....	40
Figure I - 29: Etapes de notre procédé de réalisation. Réalisation du réseau de polarisation, passivation du réseau par un isolant, réalisation du premier niveau de métallisation.....	42
Figure I - 30: Etapes de notre procédé de réalisation. Réalisation de la couche sacrificielle, réalisation du second niveau de métallisation, libération du cantilever.....	43
Figure II - 1: Micro-commutateurs MEMS de type cantilever et de type pont.....	50
Figure II - 2: Micro-commutateur de type cantilever de longueur L, de largeur W, d'épaisseur H, et surélevé de la distance g du substrat.....	53
Figure II - 3: Déflexion de la micro-poutre induite par l'actionnement électrostatique.....	53

Figure II - 4: Modélisation de la force de rappel.	54
Figure II - 5: Déplacement de la micro-poutre en fonction de la tension d’actionnement pour un cantilever de constante de raideur $k = 10\text{N/m}$, de surface d’actionnement $S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$	57
Figure II - 6: La force de contact.	59
Figure II - 7: Processus d’actionnement du cantilever.	59
Figure II - 8: Effet de la contrainte résiduelle compressive dans les structures de type pont.	60
Figure II - 9: Effet du gradient de contrainte.	61
Figure II - 10: Cantilever soumis à une force localisée.	63
Figure II - 11: Calcul de la déflexion imposée à un cantilever à partir des équations de la théorie des poutres et de simulations d’ANSYS.	64
Figure II - 12: Dimensions du cantilever utilisées pour les calculs de tension d’instabilité et de constante de raideur au niveau des points de contact.	66
Figure II - 13: Evolution de la constante de raideur à l’extrémité du cantilever et de la tension d’instabilité en fonction de la longueur du cantilever.	68
Figure II - 14: Evolution de la constante de raideur à l’extrémité du cantilever et de la tension d’instabilité en fonction de l’épaisseur du cantilever.	69
Figure II - 15: Evolution de la constante de raideur à l’extrémité du cantilever en fonction de la largeur du cantilever.	69
Figure II - 16: Evolution de la constante de raideur à l’extrémité du cantilever et de la tension d’instabilité en fonction de la longueur et de l’épaisseur du cantilever.	70
Figure II - 17: Déflexion du cantilever induite par un gradient de contrainte.	71
Figure II - 18: Influence de la longueur du cantilever sur l’effet du gradient de contrainte.	72
Figure II - 19: Influence de l’épaisseur du cantilever sur l’effet du gradient de contrainte.	72
Figure II - 20: Profil interférométrique du micro-commutateur.	73
Figure II - 21: Emplacement de l’électrode d’actionnement.	74
Figure II - 22: Evolution de la tension d’instabilité en fonction de la distance inter -électrodes.	75
Figure II - 23: Effet de l’affaiblissement de l’ancrage sur la tension d’instabilité.	75
Figure II - 24: Maillage et calcul de la déflexion de la structure cantilever affaiblie.	76
Figure II - 25: Résine sacrificielle avec formation des bossages.	77
Figure II - 26: Influence de l’épaisseur des bossages sur la force de rappel.	78
Figure II - 27: Evolution du temps de commutation en fonction de la tension appliquée à pression atmosphérique.	80
Figure II - 28: Evolution du temps de commutation en fonction de la tension appliquée à pression atmosphérique.	82
Figure II - 29: Mesure du temps de commutation d’un cantilever de $140 \mu\text{m}$ de long actionné avec 100V	83
Figure II - 30: Implémentations possibles d’une structure type cantilever.	84
Figure II - 31: Implémentation coplanaire en ligne du micro-commutateur.	86
Figure II - 32: Micro-commutateur réalisé sans cantilever.	87
Figure II - 33: Fonctionnement du micro-commutateur.	87
Figure II - 34: Etat bloqué du micro-commutateur.	88
Figure II - 35: Comparaison des performances mesurées d’un micro-commutateur à l’état bloqué, réalisé sur un substrat de silicium et de quartz.	89
Figure II - 36: Zone d’implémentation du cantilever.	89
Figure II - 37: Evolution de la capacité parasite en fonction de la longueur de la discontinuité pour $W=110 \mu\text{m}$	90
Figure II - 38: Evolution de la capacité parasite en fonction de la largeur de la discontinuité pour $L=125 \mu\text{m}$	91
Figure II - 39: Evolution de la capacité parasite en fonction de la longueur de l’électrode d’actionnement pour une discontinuité de dimensions $125 \times 110 \mu\text{m}^2$	92
Figure II - 40: Allure du champ électrique au niveau de la zone de contact.	93

Figure II - 41 Evolution simulée de la capacité C_g en fonction du gap d'air séparant le cantilever de la zone de contact..	94
Figure II - 42: Evolution simulée de l'isolation du commutateur en fonction de la distance g variant de 1 à 4 μm	94
Figure II - 43: Topologies de micro-commutateurs avec 2 et 1 doigt(s) de contact.....	95
Figure II - 44: Evolution simulée de la capacité C_g en fonction de la surface des doigts.....	96
Figure II - 45: Topologie de commutateur à deux doigts de contact présentant des doigts au bout du cantilever.....	97
Figure II - 46: Influence de la force d'actionnement sur la force de contact.....	98
Figure II - 47: Performances mesurées d'un micro-commutateur à l'état bloqué pour différentes valeurs de la tension d'actionnement.....	99
Figure II - 48: Distribution des courants pour un commutateur à 1 et 2 doigt(s) de contact.....	100
Figure II - 49: Mesures des pertes d'insertion du commutateur actionné et d'un commutateur réalisé en contact: évaluation de la résistance de contact.....	101
Figure II - 50: Influence de la ligne de polarisation sur les pertes d'insertion.....	102
Figure II - 51: Fuite de signal dans le réseau de polarisation.....	103
Figure II - 52: Distribution de courant dans le réseau de polarisation dans le cas d'une faible résistance de 100Ω et d'une forte résistance de $50k\Omega$	105
Figure II - 53: Influence de la valeur de la résistance de polarisation sur les pertes d'insertion.....	106
Figure II - 54: Intégration de la résistance de polarisation.....	106
Figure II - 55: Performances mesurées à l'état bloqué.....	108
Figure II - 56: Pertes d'insertion mesurées à l'état passant.....	109
Figure II - 57: Pertes de réflexion mesurées à l'état passant.....	109
Figure III - 1: Exemple de capacité analogique avec ses performances mesurées.....	116
Figure III - 2: Schémas de principe d'une capacité analogique et digitale.....	117
Figure III - 3: Exemple de charge capacitive à 3 bits.....	118
Figure III - 4: Principe d'une charge capacitive digitale C_{digitale} N bits.....	119
Figure III - 5: Evolution linéaire de la capacité synthétisée.....	120
Figure III - 6: Différents états des commutateurs associés au bits.....	121
Figure III - 7: Modélisation série d'une capacité hyperfréquence.....	125
Figure III - 8: Exemple d'évolution de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence.....	126
Figure III - 9: Topologie de la charge capacitive digitale à 3bits.....	127
Figure III - 10: Mise en parallèle de trois commutateurs sur le bit $n^{\circ}3$	128
Figure III - 11: Capacité digitale et son réseau de polarisation.....	129
Figure III - 12: Evolution de la capacité pour chaque combinaison.....	130
Figure III - 13: Capacité digitale avec sa transition CPW vers micro-ruban.....	131
Figure III - 14: Evolution de la capacité en fonction de la fréquence pour chaque combinaison.....	132
Figure III - 15: Evolution quasi-linéaire de la capacité.....	133
Figure III - 16: Coefficient de réflexion S_{11} mesuré pour la 1ère et la 8ème combinaison.....	133
Figure III - 17: Coupe transversale du résonateur blindé.....	137
Figure III - 18: Topologie du résonateur blindé.....	138
Figure III - 19: Transition coplanaire vers micro-ruban entre les deux substrats.....	138
Figure III - 20: Transmission mesurée et simulée du résonateur découplé.....	139
Figure III - 21: Topologie du résonateur reconfigurable.....	140
Figure III - 22: Les trois bits de la charge capacitive digitale.....	141
Figure III - 23: Topologie du résonateur digital à trois bits.....	142
Figure III - 24: Accord en fréquence présenté par le résonateur.....	143

Figure III - 25: Les deux premiers bits et leur réseau de polarisation.....	144
Figure III - 26: Le troisième bit et son réseau de polarisation.	145
Figure III - 27: Vue d'ensemble du résonateur digital disposé dans ses cavités micro-usinées.....	146
Figure III - 28: Facteur de qualité mesuré pour les 2 premières combinaisons du résonateur.	147
Figure III - 29: Exemple des quatre états d'un filtre reconfigurable où les couplages ne sont pas maîtrisés.....	150
Figure III - 30: Modélisation d'un filtre deux pôles par des éléments localisés.	151
Figure III - 31: Exemple des quatre états d'un filtre reconfigurable où les couplages sont maîtrisés.....	152
Figure III - 32: Topologie du filtre deux pôles.	153
Figure III - 33: Charges capacitives implémentées sur le résonateur.	154
Figure III - 34: Performances simulées du résonateur digital découplé.....	155
Figure III - 35: Topologie du filtre digital.	156
Figure III - 36: Performances simulées du filtre digital pour ses quatre combinaisons.	157
Figure III - 37: Le filtre deux pôles digital à deux bits et son réseau de polarisation.	158
Figure III - 38: Positionnement des résistances de polarisation.....	158
Figure III - 39: Filtre digital réalisé.	159
Figure III - 40: Transition coplanaire vers micro-ruban sans vias.	160
Figure III - 41: Performances mesurées du filtre reconfigurable en fréquence.....	161
Figure III - 42: Comparaison mesures/simulations électromagnétiques.....	161
Figure III - 43: Résonateur deux bits découplé avec son réseau de polarisation.	162
Figure III - 44: Performances mesurées du résonateur digital.	163
Figure III - 45: Nouvelles charges capacitives implémentées sur le résonateur.	165
Figure III - 46: Topologie du second filtre digital.	166
Figure III - 47: Performances simulés du second filtre digital pour ses quatre états.	167
Figure III - 48: Second filtre digital réalisé.	168
Figure III - 49: Performances mesurées du second filtre digital.	169
Figure III - 50: Comparaison mesures/simulations électromagnétiques.....	170
Figure III - 51: Second résonateur digital découplé.....	170
Figure III - 52: Performance mesurée du second résonateur digital découplé.....	171
Figure III - 53: Effets des résistances de polarisation sur les performances du filtre.....	172
Figure A1 - 1: Structure type cantilever.....	185
Figure A1 - 2: Cantilever soumis à une force localisée.....	186

Liste des Tableaux

Tableau I - 1: Tableau comparatif des performances entre des commutateurs MEMS à actionnement électrostatique et des composants semi-conducteurs.	32
Tableau II - 1: Module d'Young des principaux matériaux utilisés pour la réalisation de structures MEMS.	55
Tableau II - 2: Influence de la longueur du cantilever.....	80
Tableau II - 3: Evolution de la fréquence de résonance et de la tension d'instabilité en fonction de la longueur.....	83
Tableau III - 1: Capacités obtenues à 2 et 5GHz pour chaque combinaison.....	130
Tableau III - 2: Capacités mesurées et simulées à 5GHz pour chaque combinaison.....	132
Tableau III - 3: Récapitulatif des performances simulées du résonateur (avec le réseau de polarisation).	143

Tableau III - 4: Performances simulées du résonateur digital (sans réseau de polarisation).....	154
Tableau III - 5: Calculs des valeurs des charges capacitives appliquées au résonateur.	155
Tableau III - 6: Récapitulatif des performances simulées du filtre digital.	157
Tableau III - 7: Récapitulatif des performances mesurées du filtre digital.	160
Tableau III - 8: Performances mesurées du résonateur digital.....	162
Tableau III - 9: Calculs des valeurs des charges capacitives appliquées au résonateur.	165
Tableau III - 10: Performances simulées du second résonateur digital (sans réseau de polarisation).....	166
Tableau III - 11: Récapitulatif des performances simulées du filtre digital.	167
Tableau III - 12: Récapitulatif des performances mesurées du filtre digital.	168
Tableau III - 13: Performances mesurées du résonateur digital.....	171

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Au début des années 80, le domaine des communications hyperfréquences a connu un saut technologique avec le développement de la microélectronique sur AsGa et la révolution engendrée par les technologies MMIC (“Monolithic Microwave Integrated Circuit”). Ainsi, l’intégration des composants actifs et passifs sur un même substrat, a permis de remplacer les parties encombrantes en guides d’ondes et/ou lignes coaxiales, qui équipaient auparavant la majorité des systèmes de communication. Plus reproductibles, plus fiables, les circuits présentent de bien meilleures performances, pour un coût et un encombrement réduits.

Un grand nombre de domaines d’applications s’est rapidement développé et perfectionné grâce à cette technologie: les applications militaires (détection, guidage, guerre électronique, communications ...), le domaine des télécommunications (réception satellite, téléphonie sans fil ...), les applications spatiales. Aujourd’hui, le silicium ou l’arséniure de gallium (et leurs dérivés) sont devenus des standards dans ces domaines.

Depuis quelques années, une nouvelle technologie s’est développée sous l’impulsion donnée par la filière MMIC. La recherche d’une intégration toujours plus poussée et de performances accrues a permis de faire émerger une nouvelle génération de composants, utilisant le silicium non plus uniquement comme un simple substrat, mais aussi comme un matériau mécanique. La technologie MEMS (pour “Micro Electro Mechanical Systems”: systèmes micro-électromécaniques) a permis de mettre à profit l’expérience acquise en microélectronique, pour réaliser des microsystèmes déformables dont le comportement mécanique module le comportement électrique. Cette combinaison mécanique-électrique est la base de composants présentant un comportement en fréquence très linéaire.

Cette technologie, tout d’abord développée pour réaliser des micro-capteurs, a très rapidement suscité l’intérêt d’une communauté scientifique dans le domaine des hyperfréquences. Très largement dominés par des composants semi-conducteurs, les systèmes microondes actuels souffrent d’une forte consommation de puissance, de performances parfois limitées et d’un comportement souvent non linéaire (liés à l’utilisation de ces

composants semi-conducteurs). Les composants MEMS peuvent apporter une alternative, mais les semi-conducteurs sont solidement implantés dans ce domaine et difficiles à “détrôner”.

C’est pourquoi un important effort de recherche dans la conception de ces composants micromécaniques, dans la mise au point et la stabilisation de leur procédé de réalisation, a été mené par la communauté MEMS depuis une dizaine d’années. Aujourd’hui, cette filière doit encore démontrer le fort potentiel de ces composants, par le développement de nouveaux systèmes hyperfréquences reconfigurables, plus performants et plus attractifs que ceux réalisés à base de semi-conducteurs. Cependant, ce développement doit rester compatible avec les procédés technologiques de fabrication MMIC, afin de favoriser une intégration monolithique des dispositifs MEMS (plus faible coût) à des circuits réalisés dans une autre technologie.

Le travail de doctorat présenté dans ce mémoire s’inscrit dans ce contexte. Notre objectif a été de contribuer au développement de nouvelles topologies de circuits microondes reconfigurables mettant à profit le potentiel de la technologie MEMS. Ce travail s’inscrit dans le cadre du centre de projet FM²T (Films Minces et Microdispositifs pour Télécommunications) avec une étroite collaboration avec le SPCTS (UMR 6638 CNRS Limoges).

L’originalité de ce travail se situe dans l’attention portée à l’intégration des composants MEMS, afin qu’ils ne dégradent pas les performances des circuits dans lesquels ils opèrent. Ceci a demandé un effort particulier pour la conception de ces circuits et pour la mise au point de leur procédé de réalisation.

Ce manuscrit est construit de la manière suivante :

Dans un premier chapitre, nous proposons un tour d’horizon des principaux dispositifs issus de l’évolution de la technologie MEMS pour le domaine des hyperfréquences. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux micro-commutateurs de type micro-poutre réalisés dans cette technologie. Nous analyserons leurs modes de fonctionnement, leurs avantages, leurs inconvénients, et nous comparerons leurs

performances à celles de leurs principaux concurrents. Nous définirons quelques domaines d'applications potentiels, où ces micro-commutateurs pourraient se développer. Cette approche nous permettra de situer notre travail. Enfin nous présenterons les étapes du procédé de réalisation utilisé pour fabriquer le micro-commutateur que nous avons développé au laboratoire durant cette thèse, en collaboration avec le SPCTS. Ce procédé sera le point de départ de la conception de ce composant.

Le second chapitre, sera consacré à la conception d'un micro-commutateur à contact ohmique. Cette étape s'est avérée indispensable avant la réalisation de circuits reconfigurables intégrant ce composant. En effet ces applications nécessitent un dispositif performant et fiable qui requiert un développement approprié. Cette conception a fait appel à une étude électromagnétique couplée à une étude mécanique. Les outils de conception utilisés pour cette étude seront présentés dans ce chapitre. Cette étude est basée sur l'optimisation de la géométrie de la structure du composant, afin d'atteindre les performances souhaitées. Les choix de conception, seront validés par des caractérisations mécaniques et électromagnétiques des dispositifs réalisés. Finalement, les performances mécaniques et électriques du composant seront présentées.

Dans un troisième et dernier chapitre, nous présenterons de nouvelles topologies de circuits hyperfréquences reconfigurables. Autour du micro-commutateur, nous avons développé une méthode de synthèse permettant d'apporter à des dispositifs planaires un accord discret important, tout en conservant de très bonnes performances (maintien du niveau de pertes à une faible valeur). Ceci a été rendu possible grâce à l'attention portée sur le facteur de qualité de ces dispositifs ainsi que sur l'impact de l'intégration des composants MEMS sur les performances de ces circuits. Cette étude a conduit à la conception et la réalisation de plusieurs dispositifs originaux: une charge capacitive à variation discrète et constante, un résonateur à fort coefficient de surtension accordable en fréquence et deux filtres passe-bande présentant un accord discret sur une large plage de fréquence. Les performances de ces dispositifs seront présentées dans ce dernier chapitre.

Enfin, nous effectuerons une synthèse des résultats obtenus au cours de ce travail de thèse et nous développerons les perspectives qui en découlent dans la conclusion générale.

CHAPITRE I :

Les composants MEMS

I Les composants MEMS

La dénomination “MEMS” est l’abréviation anglaise de “Micro Electro Mechanical Systems” (systèmes micro-électro-mécaniques) et elle englobe aujourd’hui une multitude de circuits et de dispositifs. Ces systèmes utilisent les procédés de fabrication des circuits intégrés (lithographie et micro-usinage de surface et de volume), pour réaliser à l’échelle du micromètre des dispositifs mécaniquement déformables. Ces procédés sont directement issus des techniques de micro-fabrication utilisées pour réaliser des circuits intégrés en production de masse (lithographie et micro-usinage de surface et de volume). Ainsi, grâce aux techniques de dépôt et de gravure de films minces et aux procédés de micro-usinage du silicium cristallin, un empilement de divers matériaux peut être formé, afin de réaliser des structures miniatures en trois dimensions.

Cette technologie est née de l’évolution naturelle des composants électroniques MMIC (circuits intégrés pour les applications hyperfréquences), et d’un besoin toujours plus important de miniaturisation, de réduction du poids et des coûts de fabrication, ainsi que de réalisation de dispositifs plus performants. Ainsi à la fin des années 80, des chercheurs ont montré que le silicium (le matériau le plus répandu en électronique), pouvait être aussi utilisé comme un matériau structurel mécanique [1-2]. Ce fut le point de départ de la réalisation d’un grand nombre de dispositifs qui ont fait évoluer la technologie MEMS jusqu’à aujourd’hui.

Les dispositifs MEMS font l’objet d’un effort de recherche important et dans de multiples domaines (électronique, micromécanique, optique, fluide, chimie, biologie.....). A l’origine, la notion de composants MEMS se limitait à des dispositifs mécaniquement déformables, aujourd’hui elle a évolué en englobant l’ensemble des structures réalisées à partir de ces technologies de micro-fabrication (à l’exception des circuits intégrés).

Les premiers dispositifs ayant démontré le fort potentiel de cette technologie sont les micro-capteurs. En effet, ils ont su mettre à profit la sensibilité de certains matériaux réalisés en films minces, à la pression, à l’accélération ou à leur propre déformation. De nombreux composants intégrés monolithiquement au sein de circuits intégrés et entièrement encapsulés ont été ainsi fabriqués. L’accéléromètre AD-XL50 produit par *Analog Devices* [3-4], qui

équipe aujourd'hui la majorité des systèmes d'Airbag pour l'automobile, est un des exemples les plus significatifs du succès de cette intégration. Il est constitué d'un capteur micro-usiné, disposé au milieu de la puce, directement associé à l'électronique nécessaire pour l'asservir, traiter et convertir en signaux électriques l'accélération détectée (cf. figure I - 1).

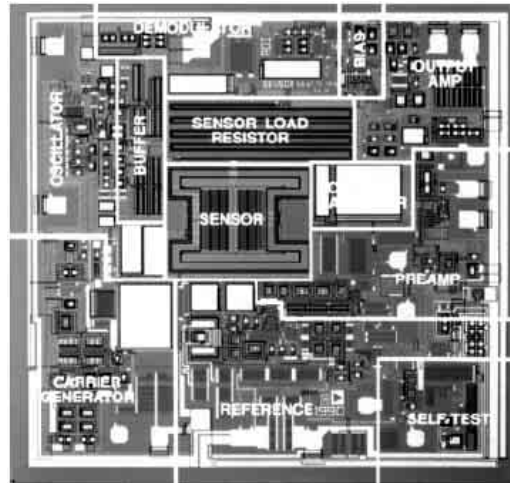


Figure I - 1: Accéléromètre AD-XL50.

Les capteurs offrent aux dispositifs MEMS un vaste domaine d'application. Ainsi, ces structures permettent également de réaliser des gyroscopes (beaucoup utilisés dans le domaine de l'automobile [5]), des capteurs de position [6], des capteurs de pression [7] (applications médicales), des capteurs de température ou encore des capteurs de concentration de gaz [8].

L'optique met également à profit cette technologie afin de réaliser des micro-miroirs à l'échelle des cœurs des fibres optiques, des commutateurs optiques ou encore des systèmes de positionnement de fibres. Certains de ces dispositifs utilisent des actionneurs micromécaniques, des engrenages (cf. figure I - 2 a) permettant de régler leur position ou leur inclinaison. D'autres assurent le mouvement de leur structure par un actionnement électrostatique ou magnétique. A partir de ces miroirs reconfigurables, des réseaux peuvent être formés (cf. figure I - 2 b), afin de réaliser des fonctions d'interconnexions [9] (routage de fibres) ou d'imagerie à très haute résolution (système DLP de *Texas Instrument* [11] (Digital Light Processing)).

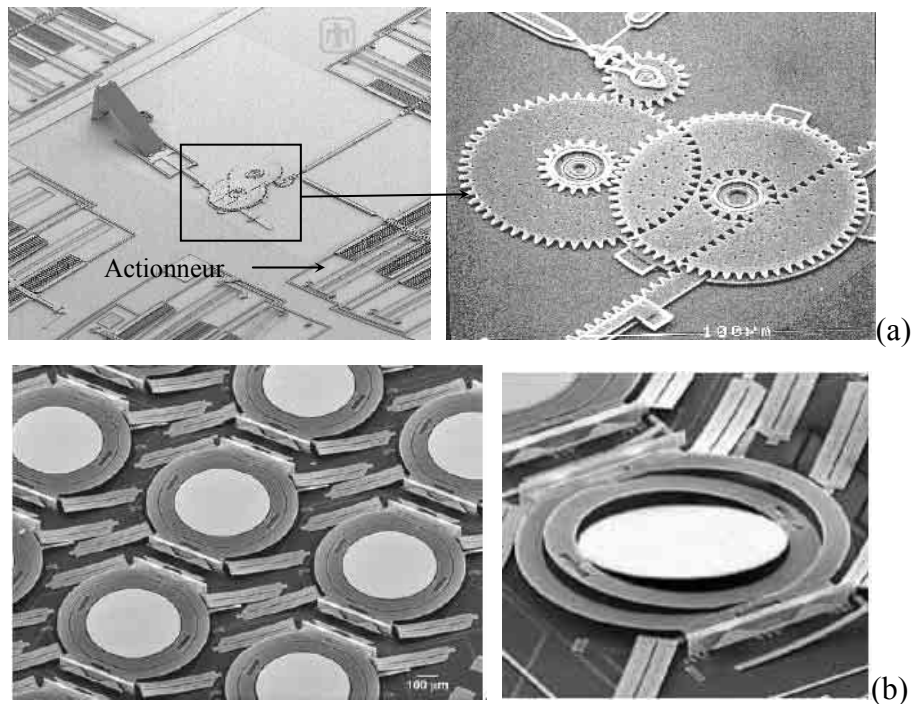


Figure I - 2: Micro-miroirs reconfigurables (a) [12], (b) [10].

La technologie MEMS suscite également un fort intérêt dans les domaines de la micro-fluidique et de la biochimie pour les applications à la biologie et la médecine. La réduction d'échelle permettra bientôt de réaliser des micro-laboratoires ("lab on chip") (cf. figure I - 3 a) capables de travailler sur de très petites quantités de cellules (quelques nanolitres de sang) avec des petites quantités de réactifs et sur un grand nombre d'échantillons à la fois. Ces micro-laboratoires seront formés de réseaux de micro-canaux, munis de micro-valves, de micro-pompes et pourront intégrer des systèmes plus complexes tels que des biopuces à ADN (cf. figure I - 3 b), pour l'analyse de gènes par exemple.

Ces travaux sur la micro-fluidique peuvent s'appliquer également à la réalisation de micro-dispositifs d'injection, capables de délivrer périodiquement la quantité d'insuline ou de médicament nécessaire à un patient diabétique ou gravement malade. On peut envisager d'utiliser des réseaux de micro-aiguilles [14] (cf. figure I 4 c) connectés à des micro-réservoirs, fixés en permanence sur la peau du patient, à la manière d'un patch.

Cette technologie de micro-fabrication présente un très fort potentiel pour la biologie: actuellement ce domaine d'application connaît la plus forte progression.

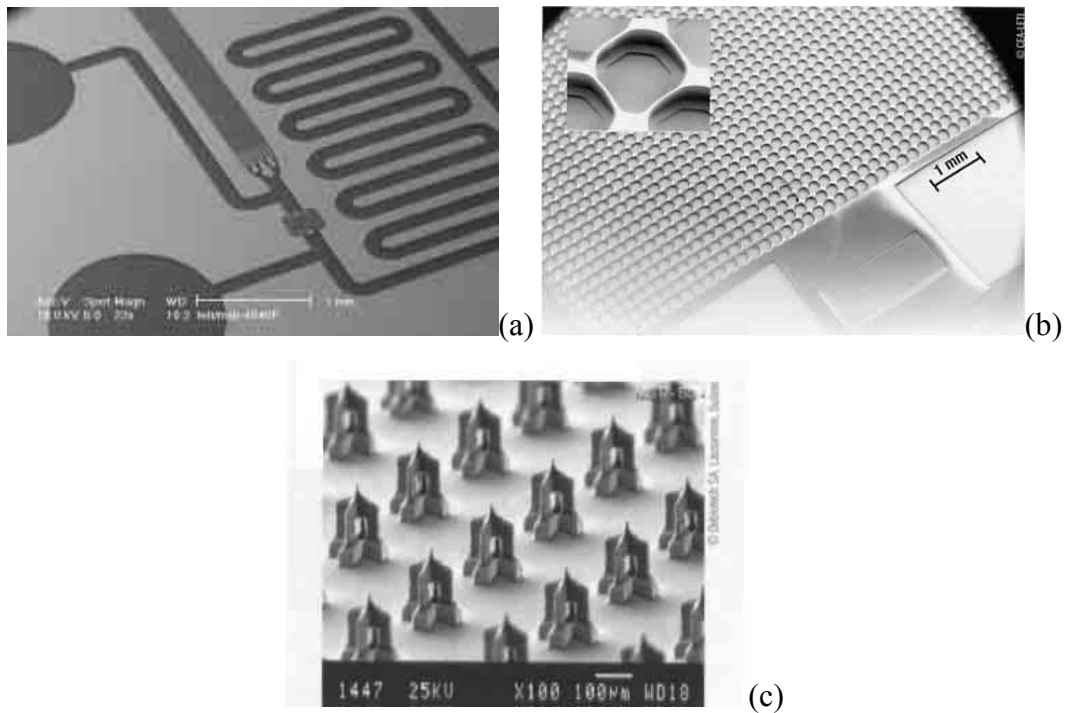


Figure I - 3: Micro-laboratoire [13] (a et b (puce à ADN)) et réseau d'aiguilles micro-usinées.

Aujourd'hui, les domaines d'applications de la technologie MEMS sont très vastes et toujours en expansion. La réduction d'échelle et la production de masse à faible coût en sont une des principales raisons. Les systèmes de communication microondes bénéficient également de cette technologie, désignée sous le sigle MEMS RF.

II Les MEMS RF : Etat de l'art

Les premiers dispositifs micromécaniques sont apparus fin des années 80 et début des années 90, dans le domaine de l'électronique hyperfréquence. Très rapidement on a vu dans ces structures, une alternative aux composants semi-conducteurs. En effet, ils ont en particulier le potentiel d'accroître les fréquences d'opération des composants de commutation et d'en réduire les pertes.

II.1 Une grande variété de composants

Depuis une quinzaine d'années, la technologie de fabrication MEMS pour les applications hyperfréquences s'est développée et diversifiée, rendant possible aujourd'hui la réalisation d'un grand nombre de dispositifs. Actuellement, on peut distinguer plusieurs catégories de composants et circuits issus de cette technologie:

- Les micro-commutateurs.
- Les capacités variables.
- Les résonateurs ou filtres micromécaniques qui opèrent sur les modes de résonance mécanique de minuscules poutres.
- Dispositifs FBAR (Film Bulk Acoustic Resonators) qui utilisent les ondes acoustiques dans des matériaux piézoélectriques.
- Les circuits sur membranes diélectriques
- Les inductances micro-usinées.

Très compacts et performants, ces dispositifs possèdent un fort potentiel. Ils forment une nouvelle génération de composants radiofréquences (RF) qui permettront d'accroître les performances des circuits dans lesquels ils seront intégrés.

II.1.1 Les capacités variables

Les capacités variables avec les micro-commutateurs constituent une grande partie des composants MEMS RF présentés dans la littérature. Ces composants présentent des géométries très variées et sont généralement constitués d'une structure mobile ou seulement mécaniquement déformable.

Parmi les capacités variables MEMS, on distingue les capacités analogiques et les capacités digitales (ou banque de capacités) [15-16]. Ces dernières sont généralement constituées d'un réseau de capacités commutées par des micro-commutateurs MEMS (cf. figure I - 4). La plage de variation de capacité digitale ainsi formée, dépend du nombre de combinaisons possibles et des valeurs des capacités du réseau. Cependant cette variation se fait suivant des valeurs discrètes.

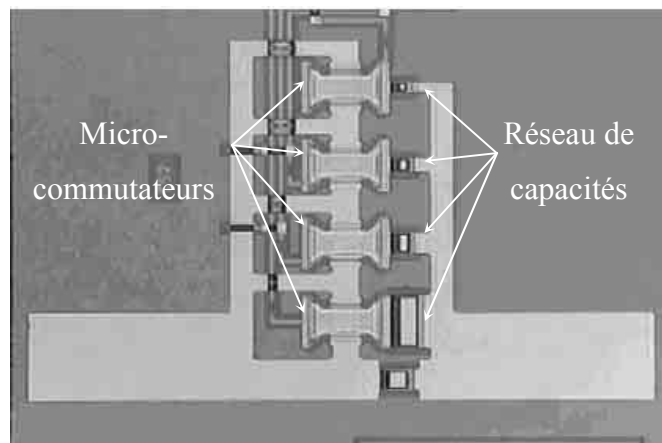


Figure I - 4: Exemple de capacité digitale 4 bits (16 combinaisons) [16].

A la différence des capacités MEMS digitales, les capacités variables analogiques présentent un accord continu : toutes les valeurs comprises dans leur plage de variation peuvent être obtenues. Ces composants sont le plus souvent réalisés à partir de deux électrodes conductrices séparées par un gap d'air entre lequel se forme la capacité souhaitée. Cette capacité devient variable par déplacement d'une électrode par rapport à l'autre. On distingue deux types de capacités analogiques MEMS qui utilisent ce principe.

- Les réseaux de peignes inter-digités (cf. figure I - 5 a), dont le mouvement latéral permet de faire varier la surface en regard entre les deux électrodes de ce composant et par conséquent sa capacité. Ces structures sont généralement réalisées à partir des techniques d'électrolyse métallique épaisse, dans des moules sacrificiels de polymère (procédé type LIGA), ou à partir des techniques de gravure anisotrope par exemple sur des substrats SOI (Silicon On Insulator). Les composants présentent généralement des capacités de fortes valeurs (quelques pico-Farads) avec une plage d'accord continu élevée $\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} > 5-10\right)$. Ils sont essentiellement utilisés pour des applications basse fréquence ($<1\text{GHz}$).

- D'autres composants sont formés d'une fine membrane métallique ou diélectrique (électrode mobile) se déplaçant sur des petites distances (1-3 μm) au-dessus d'une électrode fixe disposée sur la surface du substrat (cf. figure I - 5 b). En réduisant ainsi le gap d'air entre les deux électrodes, la capacité formée va augmenter. De dimensions plus petites que les capacités inter-digitées (quelques centaines de μm^2 contre quelques dizaines de mm^2), les capacités de type micro-poutre ou de type plaque présentent généralement des valeurs plus faibles (centaines de femto-Farads) avec une plage d'accord continu moins élevée $\left(\frac{C_{\max}}{C_{\min}} < 1.5\right)$ pour des structures électrostatiques. Cet accord dépend du type d'actionnement utilisé. Dans le cas d'une commande électrostatique, la plage d'accord est limitée par le phénomène d'instabilité de la micro-poutre (cf. chapitre II §II.1.1.2). Certaines structures ont été développées pour étendre cette plage de variation au-delà de cette limite de 50% [19-22].

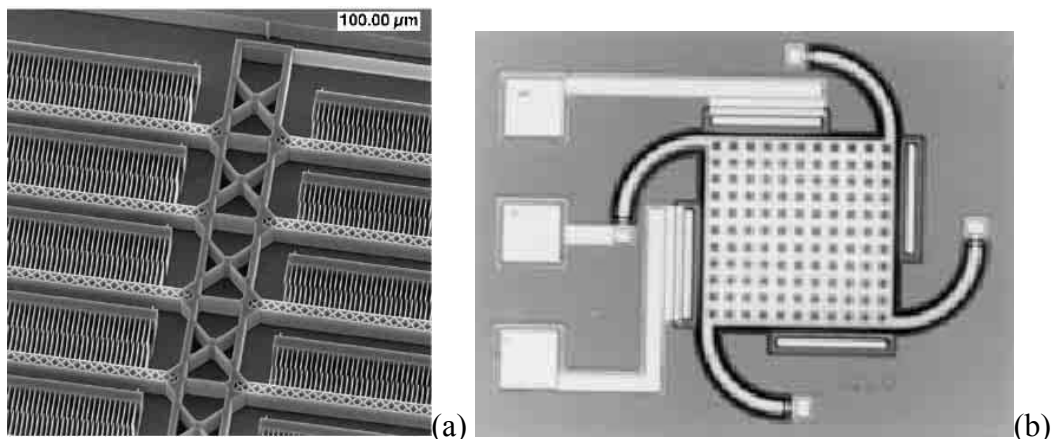


Figure I - 5: Exemple de capacité analogique inter-digitée (a) [17] et de type plaque (b) [18]

II.1.2 Structures à mode de résonance micromécanique et acoustique

Certains composants utilisent les fréquences de résonance mécanique de micro-poutres pour former des résonateurs. Selon les dimensions de ces micro-poutres, ils peuvent présenter des fréquences de résonance de quelques kilo-Hertz à plusieurs centaines de méga-Hertz. Par exemple, une poutre en polysilicium de longueur $13\mu\text{m}$ et de largeur et d'épaisseur $2\mu\text{m}$ possède une fréquence de résonance voisine de 100MHz [25]. Les résonateurs micromécaniques ainsi formés présentent des coefficients de qualité très élevés (≈ 100000 s'ils opèrent sous vide). Couplés capacitivement, ils peuvent être utilisés afin de réaliser des filtres ou des oscillateurs avec une forte pureté spectrale.

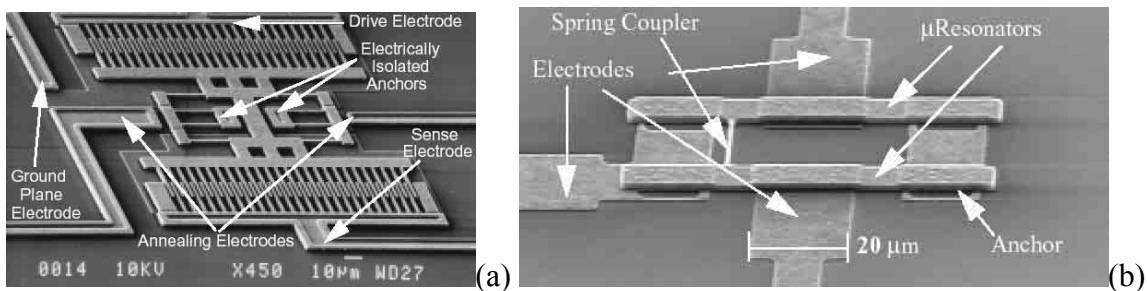


Figure I - 6: Exemple d'oscillateur (a) et de filtre (b) micromécaniques [23-24].

Un grand nombre de ces dispositifs utilise un mode d'excitation électrostatique. Ce mode constitue la principale limitation de ces composants car un couplage capacitif est non linéaire avec la distance inter-électrode. Par conséquent les vibrations des micro-poutres risquent induire une distorsion du signal. De plus, l'impédance d'entrée de ces systèmes est très élevée, ce qui les rend difficiles à adapter sur 50Ω . D'autres modes d'excitation (piézo-électrique, thermique) généralement plus difficiles à mettre en œuvre, peuvent être également utilisés.

Il existe d'autres résonateurs mécaniques fonctionnant sur des ondes acoustiques (résonateur FBAR). Ces résonateurs utilisent les propriétés de vibration mécanique de couches minces piézoélectriques. Ils sont formés de deux électrodes qui excitent un film piézoélectrique déposé entre celles-ci (cf. figure I -7). A la différence des résonateurs SAW (Surface Acoustic Wave) [26], qui utilisent la propagation d'ondes de surface du matériau

piézoélectrique les constituant, les résonateurs FBAR excitent une onde acoustique dans le plan vertical de leur couche piézoélectrique. Par conséquent, ils sont généralement de plus petites dimensions que des dispositifs SAW.

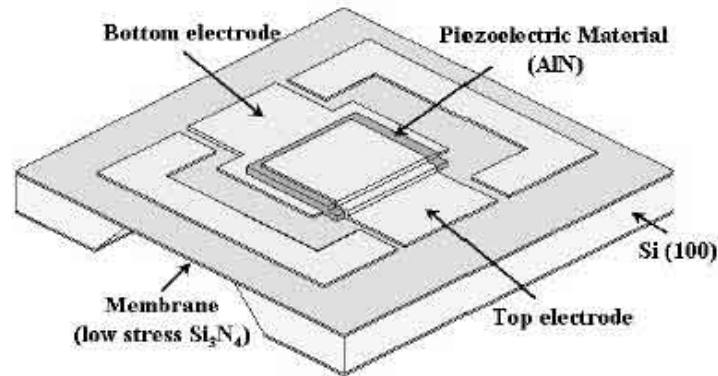


Figure I - 7: Exemple d'un résonateur FBAR [27].

Afin de prévenir l'atténuation de l'onde acoustique ainsi générée, le substrat doit être conditionné pour isoler le résonateur, soit par la formation de réflecteur de Bragg, ou d'une cavité d'air, soit par la réalisation du résonateur sur une membrane (cf. figure I - 8).

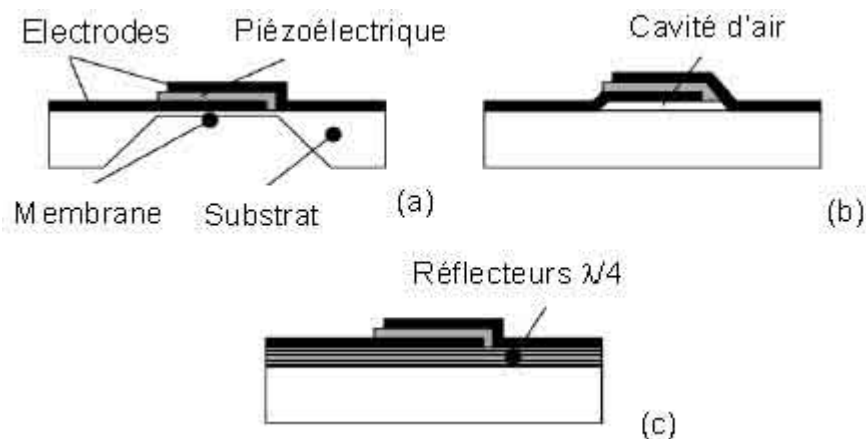


Figure I - 8: Méthodes d'isolation acoustique d'un résonateur FBAR [28].

Le potentiel de ces dispositifs est très intéressant: ils présentent de forts coefficients de qualité (>1000), de très faibles pertes d'insertion et une bonne tenue en puissance jusqu'à des fréquences voisines de 2GHz [29]. Cependant, la réalisation de ces dispositifs est encore

difficile, leur fréquence de résonance étant très sensible à la tolérance de dépôt de la couche piézoélectrique et notamment à son épaisseur.

II.1.3 Autres circuits micro-usinés

Il existe également une grande variété de structures micro-usinées: lignes de propagation, circuits sur membranes diélectriques, inductances à fort coefficient de qualité. Ces structures ne sont généralement pas mobiles ou déformables et utilisent aussi les procédés de fabrication issus de la microélectronique.

Les performances des lignes de transmissions hyperfréquences dépendent de leur atténuation et donc du niveau de pertes ohmiques dans les conducteurs, de pertes diélectriques dans le substrat et de pertes par rayonnement. A partir des techniques de micro-usinage de surface et de volume, l'atténuation de ces lignes de transmission peut être réduite en les blindant ou en réalisant leurs conducteurs avec des métallisations épaisses (cf. figure I – 9 a). Il est également possible que la propagation du signal se fasse dans l'air, en supprimant localement le substrat entre les conducteurs (cf. figure I – 9 b) [31-32] ou en réalisant ces lignes sur de fines membranes diélectriques [33-36].

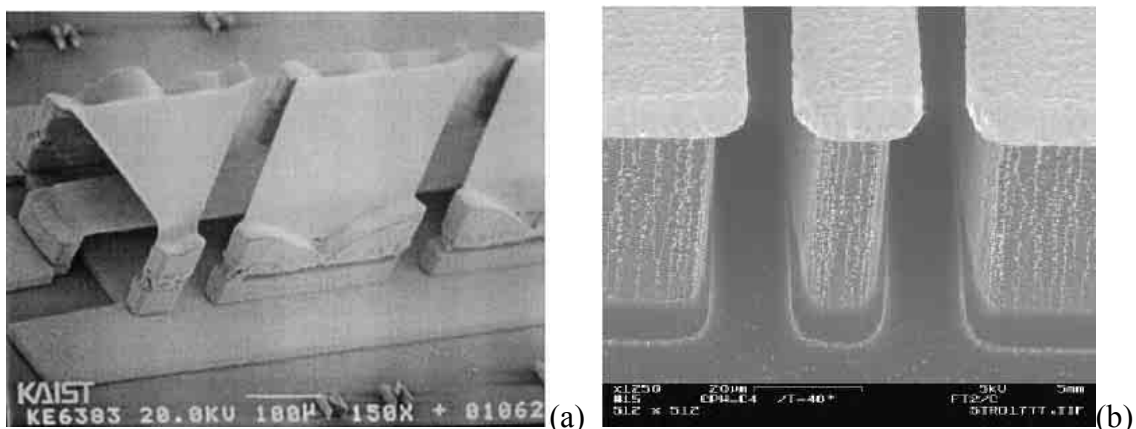


Figure I - 9: Exemples de lignes de transmission micro-usinées (a) [30] et (b) [32].

Les inductances sont des composants très utilisés sur des substrats de type CMOS, pour des applications inférieures à 10GHz (résonateurs, oscillateurs VCO...). Mais elles souffrent généralement d'un trop faible facteur de qualité ($Q < 10$) qui limite les performances de ces circuits. Pour accroître ce coefficient de qualité, il est possible de réduire leur capacité parasite (couplage avec le substrat), en fabriquant les inductances en dehors du substrat (cf. figure I - 10 a et b). L'autre solution consiste à réduire la résistance série présentée par ces composants (liée aux pertes ohmiques) en augmentant l'épaisseur de leurs métallisations ($> 20\mu\text{m}$) (cf. figure I - 10 c).

Les performances de ces inductances micro-usinées sont intéressantes avec des coefficients de qualité relativement élevés (20-60) pour des valeurs d'inductance variant de 2 à 15nH. L'intégration monolithique de ce type de composants a déjà été démontrée [37], mais afin de protéger l'inductance, il faudra prévoir une encapsulation locale du composant ou globale du circuit sur lequel il est implanté.

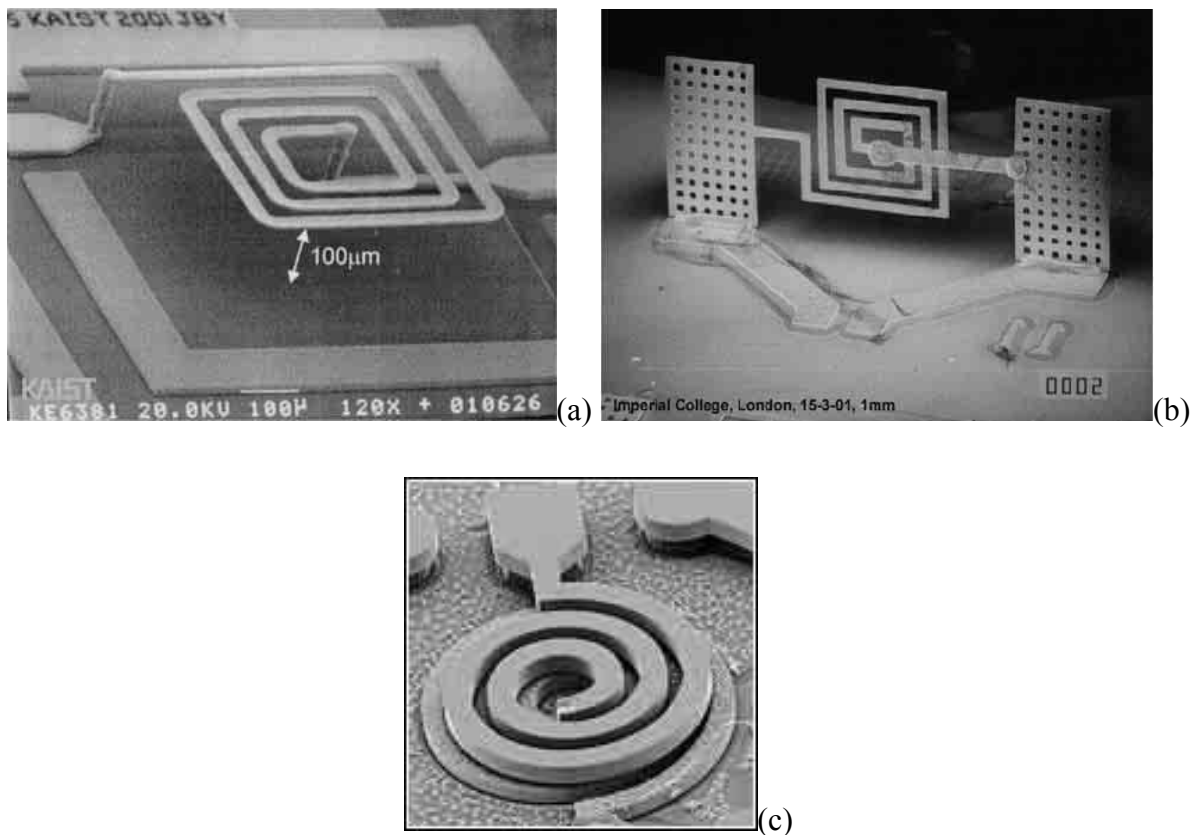


Figure I - 10: Exemple d'inductances micro-usinées (a) [38], (b) [39] et (c) [40].

II.2 Les micro-commutateurs MEMS

La conception de circuits hyperfréquences avec des fonctions de commutation ou des fonctions d'accord nécessitait jusqu'à présent l'utilisation de transistors semi-conducteurs ou de diodes PIN. Ces composants semi-conducteurs présentent pour la plupart une consommation de puissance importante et un niveau de pertes qui dégrade le facteur de qualité des circuits dans lesquels ils sont intégrés [41]. Les micro-commutateurs MEMS semblent aujourd'hui apporter une alternative. Pour des applications spécifiques, les composants MEMS peuvent apporter une solution pour améliorer les performances des dispositifs. Au cours de nos travaux de recherche, nous avons plus particulièrement étudié ces micro-commutateurs et leur influence sur les circuits où ils sont implémentés. Nous allons maintenant présenter comment opèrent ces composants, quels sont leurs avantages, leurs limitations et pour quelles applications ils semblent être les plus appropriés.

II.2.1 Fonction de commutation

Un commutateur présente généralement deux états: un état passant assurant la transmission du signal et un état bloqué où le signal ne peut pas traverser le composant. Le commutateur idéal se présenterait alors comme un court-circuit (impédance nulle) à l'état passant et comme un circuit ouvert (impédance infinie) à l'état bloqué.

Les commutateurs utilisés aux fréquences microondes présentent généralement dans leur état bloqué une faible capacité C_{off} (forte impédance mais qui diminue avec la fréquence) et une petite résistance R_{on} (faible impédance) lorsqu'ils deviennent passants (cf. figure I – 11).

Les performances électriques d'un tel commutateur sont généralement représentées par un facteur de mérite f_c . Ce facteur de mérite également appelé fréquence de coupure, est défini par la relation:

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{\text{off}} R_{\text{on}}} \quad [\text{I} - 1]$$

Il est d'autant plus élevé que le commutateur présente des performances proches d'un commutateur idéal (pertes nulles à l'état passant et forte isolation à l'état bloqué). Par exemple, pour $R_{on}=0.5\Omega$ et $C_{off}=10fF$ la fréquence de coupure du commutateur vaut 32THz. A titre de comparaison, les commutateurs semi-conducteurs ont généralement une fréquence de coupure dix fois inférieure.

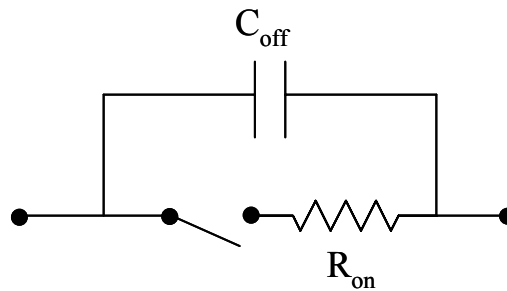


Figure I - 11: Représentation électrique du commutateur.

Le temps de commutation, représentant la durée nécessaire pour passer de l'état bloqué à l'état passant et inversement, est également un paramètre important pour le fonctionnement d'un commutateur. Un composant avec des temps de commutation élevés ne pourra pas être utilisé dans des systèmes nécessitant des fonctions de reconfigurations rapides.

II.2.2 Les commutateurs MEMS

Tout comme les capacités variables, les micro-commutateurs MEMS sont généralement constitués d'une structure mobile ou uniquement mécaniquement déformable. On distingue deux principales familles de micro-commutateurs MEMS : des commutateurs à contact latéral et des commutateurs de type micro-poutre (cf. figure I -12).

Les commutateurs à contact latéral [42-43] utilisent les mêmes principes de fabrication que les capacités variables inter-digitées (cf. §II.1.1). Généralement plus encombrants, leur intégration dans des circuits planaires reste complexe.

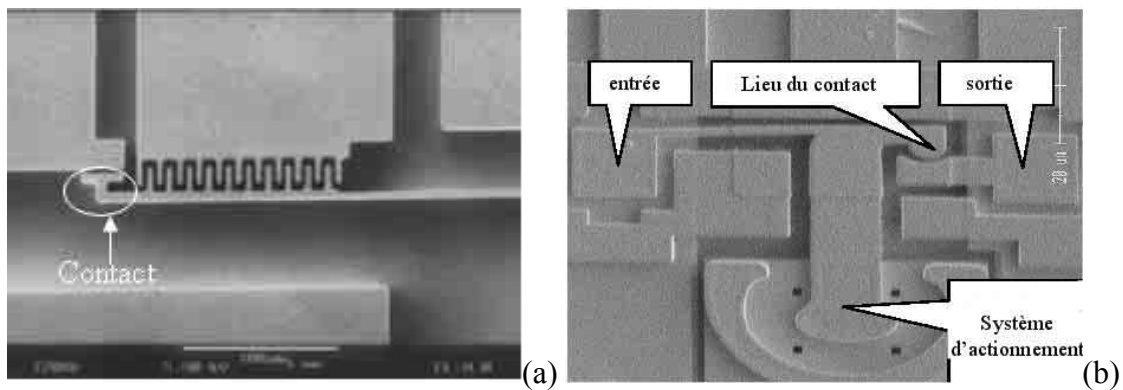


Figure I - 12: Exemple de commutateur à contact latéral (a) [42] et (b) [43].

Il existe une autre catégorie de micro-commutateurs MEMS qui sont constitués d'une fine poutre déformable. Lorsqu'elle est contrainte, cette micro-poutre peut se défléchir jusqu'au contact d'une électrode généralement disposée sur la surface du substrat. Ainsi, la position de la micro-poutre définit l'état passant ou bloqué du commutateur. On distingue deux types de contact: un contact capacitif ou un contact ohmique.

Dans le cas d'un contact capacitif, l'électrode inférieure est protégée par une fine couche isolante. Lorsque la poutre vient au contact de cette couche, l'impédance présentée par un commutateur série est fortement diminuée, puisque la capacité série augmente ($C_{on} \gg C_{off}$). Le commutateur devient ainsi passant, la transmission du signal se faisant au travers de la capacité C_{on} (cf. figure I -13).

Le rapport d'impédance $\frac{C_{on}}{C_{off}}$ entre l'état bloqué et passant, caractérise les performances de ces commutateurs. Ainsi à l'état passant, une forte capacité C_{on} est nécessaire pour assurer la transmission d'un signal avec une très faible atténuation. En général, les capacités C_{on} ainsi obtenues ne suffisent pas à assurer la propagation de signaux basses fréquences. Pour palier à ce problème, il est préférable d'utiliser un commutateur à contact ohmique.

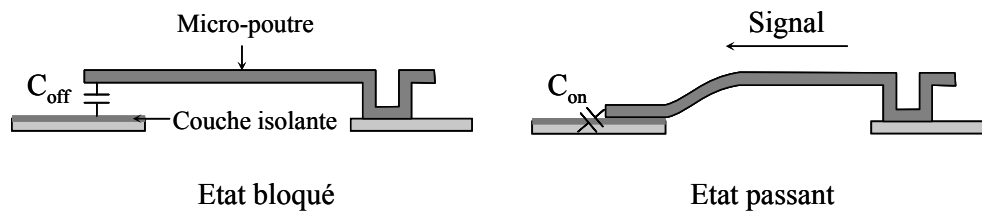


Figure I - 13: Commutateur série à contact capacitif.

Un commutateur à contact ohmique présente un contact direct entre son électrode mobile et l'électrode inférieure (métal contre métal). Ainsi pour un commutateur série, lorsque la micro-poutre vient au contact de cette électrode, le signal est transmis au travers d'une résistance de contact R_{on} (cf. figure I - 14). A l'état passant, le commutateur présente alors une impédance purement résistive qui permet la transmission du continu (DC) jusqu'aux signaux hyperfréquences.

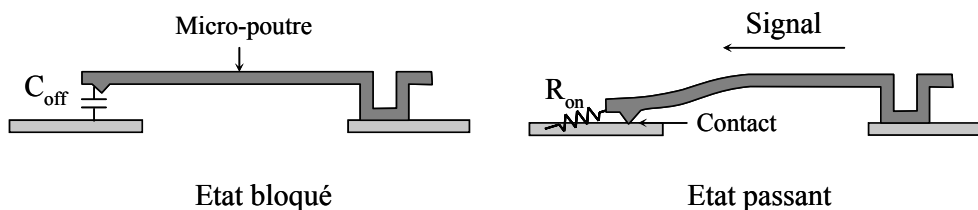


Figure I - 14: Commutateur série à contact ohmique.

Les géométries des commutateurs constitués de micro-poutres sont très variées: elles dépendent de l'implantation du composant, des performances mécaniques et électriques souhaitées et de leur mode d'actionnement. Ces micro-commutateurs sont faciles à intégrer sur des circuits planaires et de nombreux composants ont démontré des performances très intéressantes pour des fréquences allant jusqu'à 100GHz. [44].

II.2.3 Les systèmes d'actionnement des micro-commutateurs MEMS

La déformation mécanique et la mise en mouvement des micro-commutateurs MEMS nécessitent l'action d'une force extérieure. Grâce à un système d'actionnement (électrodes et lignes de polarisation), cette force est appliquée sur les zones déformables du composant. L'architecture d'un micro-commutateur est alors très similaire à celle d'un transistor à effet de champ (cf. figure I -15), avec une électrode de commande (grille) qui permet d'isoler ou de connecter les deux électrodes du composant où transite le signal (source et drain) [45].

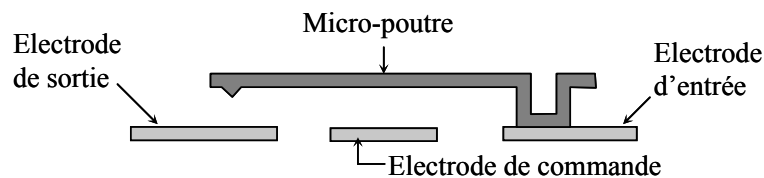


Figure I - 15: Configuration d'un micro-commutateur MEMS à base de micro-poutre.

La force d'actionnement d'un micro-commutateur peut être générée de différentes manières: au moyen d'une commande électrostatique, magnétique, thermique, piézoélectrique ou encore optique.

- L'actionnement électrostatique est à l'heure actuelle le mode d'actionnement le plus répandu pour les structures MEMS RF. En effet, une commande électrostatique nécessite seulement deux électrodes conductrices (l'une fixe, l'autre mobile ou intégrée à la zone déformable de la structure), aux bornes desquelles on applique une tension (cf. figure I -16). Cette différence de potentiel génère une force qui fait fléchir l'électrode mobile vers son électrode d'actionnement.

Ce mode d'actionnement est très intéressant puisqu'il ne nécessite qu'une très faible puissance. En effet, l'actionnement de la structure se faisant par la capacité formée entre les électrodes fixe et mobile, un très faible courant (de l'ordre du micro-Ampère) sera présent dans les lignes de polarisation pendant la durée de charge et de décharge de cette capacité. Par conséquent, il n'y a de consommation de puissance que lors des mouvements de la structure. Immobile, le composant ne nécessite pas de puissance.

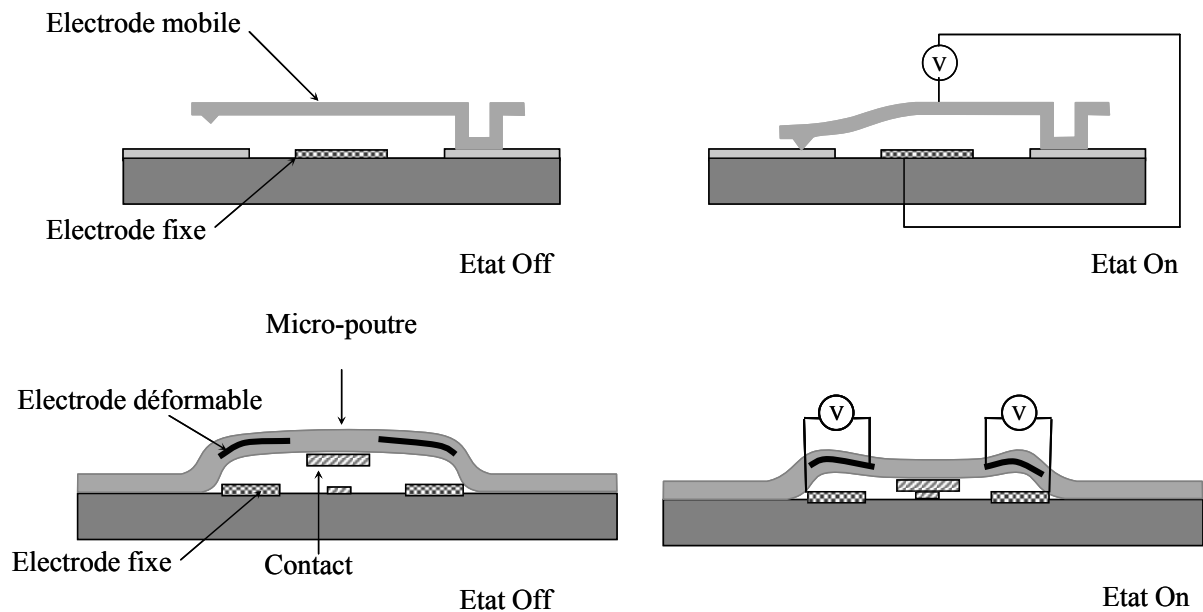


Figure I - 16: Mise en œuvre d'une commande électrostatique.

L'actionnement électrostatique est un mode d'actionnement mécanique relativement rapide avec des temps de commutation de quelques microsecondes (suivant la géométrie de la structure).

L'actionnement électrostatique est sujet à un phénomène d'instabilité qui réduit la plage de déplacement continu de l'électrode fixe (cf. Chapitre II § II.1.1.2). Cependant, la tension à appliquer pour actionner le composant, reste élevée (de 10V à éventuellement 100V en fonction de la géométrie de la structure).

- Certains composants MEMS intègrent un actionnement thermique. Ce mode d'actionnement utilise la différence de dilatation d'un couple de matériaux pour générer un déplacement. Ainsi, on peut insérer localement un film résistif dans la structure déformable, afin de former des résistances de chauffe (cf. figure I -17). Le passage d'un courant dans ces résistances chauffe la micro-poutre et le matériau dilatable, déposé sur la structure. Cette couche forme avec la micro-poutre un bilame qui défléchit la structure lorsqu'il est chauffé,

activant ainsi le composant. En l'absence de courant, les résistances et le matériau dilatable refroidissent et se rétractent, la micro-poutre reprend alors sa position initiale.

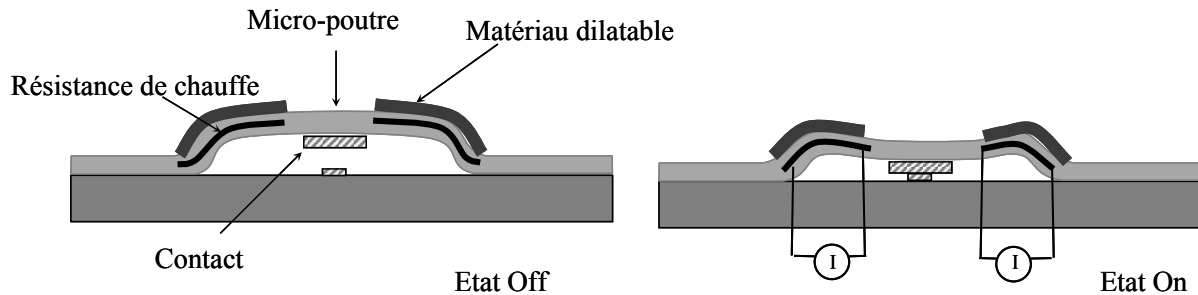


Figure I - 17: Mise en œuvre d'une commande thermique.

Ce mode d'actionnement nécessite de faibles valeurs de tension; en revanche un courant de quelques milli-Ampères est nécessaire pendant toute la durée de l'actionnement, y compris pendant le maintien en position défléchie de la structure. La puissance consommée est donc plus élevée que pour un actionnement électrostatique.

Le mode d'actionnement thermique est également fortement pénalisé par le temps nécessaire pour chauffer le matériau dilatable. Les temps de commutation des composants, munis de cette commande thermique, sont généralement 10 à 100 fois supérieurs à ceux d'un actionnement électrostatique. De plus, l'actionnement thermique nécessite plus d'étapes de réalisation et semble plus difficile à intégrer qu'une commande électrostatique.

- Une commande magnétique peut être également utilisée pour actionner des composants MEMS. Les forces engendrées par ce mode d'actionnement permettent de déplacer leurs structures mobiles sur des distances importantes (plusieurs micromètres) [81]. Ce mode d'actionnement nécessite la réalisation de l'électrode mobile de la structure à partir d'un matériau magnétique, qui sous l'influence d'un champ magnétique peut se défléchir. Les tensions nécessaires à la commande magnétique sont inférieures à 5V et restent compatibles avec les applications CMOS. En revanche, la puissance consommée lors de l'actionnement est plus importante qu'une commande électrostatique, à cause de la résistance de l'inductance utilisée. En effet, pour générer les intensités de champ magnétique nécessaires à

l'actionnement, une inductance de forte valeur (de type solénoïde planaire) est intégrée sous le composant (cf. figure I -18). Elle augmente ainsi fortement la surface occupée par le composant.

En revanche, l'actionnement magnétique ne connaît pas de phénomène d'instabilité et peut générer des forces de contact de fortes valeurs.

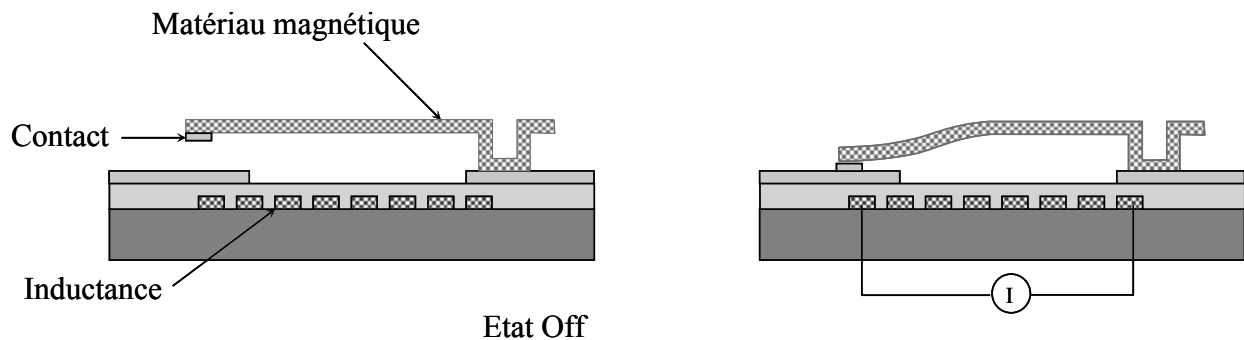


Figure I - 18: Mise en œuvre d'une commande magnétique.

- L'actionnement piézoélectrique est assez peu utilisé à l'heure actuelle, en raison des températures élevées généralement nécessaires pour réaliser le dépôt d'un film piézoélectrique avec des propriétés de déformation suffisantes pour assurer le déplacement des structures déformables sur des distances importantes. Cependant, ce mode d'actionnement pourrait être très attractif. En effet, une couche piézoélectrique se dilate ou se rétracte sous l'effet d'une différence de potentiel. Cette couche, disposée sur une structure déformable de type micro-poutre, peut contraindre celle-ci à se fléchir (cf. figure I -19). Les tensions de polarisation du piézoélectrique sont généralement de l'ordre de quelques volts et l'amplitude de la déflexion imposée à la structure dépend de l'épaisseur du matériau piézoélectrique utilisé et de ses propriétés.

La dilatation de la couche piézoélectrique étant progressive avec l'augmentation de la tension d'actionnement, la déflexion de la micro-poutre peut être continue. Par conséquent, l'actionnement piézoélectrique semble très intéressant pour réaliser des capacités variables analogiques avec un accord important [46]; ce que ne permet pas un actionnement électrostatique (phénomène d'instabilité).

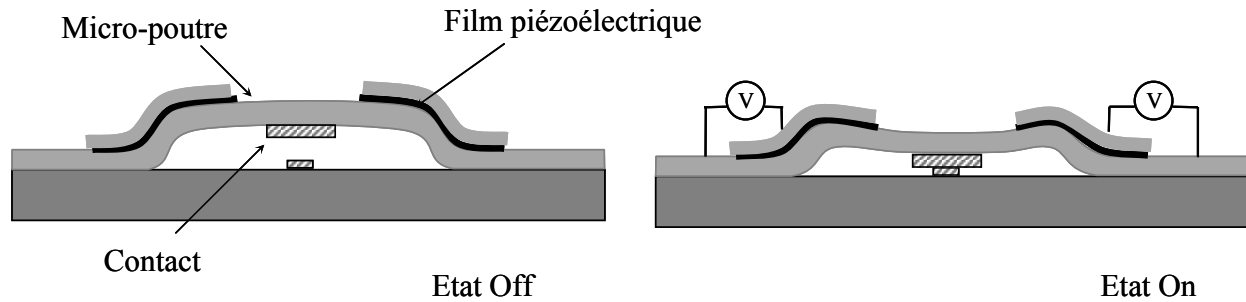


Figure I - 19: Mise en œuvre d'une commande piézoélectrique.

En inversant la polarité de la tension appliquée à la couche, celle-ci se rétracte, contraignant ainsi la micro-poutre à revenir dans sa position initiale. Pour réaliser des micro-commutateurs, cette propriété permettrait d'augmenter la constante de raideur de la structure. Le temps nécessaire à la micro-poutre pour revenir dans sa position initiale serait réduit ce qui permettrait également de limiter les problèmes d'adhésion de la poutre sur la zone de contact.

- Un faisceau lumineux de forte puissance (laser par exemple) constitue également un mode d'actionnement pour des structures MEMS. En effet, la puissance absorbée ou réfléchiée par un matériau agit comme une pression sur celui-ci. A l'échelle macroscopique, cette pression a un effet négligeable, mais à l'échelle des dispositifs MEMS elle peut induire le déplacement de structures mécaniquement déformables. Ce mode d'actionnement n'est pas encore, à notre connaissance, appliqué à des composants MEMS RF, mais il est déjà utilisé pour des systèmes bistables dans des applications optiques [47]. D'autres effets de l'interaction lumière-matière (effet photothermique, effet photoélectrique) pourraient également être envisagés pour réaliser des fonctions d'actionnement.

En conclusion, malgré les fortes tensions nécessaires, une grande majorité de micro-commutateurs MEMS utilise une commande électrostatique. Simple à mettre en œuvre, ce mode d'actionnement est peu encombrant et ne nécessite pas forcément un procédé de réalisation complexe. De plus, les composants munis d'un actionnement électrostatique sont rapides, avec des temps de commutation de l'ordre de quelques microsecondes.

II.2.4 Comparaison avec les commutateurs semi-conducteurs

Actuellement, les fonctions de commutation dans les circuits hyperfréquences sont assurées par des composants semi-conducteurs, à base de diodes PIN et de transistors à effet de champ (FET), ou par des relais électromécaniques (“Reed relay”). Ces derniers présentent des caractéristiques plus proches d’un interrupteur idéal: forte isolation à l’état ouvert et faibles pertes d’insertion à l’état fermé. Cependant ils s’avèrent très encombrants et difficiles à intégrer. Ces relais électromécaniques supportent des fortes puissances (plusieurs watts) mais la durée de vie de leurs contacts est limitée.

Les composants semi-conducteurs sont au contraire très compacts et faciles à intégrer. Ils sont bien plus rapides et fiables que les relais électromécaniques et ils s’avèrent bien moins coûteux. En revanche, leurs performances électriques sont généralement moins bonnes et ils nécessitent un apport de puissance important pour opérer. De plus, ces composants présentent des non-linéarités de leurs performances, qui provoquent de l’inter-modulation et des distorsions de signal.

Les micro-commutateurs MEMS sont un compromis à ces deux catégories de commutateurs, et possèdent leurs propres points forts et limitations.

II.2.4.1 Points forts

Les commutateurs MEMS combinent la petite taille des composants semi-conducteurs avec les performances électriques des relais électromécaniques. En effet, les micro-relais MEMS (à actionnement électrostatique) consomment très peu de puissance et uniquement pendant leur actionnement.

Les performances électriques des composants MEMS sont un de leurs principaux atouts. L’isolation présentée à l’état ouvert est généralement plus élevée que pour les composants semi-conducteurs puisque les commutateurs MEMS utilisent une très faible capacité, de l’ordre de quelques femto-Farads (gap d’air), pour isoler leurs électrodes. Les composants semi-conducteurs sont limités par la capacité de la zone de déplétion, formée

dans le substrat. De plus, les commutateurs MEMS sont réalisés à partir de très bons conducteurs et possèdent donc de très faibles pertes d'insertion (0.1-0.5 dB au moins jusqu'à 40GHz). Ainsi les micro-commutateurs MEMS présentent des facteurs de mérite élevés (30 à 80THz) alors que les semi-conducteurs ne dépassent généralement pas quelques téra-Hertz (1-4THz) [48]. Les micro-relais MEMS sont également très linéaires: leur fonction de transfert mécanique est de type passe-bas avec la fréquence, dont la fréquence de coupure correspond à leur résonance mécanique (quelques dizaines de kilo-Hertz). Par conséquent, leur comportement mécanique n'influe quasiment pas sur la propagation du signal hyperfréquence. Aux fréquences microondes, ils ne génèrent qu'une très faible inter-modulation de signal (30dB de moins qu'un composant semi-conducteur [49]).

Un autre point fort des composants MEMS réside dans la facilité d'intégration monolithique et le très faible coût de fabrication de ces structures (si elles sont produites en masse). En effet, les micro-relais peuvent être réalisés sur un grand nombre de substrats (Silicium, arséniure de gallium, quartz, céramique ...) à partir de techniques de micro-usinage de surface utilisées dans l'industrie. Une fabrication à grande échelle réduirait le coût du composant unitaire. Cependant, il faut également tenir compte de la nécessité d'encapsulation de ces commutateurs (cf. § II.2.4.2). Actuellement, une intégration monolithique de ces micro-relais MEMS dans des systèmes évolués, apparaît comme la solution la plus intéressante.

II.2.4.2 Limitations

Comme les relais électromécaniques, les micro-commutateurs MEMS sont beaucoup plus lents que les composants semi-conducteurs (1-50 μ s contre 1-100ns). Leurs faibles vitesses de commutation limiteront leur utilisation dans des systèmes de communication ou pour certaines applications radar nécessitant une reconfiguration rapide.

Les commutateurs MEMS ne possèdent pas une tenue en puissance élevée. En effet lorsque la puissance RF devient trop importante, les commutateurs à contact capacitif sont soumis à un phénomène d'auto-actionnement [50-51]. Les commutateurs à contact ohmique vont avoir une dégradation de leurs résistances de contact [52]. De plus, les densités élevées

de courant imposées à ces composants induisent des difficultés de dissipation thermique. Une trop forte puissance de signal engendre donc des problèmes de fiabilité du composant.

Dans le cas d'un actionnement électrostatique, les tensions nécessaires à l'actionnement du commutateur MEMS sont relativement élevées (20-80V), pouvant parfois limiter leur utilisation dans des systèmes de communication portable. Une solution consiste à intégrer un convertisseur de tension avec le composant, mais aux dépens de la puissance consommée et de l'encombrement.

La fiabilité et le bon fonctionnement des micro-commutateurs MEMS dépendent fortement de l'environnement dans lequel ils opèrent (présence d'eau ou d'humidité, de contaminants ou de micropoussières) et de leur conception. En effet, les forces mises en jeu, pour permettre aux structures déformables de revenir en position initiale, sont de l'ordre de quelques dizaines de micro-Newtons. Elles peuvent s'avérer trop faibles pour lutter contre les forces de capillarité induites par l'humidité: cela peut conduire à une défaillance du composant. Une solution consiste à encapsuler ces commutateurs hermétiquement dans une atmosphère inerte (argon, azote). Mais cette encapsulation reste délicate d'une part vue la très petite taille des structures MEMS et d'autre part car il ne faut pas dégrader les performances des composants: transmettre un signal hyperfréquence au travers d'un boîtier hermétique n'est pas toujours facile (nécessité de planétarisation, réalisation de cordon de scellement...). Il faut également utiliser un procédé d'encapsulation basse température (<300-350°C) afin de ne pas détériorer le dispositif MEMS. L'encapsulation du composant apparaît indispensable; mais dans l'objectif de rester compétitif face aux composants semi-conducteurs, cette encapsulation doit rester faible coût. Actuellement, très peu de techniques n'ont montré de résultats encourageants pour réaliser cette encapsulation localisée au niveau du composant, sans dégrader ses performances et à faible coût [80]. Une solution consisterait peut-être à encapsuler l'ensemble du circuit dans lequel les composants MEMS vont être intégrés plutôt que chaque composant individuellement.

En plus de ces problèmes d'encapsulation, la fiabilité à long terme des micro-commutateurs MEMS n'est pas prouvée. Des tests de cyclage pour de nombreux composants ont démontré une durée de vie supérieure à 10^{10} cycles sous une faible puissance (ou faible courant). Mais il n'existe pas encore de test de vieillissement accéléré systématique comme

pour les composants semi-conducteurs. Il reste encore beaucoup de travail afin de démontrer la fiabilité de ces composants et de pouvoir les intégrer dans des systèmes militaires ou spatiaux par exemple.

II.2.4.3 Bilan

Il est difficile de comparer précisément les trois types de commutateurs MEMS, semi-conducteurs et relais électromécaniques. Cependant, avec leur très faible capacité à l'état haut et leur faible impédance à l'état bas, les commutateurs MEMS s'avèrent bien plus performants que la majorité de leurs homologues semi-conducteurs (cf. Tableau I - 1). Ces performances sont très similaires à celles des relais électromécaniques (excepté pour la tenue en puissance). Mais les commutateurs MEMS, avec leurs faibles dimensions et leurs procédés de réalisation, sont bien plus faciles à intégrer dans des circuits hyperfréquences.

	MEMS	PIN	FET
Tension d'actionnement	20-80V	$\pm 3-5V$	3-5V
Courant	0 mA	3-20 mA	0 mA
Consommation de puissance (incluant convertisseur de tension)	0.05-0.1 mW	5-100 mW	0.05-0.1 mW
Temps de commutation	1-300 μ s	1-100ns	1-100ns
Capacité série: état haut	1-10fF	40-80fF	70-140fF
Résistance série: état bas (commutateur MEMS à contact ohmique)	0.5-2 Ω	2-4 Ω	4-6 Ω
Rapport de capacité: état bas (commutateur MEMS à contact capacitif)	40-500	10	
Pertes d'insertion	0.05-2dB	0.3-1.2 dB	0.4-2.5 dB
Fréquence de coupure (commutateur MEMS à contact ohmique)	20-80THz	1-4 THz	0.5-2 THz

Tableau I - 1: Tableau comparatif des performances entre des commutateurs MEMS à actionnement électrostatique et des composants semi-conducteurs (source [48]).

Les récents progrès technologiques dans le domaine des semi-conducteurs peuvent permettre de lever les limitations habituelles de ces composants, comme le montrent certains commutateurs réalisés à partir de diodes PIN très performantes (0.35dB de pertes d'insertion et 46dB d'isolation à 50GHz) [53]. Face à cette concurrence, la facilité d'intégration monolithique des commutateurs MEMS reste leur principal atout.

Le temps de commutation et la tenue en puissance d'un composant MEMS vont limiter son domaine d'application. Il reste tout de même de nombreux systèmes où l'introduction de commutateurs MEMS peut s'avérer très intéressante.

II.2.5 Domaines d'applications des micro-commutateurs MEMS RF.

La différence de coût de réalisation entre un commutateur MEMS et un composant semi-conducteur ne permet pas d'envisager, à l'heure actuelle, l'intégration des structures MEMS pour des applications grand public. Mais il est concevable que les composants MEMS puissent intervenir rapidement dans des systèmes de communication ou pour des applications militaires, très performants. En effet, les commutateurs MEMS ne génèrent quasiment aucune inter-modulation aux fréquences microondes, ce qui les rend très attractifs pour la conception de systèmes radar. Cependant, leur faible tenue en puissance limite leur utilisation en réception ou en début de chaîne d'émission.

De nombreux déphaseurs équipés de composants MEMS ont déjà démontré l'apport de ces commutateurs en réduisant les pertes de ces systèmes de 3 à 6dB (dépendant de la bande de fréquence d'utilisation) comparé à des déphaseurs construits avec des commutateurs ASGA de type FET. [54]. Ces déphaseurs restent compacts (cf. figure I -20) et peuvent éventuellement être directement intégrés sur le même substrat que l'antenne de réception.

Les commutateurs MEMS permettraient d'améliorer également les performances des réseaux de commutation SPNT ("Single Pole N Throw") présents dans de nombreux systèmes de communication ou chaînes de redondance (satellites, stations de base). Actuellement, ces réseaux de commutation sont réalisés soit à partir de commutateurs semi-conducteurs (nécessitant des amplificateurs pour en compenser les pertes), soit avec des relais

électromécaniques très coûteux et qui présentent un encombrement et un poids importants. L'intégration de composants MEMS sur des circuits en "post process" dans des technologies de type AsGa ou CMOS a déjà été démontrée avec succès [55].

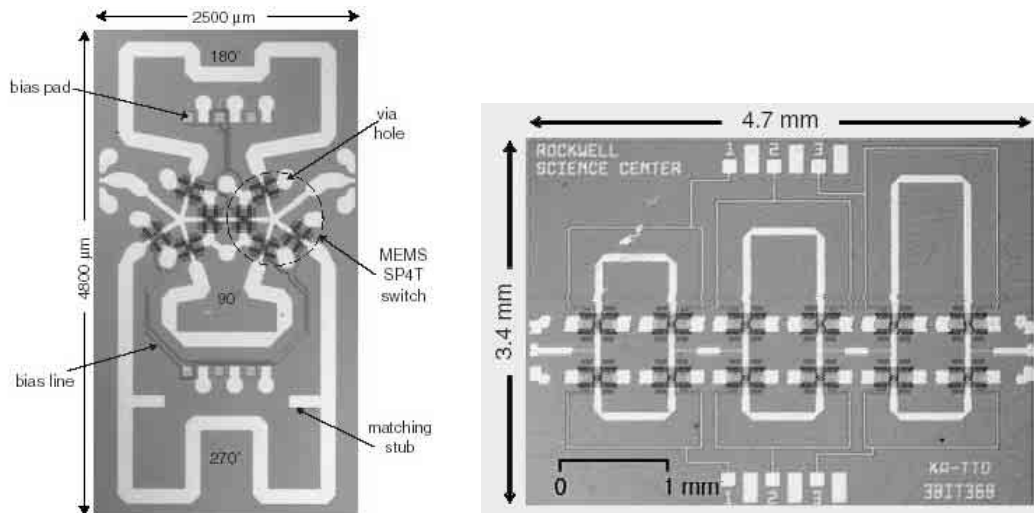


Figure I - 20: Exemples de déphaseurs à MEMS 4bits en bande X [56] et 3 bits en bande KA [57].

L'intégration de commutateurs MEMS dans les systèmes de communication sans fil semble également être une application potentielle de ces structures. Les différents canaux de fréquences utilisés dans ces systèmes, nécessitent autant de filtres et de chaînes de traitement de l'information qu'il y a de canaux. L'apport des composants MEMS permettrait de remplacer plusieurs de ces systèmes par un seul, reconfigurable en fréquence, en impédance etc..... Ainsi l'encombrement de ces systèmes serait fortement réduit.

De nombreux systèmes accordables ont été développés à partir de commutateurs ou de capacités variables MEMS: des résonateurs à fort coefficient de qualité (pour réaliser des oscillateurs à faible bruit de phase), des antennes [58-59] et des filtres planaires [60-70 et 16], des adaptateurs d'impédance reconfigurables [71-72] mais aussi plusieurs autres systèmes pour des applications plus spécifiques (cf. figure I -21). Des capacités variables MEMS sont souvent utilisées afin d'assurer un accord continu, des commutateurs MEMS sont préférés pour les fonctions de commutation ou pour obtenir un accord discret. Les dispositifs ainsi réalisés présentent des performances très intéressantes, fortement liées à celles des composants MEMS qui les composent.

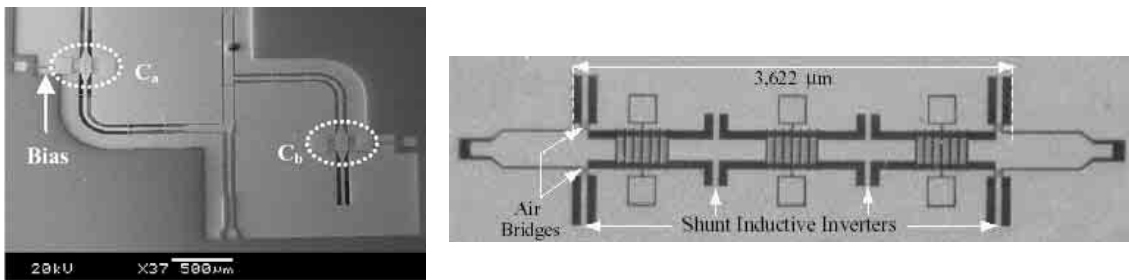


Figure I - 21: Exemple d'un adaptateur d'impédance [72] et d'un filtre accordable [60] MEMS

Les domaines d'applications potentiels pour les composants MEMS semblent être assez vastes. Bien évidemment, il ne sera pas possible de remplacer tous les commutateurs semi-conducteurs par des composants MEMS, mais pour certaines applications, la technologie MEMS permettrait d'apporter un gain de performance assez significatif. De plus, le fort potentiel de ces composants permet d'envisager de nouvelles perspectives, auparavant irréalisables à partir des composants semi-conducteurs.

II.2.6 Exemples de micro-commutateurs MEMS

A l'heure actuelle, plusieurs micro-commutateurs MEMS ont été développés par des chercheurs universitaires ou des industriels. Ces commutateurs se différencient les uns des autres par leur géométrie et par les matériaux qui les composent. Pour mieux comprendre comment ils fonctionnent, nous allons présenter quelques-uns de ces composants, parmi les plus performants.

Le commutateur développé par Chuck Goldsmith pour *Raytheon (USA)* [73] est considéré comme le commutateur à contact capacitif le plus mature actuellement. Il est formé d'une fine membrane d'aluminium ($0.5\mu\text{m}$) en forme de pont, suspendue $3\text{-}4\mu\text{m}$ au-dessus d'une ligne de transmission recouverte, sous la membrane, d'un film de nitrure de silicium très fin ($0.1\mu\text{m}$) (cf. figure I - 22). Lorsque le commutateur est actionné, l'électrode mobile court-circuite la transmission du signal dans la ligne de transmission grâce à la forte capacité de contact présentée par le composant (1 à 6 pF: 80 à 120 fois la capacité présentée à l'état non actionné). Ce commutateur possède d'excellentes performances grâce à ce fort rapport

d'impédance. Il est de plus équipé d'un actionnement électrostatique et a été un des premiers à démontrer une très bonne fiabilité, malgré la faible épaisseur de sa couche diélectrique.

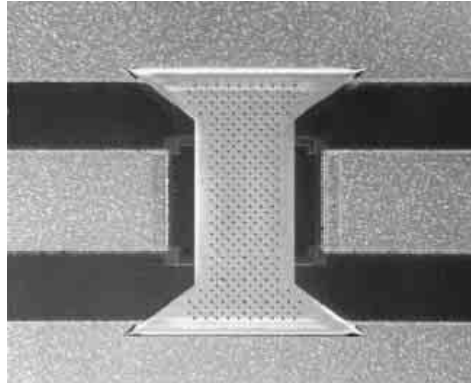


Figure I - 22: Commutateur à contact capacitif développé par Raytheon.

Il existe de nombreux autres commutateurs réalisés sur ce principe de micro-poutre de type pont à contact capacitif [59,74]. Mais beaucoup souffrent d'un trop faible rapport d'impédance entre leurs deux états (lié à la qualité de leur couche diélectrique et à la rugosité de surface de leur électrode de contact), limitant ainsi leur utilisation à des fréquences élevées (>10GHz).

Les applications plus basses fréquences nécessitent l'utilisation de commutateurs à contact ohmique (contact métal-métal). En effet, l'impédance purement résistive, présentée lorsqu'ils sont actionnés, leur permet d'opérer du continu (DC) jusqu'à des fréquences pouvant être supérieures à 50GHz (dépend de la topologie).

Le commutateur développé par les chercheurs de *Rockwell (USA)* [75] (cf. figure I - 23), est basé sur une structure réalisée en dioxyde de silicium, et actionnée électrostatiquement. Cette structure, suspendue 2-2.5 μm au-dessus d'une ligne de transmission, présente au centre une électrode métallique qui referme la discontinuité de la ligne, lorsque le composant est actionné. Les performances démontrées par ce commutateur sont excellentes, avec une résistance de contact de 1-2 Ω (grâce à la formation de bossages) et une très faible capacité (2fF) à l'état non actionné qui permet de réaliser une isolation élevée (-30dB à 40GHz).

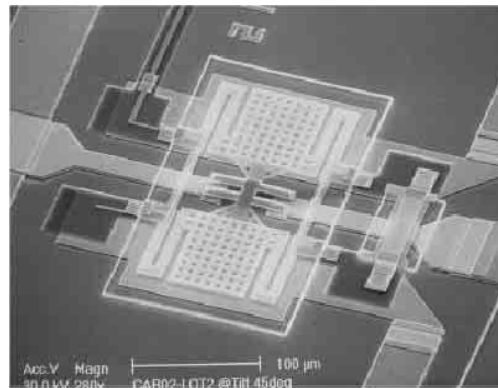


Figure I - 23: Commutateur à contact ohmique développé par Rockwell.

Sur le même principe, le LETI avec *ST Microélectronics* et *L'IRCOM* (France) ont développé un micro-commutateur (cf. figure I -24) présentant également d'excellentes performances [76-77]. Ce composant se distingue par son actionnement réalisé par la combinaison d'une commande thermique et électrostatique.

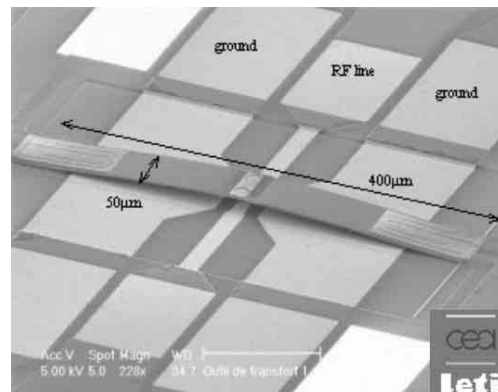


Figure I - 24: Commutateur à contact ohmique développé par le LETI, ST Microélectronics et L'IRCOM.

En effet ce micro-commutateur utilise une commande thermique afin de déplacer la poutre jusqu'au contact; cette commande est ensuite stoppée et un actionnement électrostatique assure son maintien en position actionnée. Cette combinaison est intéressante car elle permet de réduire à la fois la tension nécessaire à l'actionnement de la structure mais aussi la puissance consommée pendant le maintien du composant dans sa position actionnée. En effet, la commande thermique ne nécessite qu'une faible tension et la commande

électrostatique ne consomme quasiment pas de puissance lorsque le déplacement de la structure est terminé.

Les chercheurs de l'Université de Northeastern (USA) avec *Analog Devices (USA)* ont également développé un micro-commutateur à contact ohmique [78-79]. Ce composant est aujourd'hui commercialisé par *Radant MEMS* [80]. Il se présente sous la forme d'un cantilever¹ série actionné électrostatiquement (cf. figure I -25). Il est formé d'une électrode métallique d'or très épaisse (7-9 μm), le rendant extrêmement raide (constante de raideur >100N/m). Grâce à de multiples points de contact (certaines versions du commutateur en comportent 64), ce composant présente d'excellentes performances en transmission et il est capable de supporter de très forts courants (jusqu'à 1A). Ce composant est considéré actuellement comme le commutateur à contact ohmique le plus mature.

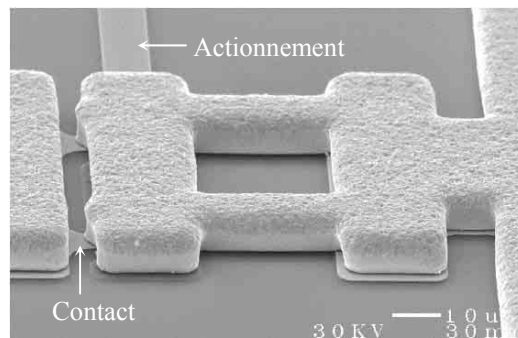


Figure I - 25: Commutateur à contact ohmique développé par l'Université de Northeastern et Analog Devices.

Microlab (USA) a développé un micro-commutateur à contact ohmique qui a la particularité d'être actionné par une commande magnétique [82-83]. Il se présente sous la forme d'une micro-poutre de type cantilever bistable (à deux états), réalisée à partir d'un matériau magnétique (cf. figure I -26). Un pic de courant envoyé dans l'inductance placée sous la poutre, permet de modifier la magnétisation du cantilever. Le champ magnétique généré par l'aimant permanent placé sous le composant, permet d'actionner le cantilever et de rendre passant le commutateur. Une fois actionné, le cantilever se maintient dans cette nouvelle position. En inversant la polarité du pic de courant, la magnétisation du cantilever est inversée, il bascule alors dans l'autre sens et revient dans sa position initiale. Une fois dans

Nb: ¹ Nous utiliserons par la suite le terme "cantilever" pour décrire une micro-poutre possédant un seul point d'encastrement. Ce terme est couramment utilisé dans le domaine micromécanique.

l'une de ses deux positions, la structure ne nécessite plus que du courant soit appliqué dans l'inductance. Cette méthode permet ainsi de limiter la puissance consommée pour actionner le composant. Le commutateur présente de très bonnes performances avec de faibles pertes d'insertion (résistance de contact $<0.5\Omega$ liée aux fortes forces de contact).

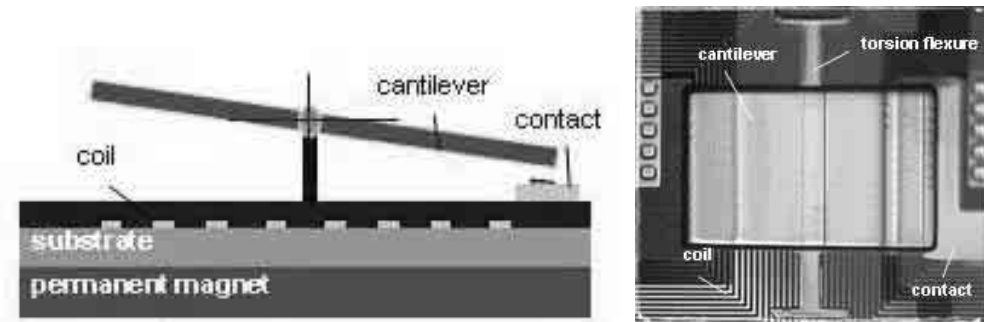


Figure I - 26: Commutateur à commande magnétique développé par Microlab.

De nombreux autres micro-commutateurs MEMS [84-103] ont également démontré de très bonnes performances. Nous avons au cours de cette thèse, développé dans notre laboratoire un commutateur MEMS à contact ohmique [104] (cf. figure I - 27), afin de concevoir des topologies originales de systèmes microondes reconfigurables. Nous souhaitons réaliser un commutateur fiable et performant, tout en restant simple, tant par son fonctionnement que par son procédé de fabrication. La conception de ce type de commutateur est fortement dépendante des différentes étapes de fabrication du composant. La mise au point du procédé de réalisation s'avère presque aussi important que la conception mécanique ou électromagnétique du commutateur.

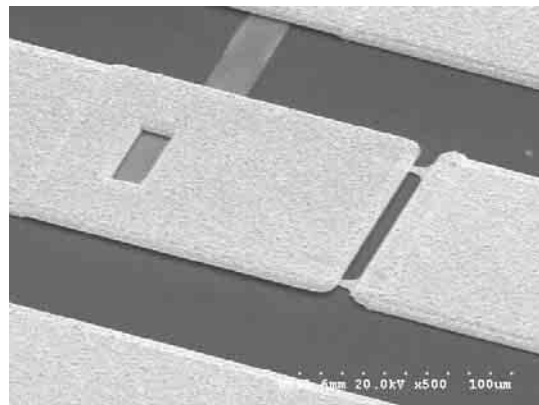


Figure I - 27: Commutateur MEMS développé à l'IRCOM [104].

III Exemple d'un procédé de fabrication de micro-commutateur MEMS : Le procédé développé à l'IRCOM

On peut dénombrer presque autant de procédés de réalisation qu'il existe de composants MEMS. De nombreuses étapes sont communes, mais chaque procédé possède sa spécificité (matériau structural, actionnement, matériau de contact ou diélectrique utilisé). Cette multitude constitue la richesse de la technologie MEMS mais rend également plus difficile l'émergence d'un procédé de production industrielle.

Dans le cadre du centre de projet FM²T (Films Minces et Microdispositifs pour Télécommunications), au cours de ces travaux de recherche, nous avons développé avec Pierre BLONDY et en étroite collaboration avec le SPCTS (UMR 6638 CNRS Limoges) un procédé de réalisation original de micro-commutateurs MEMS à contact ohmique. Ce procédé utilise les techniques standard de photolithographie UV (ultra violet) (cf. figure I -28), de dépôt et de gravure de matériaux en couche mince.

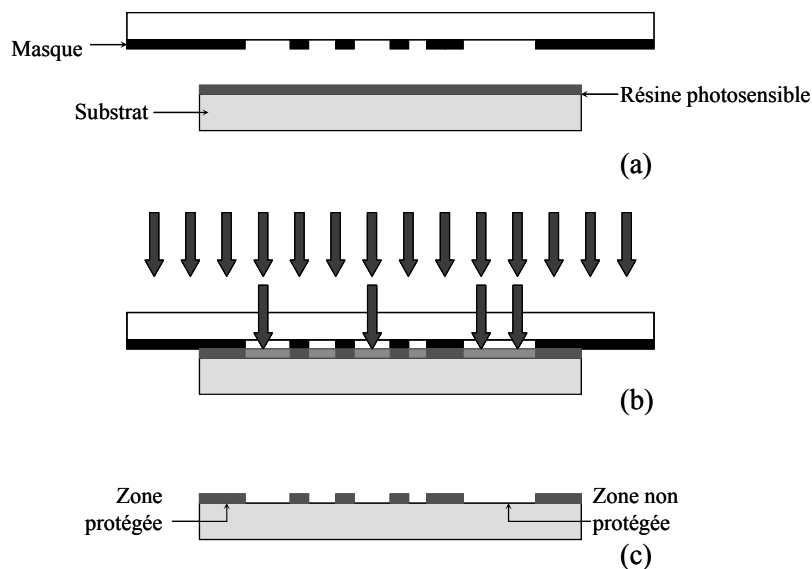


Figure I - 28: Technique de photolithographie UV. Alignement du masque et du substrat recouvert d'une résine photosensible (a), sensibilisation de la résine par un rayonnement UV au travers du masque (b) et développement de la résine sensibilisée (c).

Ce procédé se veut simple pour faciliter la réalisation des composants et leur intégration. Les matériaux constituant la structure de nos commutateurs sont des métaux déposés par évaporation et des diélectriques déposés par ablation laser ou par PECVD. Ce procédé comporte six principaux niveaux de masques et utilise lors de la dernière étape un séchage à point critique des structures pour les libérer.

L'or est utilisé comme matériau structural pour notre commutateur afin de former sa structure déformable et ses métallisations. Comme l'or présente une mauvaise adhérence, son dépôt sera toujours précédé par celui d'une fine couche d'accrochage réalisée en titane. Les métallisations épaisses en or sont réalisées en deux étapes: un premier film Titane/or ($100\text{-}300\text{\AA} / 2000\text{\AA}$) est évaporé puis la métallisation d'or est ensuite épaissie par électrolyse.

La fabrication de nos micro-commutateurs débute par le dépôt d'une fine couche (200\AA) de carbone dopé au nickel, permettant de réaliser des résistances de très fortes valeurs ($100\text{-}500\text{k}\Omega$). Le procédé de dépôt par ablation laser à température ambiante, a été mis au point au SPCTS, dans le cadre de la thèse de *Jean Christophe ORLIANGES* [105]. Ces résistances sont définies à partir d'un "lift-off" du film de carbone [106]. Puis, le réseau de polarisation du commutateur et l'électrode d'actionnement électrostatique sont formés à partir d'une bicouche titane/or ($200\text{\AA}/2000\text{\AA}$). Des lignes de polarisation sont ainsi définies, connectant les résistances aux électrodes d'actionnement.

Ensuite, l'ensemble du réseau de polarisation est passivé par le dépôt d'une couche isolante. L'épaisseur de cette couche (4000\AA) doit permettre de limiter les phénomènes de charge du diélectrique lors de l'actionnement électrostatique du composant (cf. figure I – 29 b). En fait, ce film diélectrique, réalisé en alumine (déposé par ablation laser [105,107]), ou en BenzoCycloButène (BCB) ou encore en nitrure de silicium (déposé en PECVD), protège l'électrode d'actionnement d'un contact direct avec la structure déformable. Un tel contact, avec une différence de potentiel appliquée entre ces deux électrodes, conduirait à la destruction du composant.

Le BCB est un matériau intéressant car il est hydrophobe. Lorsque le commutateur est actionné, il permet de réduire les phénomènes de collage du cantilever avec l'électrode d'actionnement (liés à l'humidité de l'air).

L'étape suivante consiste à réaliser les électrodes de contact et les lignes coplanaires (CPW) formant le composant, à partir d'une métallisation épaisse d'or (0.8-1 μ m) (cf. figure I - 29 c).

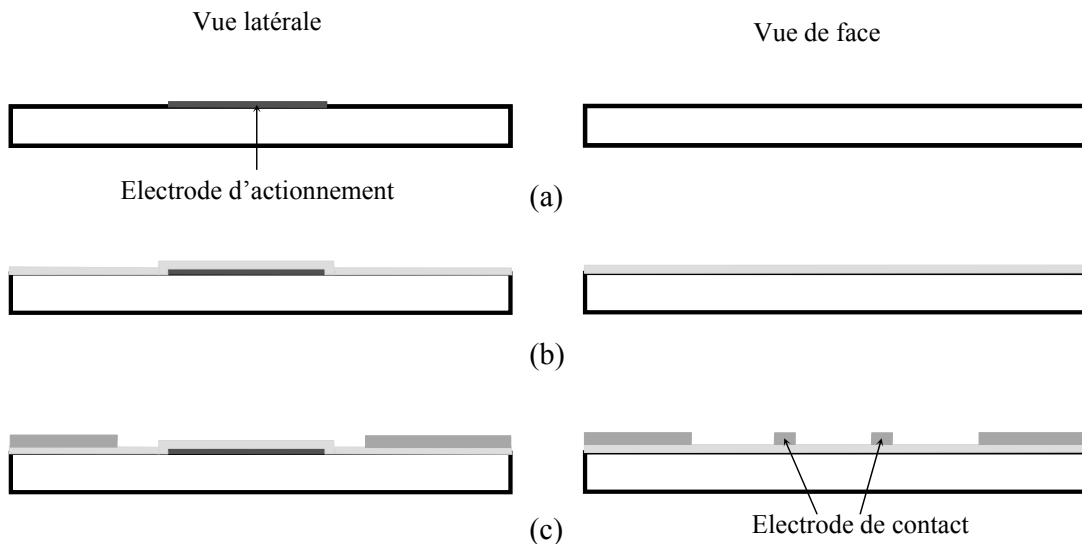


Figure I - 29: Etapes de notre procédé de réalisation. Réalisation du réseau de polarisation (a), passivation du réseau par un isolant (alumine, BCB, nitrure de silicium) (b), réalisation du premier niveau de métallisation (électrodes de contact et ligne coplanaire) (c).

Afin de rendre la structure mobile, une couche sacrificielle d'épaisseur 1.8 μ m est déposée puis développée en deux étapes de lithographie, afin de former deux petits décaissements ou empreintes (cf. figure I – 30 d). Ces empreintes conduisent à la formation de bossages sous le cantilever mobile du composant (cf. figure I – 30 e). Ce cantilever est réalisé sur la couche sacrificielle à partir d'un film d'or évaporé puis électrolyté pour atteindre une épaisseur de 3.5-4 μ m.

La dernière étape consiste à libérer le cantilever en supprimant la couche sacrificielle et en séchant les structures à point critique. Le séchage à point critique permet d'éviter les tensions de surface se formant entre les structures mobiles et le substrat, après la libération des micro-poutres dans une solution aqueuse (cf. figure I – 30 f). Dans une enceinte fermée, cette solution est remplacée par du CO₂ liquide qui devient gazeux lorsque le point critique est franchi (température >31°C et pression >1070psi). Le changement d'état liquide/gaz permet ainsi de sécher les structures sans les détériorer.

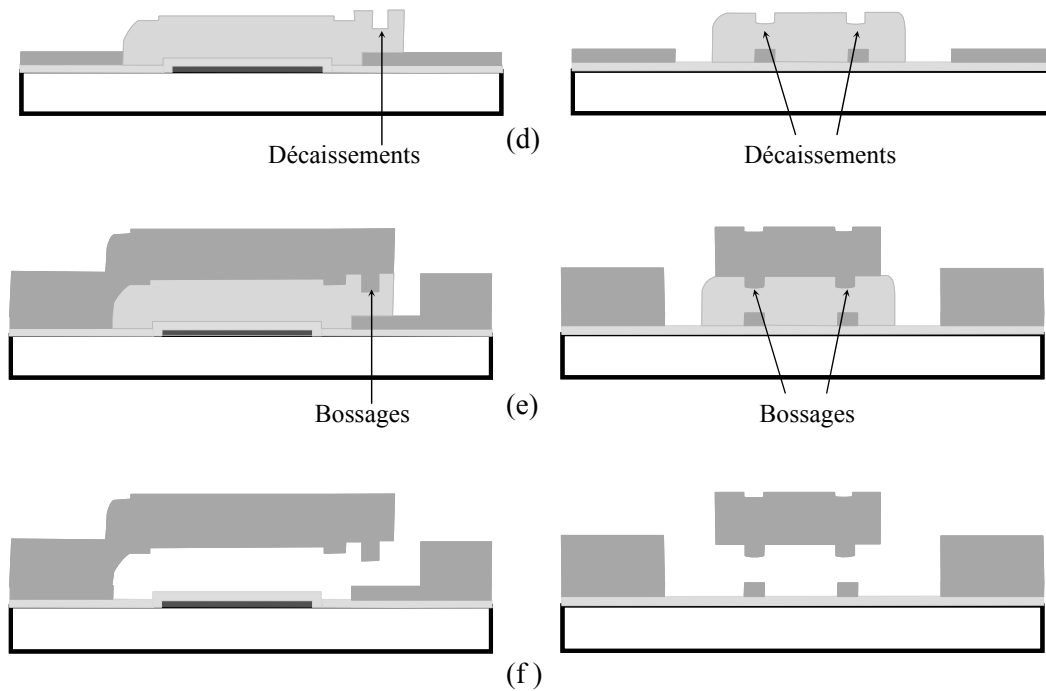


Figure I - 30: Etapes de notre procédé de réalisation. Réalisation de la couche sacrificielle (d), réalisation du second niveau de métallisation (cantilever déformable et ligne coplanaire) (e), libération du cantilever (f).

Ce procédé de fabrication permet l'intégration monolithique de nos micro-commutateurs sur une grande variété de substrats (alumine, quartz, pyrex, silicium, arséniure de gallium, LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) etc....). Il reste basse température (<120°C), avec le dépôt d'alumine par ablation laser pour réaliser le film diélectrique. Toutefois, le procédé d'encapsulation hermétique des commutateurs qui devra être développé par la suite, nécessitera à priori des températures au moins supérieures à 200°C.

Ce procédé original par l'utilisation des techniques d'ablation laser pour le dépôt de matériaux en couches minces, a permis de réaliser les micro-commutateurs présentés dans le chapitre II de ce manuscrit. Ces commutateurs ont été fabriqués sur des substrats de quartz et de silicium et ont été intégrés monolithiquement dans des circuits hyperfréquences (capacités digitales des résonateurs ou des filtres).

IV Conclusion

Les dispositifs MEMS RF deviennent aujourd'hui des composants matures et on peut considérer qu'il n'y a qu'un pas à franchir avant une industrialisation à grande échelle. Il reste cependant certains verrous à lever tels que l'encapsulation des composants et une fiabilité mieux démontrée, avec peut-être la nécessité de mettre en place des critères de fiabilité standard pour tous les dispositifs. Les modes de défaillance de ces composants sont maintenant bien identifiés (collage par la présence d'humidité, charge du diélectrique, auto-actionnement, détérioration des contacts).

Le fort potentiel de ces composants aux fréquences microondes, leur ouvre une multitude d'applications dans le domaine des hyperfréquences. Forte réduction de la puissance consommée, amélioration des performances, réalisation de systèmes reconfigurables, accord en fréquence et en bande pour les dispositifs de filtrage, sont autant de perspectives très intéressantes que pourraient apporter ces composants MEMS dans les systèmes de communication ou radar.

Les relais micromécaniques de type micro-poutre utilisent la déformation de leur structure pour réaliser des fonctions de commutation. Grâce à des systèmes d'actionnement astucieux, l'énergie électrique fournie est transformée en énergie mécanique permettant le déplacement de leur partie déformable. Un certain nombre d'efforts de recherche a commencé à démontrer le potentiel de cette technologie, avec la réalisation de micro-commutateurs MEMS très performants.

Cependant de nombreux efforts sont encore nécessaires pour réellement intéresser les concepteurs de systèmes microondes. Un des points capitaux est de mettre en évidence la facilité d'intégration monolithique de ces composants sur une majorité de procédés industriels et leur impact sur les performances du circuit final. Il est donc nécessaire de conserver un procédé de réalisation des structures compatible avec celui du circuit. Enfin, il faut continuer à développer de nouveaux démonstrateurs afin de mettre en valeur l'apport de cette technologie.

Au cours de cette thèse, nous avons souhaité concevoir des topologies originales de systèmes microondes reconfigurables. A partir d'un procédé de fabrication simple, nous avons étudié et conçu un micro-commutateur MEMS à contact ohmique. En nous aidant d'outils de conception mécanique et électromagnétique (logiciels de simulation), et de caractérisations des dispositifs réalisés, les performances de ce micro-commutateur ont pu être optimisées. Les étapes de conception de ce composant seront plus amplement détaillées dans le chapitre suivant de ce mémoire.

Ces micro-commutateurs ont été ensuite intégrés dans quelques systèmes hyperfréquences dont l'étude a permis de mettre en évidence l'apport des composants MEMS sur les performances de ces circuits. Les résultats obtenus laissent envisager des perspectives très intéressantes pour cette technologie MEMS appliquée aux hyperfréquences (cf. Chapitre III).

CHAPITRE II:

Conception et optimisation d'un micro-commutateur MEMS à contact ohmique

I Introduction

La réalisation d'un commutateur MEMS pour des applications hyperfréquences, nécessite au préalable deux étapes de conception indispensables, afin de déterminer les principales grandeurs mécaniques et électromagnétiques du dispositif.

Tout d'abord, une étude mécanique va permettre de dimensionner la zone mécaniquement déformable du composant. Cette étude permet en outre de prévenir les défaillances bien connues des structures MEMS, telles que les phénomènes d'adhésion, de charges piégées dans le diélectrique ou encore les effets néfastes des contraintes présentes dans les couches des matériaux composant la structure déformable du composant. On peut de plus optimiser certains paramètres tels que la fréquence de résonance mécanique de la micro-poutre, le temps de commutation du commutateur et sa tension d'actionnement.

Les structures MEMS sont construites à partir de films minces métalliques et diélectriques qui vont induire des pertes, de la réflexion de signal et du rayonnement aux fréquences microondes. C'est pourquoi, lorsque la partie mécanique a été caractérisée et dimensionnée de façon appropriée, il est également nécessaire d'étudier son implémentation électromagnétique dans un circuit hyperfréquence. Cette étude concernera en particulier la mise en place du système d'actionnement de la structure MEMS permettant sa déflexion et la modélisation de son influence sur les performances du composant ainsi que sur celles du circuit RF final.

Nous allons dans ce chapitre aborder ces deux aspects appliqués à la conception d'un micro-commutateur à contact ohmique. L'objectif premier de cette étude a été de développer une topologie de micro-commutateur la plus simple possible afin de le rendre facile à intégrer dans des circuits RF plus complexes. La forme du commutateur en elle-même va conditionner en majeure partie la topologie et le dessin du circuit où le(s) micro-commutateur(s) va (vont) être disposé(s). Deux types de structures sont envisageables: une structure pont ou une structure cantilever (cf. figure II - 1).

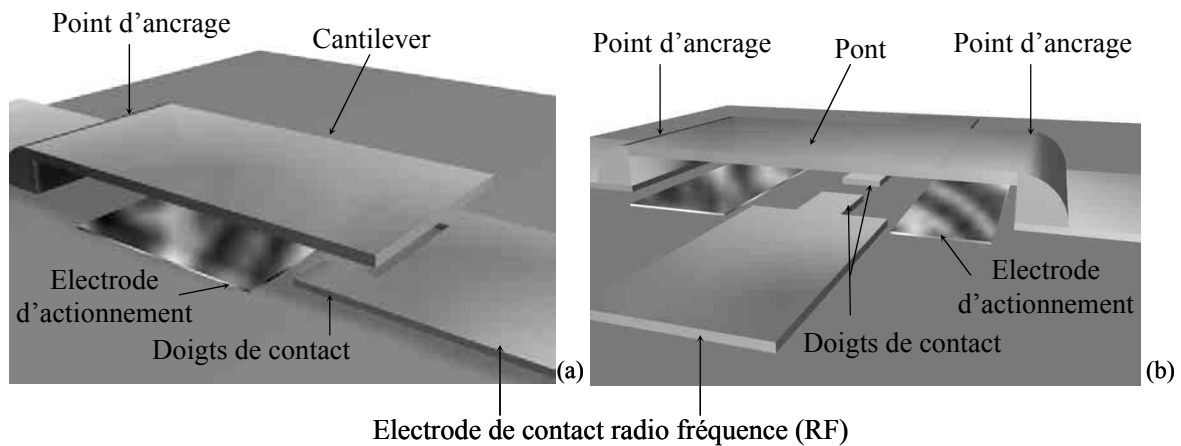


Figure II - 1: Micro-commutateurs MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b).

Notre choix s'est porté sur une structure cantilever car cette topologie nous semble être la plus simple et a déjà montré des résultats très intéressants dans le cas de micro-commutateurs similaires à ceux que nous souhaitons développer [45,78].

Les cantilevers sont également beaucoup moins sensibles à la dilatation des matériaux induite par une augmentation de température. En effet, les structures ponts, étant doublement encastées, ne peuvent s'étendre sous l'effet de cette dilatation. Leur micro-poutre se flambe généralement, augmentant ainsi la distance la séparant du substrat. Les cantilevers peuvent s'étendre par leur extrémité libre, l'effet de la température aura par conséquent un impact limité sur les performances et sur la tension d'actionnement du commutateur.

De plus, la topologie cantilever semble être la plus appropriée pour une implémentation en série où le commutateur est disposé dans le sens de la propagation du signal hyperfréquence. Il en résulte des dispositifs généralement plus compacts et qui nécessitent moins de surface pour être intégrés.

Ce choix se justifie aussi pour des raisons technologiques de fabrication. Lorsque nous avons démarré cette étude, les cantilevers étaient les structures qui présentaient la meilleure reproductibilité de fabrication. En fait, la géométrie finale de structures mobiles de type pont ou cantilever peut être altérée sous l'effet de contraintes résiduelles et/ou de gradients de contraintes induits dans les matériaux de leur structure déformable, lors de la fabrication. Ces

contraintes résultent généralement des conditions de dépôt de ces matériaux. Aujourd'hui ces conditions sont bien mieux maîtrisées pour les dispositifs basés sur des micro-poutres de type pont, comme en témoignent les travaux de *Denis MERCIER* [108].

Nous allons dans ce chapitre, étudier et expliquer le comportement mécanique et électromagnétique de composant de type cantilever. Nous nous attacherons à définir des règles de dessin afin de concevoir un micro-commutateur fiable, présentant de très bonnes caractéristiques et une tension d'actionnement raisonnable (30-60V). Les mesures des performances mécaniques et électromagnétiques du commutateur seront également présentées, validant ainsi les résultats de cette étude. Puis, nous discuterons de certains aspects de la fiabilité de ce composant et des solutions que l'on pourrait y apporter.

II Conception et modélisation mécanique du micro-commutateur

II.1 Notions de Mécanique: Quelques grandeurs caractéristiques importantes.

Les structures MEMS sont des dispositifs microscopiques (centaines de micromètres) qui sont sujets aux mêmes lois mécaniques que n'importe quel dispositif macroscopique. La différence réside dans l'ordre de grandeur des forces mises en jeu qui pourrait paraître très faible (quelques centaines de micro Newtons). Mais mises à l'échelle des dispositifs étudiés, ces forces permettent de déplacer et de déformer ces structures sur plusieurs micromètres.

Nous allons, dans les paragraphes qui suivent, donner quelques notions importantes de mécanique des matériaux afin de mieux comprendre et mieux modéliser les phénomènes mis en jeu lors de la déflexion de nos structures, sous l'effet d'une sollicitation.

II.1.1 Bilan des forces mises en jeu

Notre micro-commutateur se présentera sous la forme d'une micro-poutre type cantilever qui sera placée en série au-dessus d'une discontinuité d'une ligne de transmission radio fréquence (RF). Cette micro-poutre sera maintenue fixe à une de ses extrémités: c'est-à-dire ancrée, tandis que l'autre extrémité sera libre de tout mouvement vertical (cf. figure II – 2). Le cantilever sera suspendu au-dessus d'une électrode d'actionnement fixée sur le substrat. Cette électrode permettra de déformer la micro-poutre jusqu'à que son extrémité mobile vienne toucher l'électrode de contact RF. Cette électrode sera en fait composée de deux "doigts de contact" formés dans la ligne de transmission RF (cf. figure II - 1).

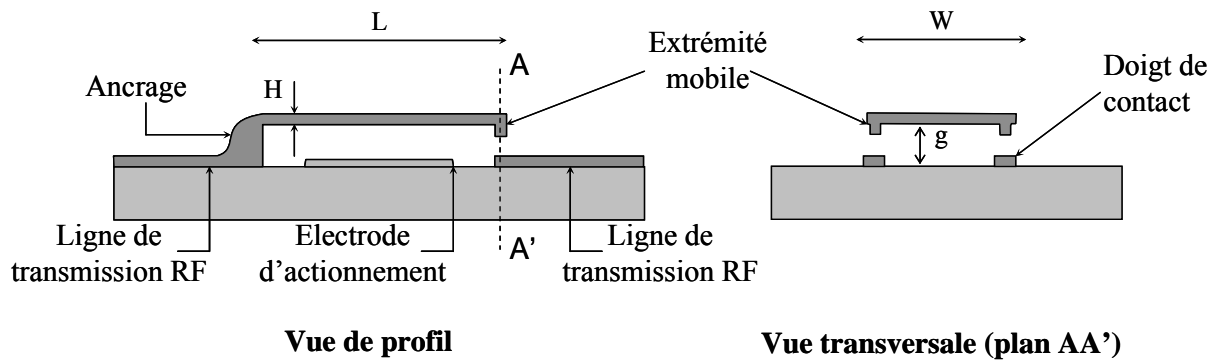


Figure II - 2: Micro-commutateur de type cantilever de longueur L , de largeur W , d'épaisseur H , et surélevé de la distance g du substrat.

Pour déplacer le cantilever, une force sera appliquée sur une partie de la micro-poutre, la contraignant à s'abaisser vers le plan du substrat. Naturellement la micro-poutre oppose une force de rappel à cette déflexion du fait de la rigidité des matériaux qui la composent. Si l'intensité de l'actionnement est suffisante, le cantilever se déforme jusqu'à venir en contact avec l'électrode inférieure au-dessus de laquelle il est suspendu.

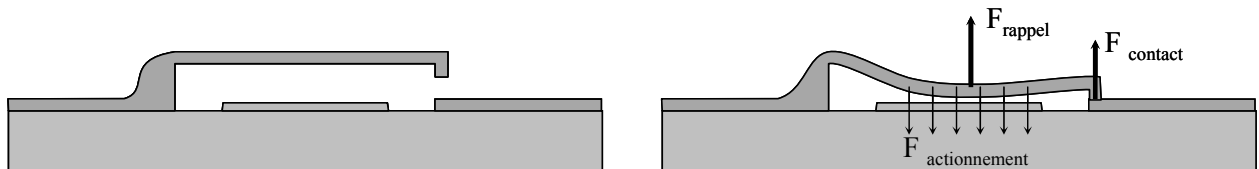


Figure II - 3: Déflexion de la micro-poutre induite par l'actionnement électrostatique.

En résumé, les forces mises en jeu lors de la déflexion de la micro-poutre sont : *la force d'actionnement* dirigée vers le substrat, *la force de rappel* du cantilever qui s'oppose à l'actionnement et *la force de contact* du substrat sur la micro-poutre qui, elle aussi, s'oppose à l'actionnement (cf. figure II -3). Le principe fondamental de la statique [109] impose que la résultante de ces trois forces soit nulle quand l'équilibre du dispositif est atteint.

$$\text{A l'équilibre: } \overrightarrow{F_{\text{actionnement}}} = \overrightarrow{F_{\text{rappel}}} + \overrightarrow{F_{\text{contact}}} \quad (\text{II - 1})$$

Nous négligeons ici toutes forces de frottement visqueux, dues à l'air sous la micro-poutre durant son déplacement. De plus, la masse de la partie mobile est tellement infime (de l'ordre de 10^{-10} kg), que la déflexion induite par le poids est négligeable devant celle générée par les forces d'actionnement [48].

II.1.1.1 La force de Rappel

Dans notre cas, comme les déflexions engendrées par l'actionnement sont limitées à d'assez faibles valeurs, on peut en première approximation assimiler la partie déformable de notre structure à la manière d'un ressort, avec une constante de raideur linéaire k (N/m) (cf. figure II - 4). La force de rappel en résultant dépend donc directement de cette constante de raideur et de la déflexion générée (cf. équation II-2). On remarquera ici que la force de rappel peut être considérée linéaire avec la déflexion.

$$F_{\text{rappel}} = k \cdot \Delta_Z \quad (\text{II} - 2)$$

Ainsi pour des constantes de raideur de 10-20N/m, la force de rappel est de l'ordre de 20-40 μ N (en considérant une déflexion de 2 μ m).

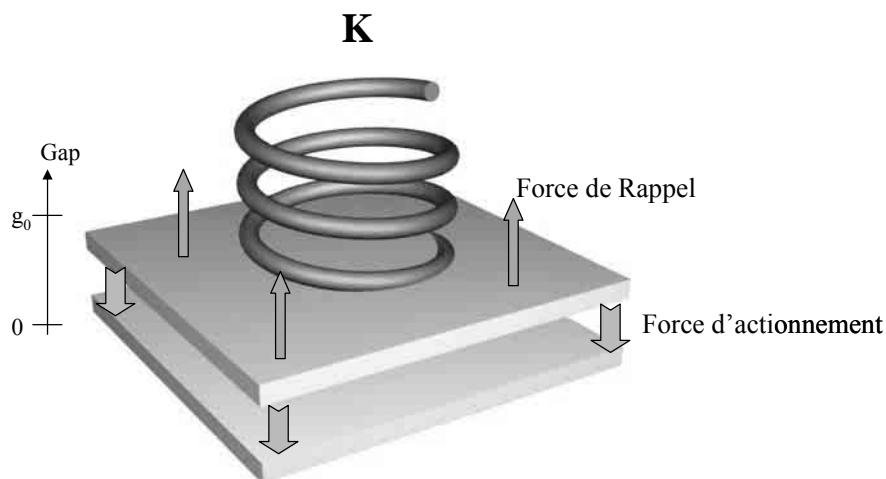


Figure II - 4: Modélisation de la force de rappel.

Le calcul analytique de la constante de raideur et donc de la force de rappel sera plus amplement détaillé dans l'annexe I. Cependant, il est important de souligner que cette constante est directement proportionnelle à une grandeur mécanique propre à chaque matériau appelée module d'élasticité ou *module d'Young* E (GPa). Cette grandeur est issue de la généralisation de la loi de Hooke [109] pour des matériaux élastiques isotropes.

Il apparaît important de remarquer que le type de matériau utilisé pour réaliser la zone déformable de notre dispositif aura une importance capitale dans la conception mécanique de celui-ci. Pour notre application, la micro-poutre du micro-commutateur sera formée à partir d'une couche mince d'or. L'or est un des matériaux structurels les plus utilisés pour les composants MEMS RF, essentiellement pour ses bonnes propriétés électriques qui engendrent de faibles pertes de signal aux fréquences microondes. D'autres matériaux conducteurs ou diélectriques sont aussi couramment utilisés pour réaliser ce type de microstructures (cf. tableau II - 1) [45,73-76].

Matériaux	Module d'Young GPa
Aluminium	70
Carbone type diamant	1000
Chrome	140
Cuivre	130
Or	78
Nickel	214
Silicium	107
Titane	116
Alumine	390
Si ₃ N ₄	250
SiO ₂	75

Tableau II - 1: Module d'Young des principaux matériaux utilisés pour la réalisation de structures MEMS [110].

II.1.1.2 La force d'actionnement électrostatique

Nous avons choisi d'implémenter une commande électrostatique pour actionner notre micro-commutateur. L'utilisation de la force électrostatique est très intéressante pour des micro-dispositifs, grâce aux fortes densités d'énergie générées et la faible puissance nécessaire à l'actionnement. De plus, ce type d'actionnement apparaît être le plus simple à utiliser tant par sa facilité de réalisation que d'implémentation (cf. chapitre 1 §II.2.3).

L'actionnement électrostatique prend naissance entre deux électrodes métalliques portées à un potentiel différent. La force générée par cette différence de potentiel V , peut s'exprimer en fonction des paramètres géométriques des électrodes sous la forme [111]:

$$\vec{F}_{\text{elect}} = -\frac{1}{2} V^2 \frac{\epsilon_0 S}{g^2} \vec{e}_z \quad (\text{II} - 3)$$

Où S représente la surface en vis-à-vis et g la distance entre ces électrodes.

Pour donner un ordre de grandeur, avec une tension de 30V, une surface S de $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ et une distance g de $2 \mu\text{m}$, cette force vaut $10 \mu\text{N}$. Et elle peut croître jusqu'à plusieurs centaines de micro Newtons lorsque la micro-poutre arrive au contact de l'isolant recouvrant l'électrode d'actionnement.

On peut remarquer que la force électrostatique est proportionnelle à la différence de potentiel au carré V^2 . Elle est donc indépendante du signe de la tension appliquée. De plus, il faut noter que cette force est toujours attractive, et surtout qu'elle est non linéaire avec la distance g séparant les électrodes. Par conséquent, si cette force est appliquée entre une électrode maintenue fixe et une autre électrode mobile, celle dernière va pouvoir se déplacer sous l'action de cette force, attirée vers l'électrode fixe (cf. figure II - 4).

Malheureusement, l'interaction d'une force électrostatique non linéaire avec une force de rappel mécanique linéaire induit un phénomène d'instabilité conduisant à la fermeture du gap entre les deux électrodes [112]. En fait, lorsque l'on accroît progressivement la tension appliquée, la force électrostatique croît, d'une part parce que V augmente, et d'autre part parce

que la micro-poutre se fléchit graduellement et donc la distance g , la séparant de l'autre électrode, diminue. Puisque l'électrode s'abaisse, la force de rappel s'accroît aussi, mais moins rapidement que la force d'actionnement. Et lorsque la force de rappel ne suffit plus à contenir l'attraction électrostatique, l'équilibre se rompt entraînant la chute brusque de la micro-poutre sur le substrat.

Cette instabilité, propre à ce type d'actionnement électrostatique, va empêcher le déplacement continu de la partie mobile sur toute la distance g disponible. L'équation décrivant l'évolution de la tension d'actionnement en fonction du déplacement engendré, s'établit en résolvant l'équation II-1 avec $F_{\text{contact}} = 0$. On obtient alors:

$$\frac{1}{2} V^2 \frac{\epsilon_0 S}{g^2} = k \cdot \Delta_z = k (g - g_0) \quad (\text{II - 4})$$

$$\text{Soit } V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 S} g^2 \cdot (g_0 - g)} \quad (\text{II - 5})$$

Où g_0 représente la distance initiale séparant la micro-poutre de son électrode d'actionnement, g la distance lorsque la micro-poutre se fléchit et k la constante de raideur de la poutre (calculée là où l'actionnement est appliqué).

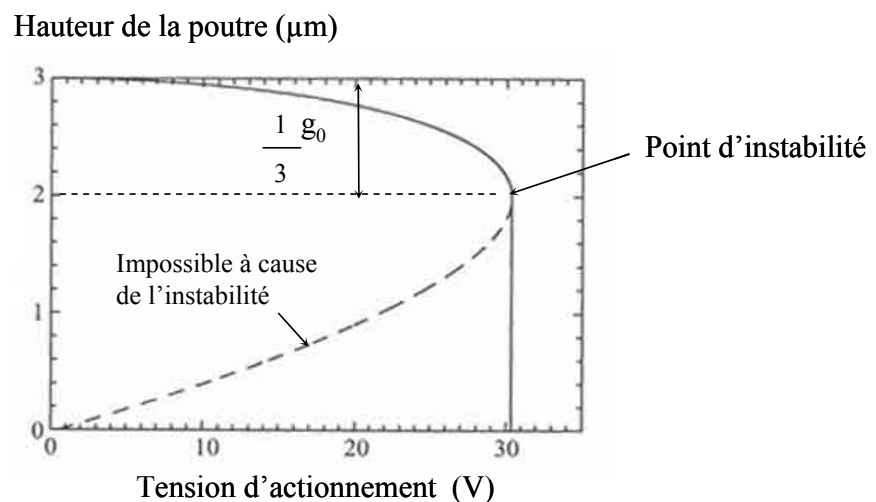


Figure II - 5: Déplacement de la micro-poutre en fonction de la tension d'actionnement pour un cantilever de constante de raideur $k = 10\text{N/m}$, de surface d'actionnement $S = 100 \times 100 \mu\text{m}^2$.

On montre que l'instabilité apparaît lorsque la micro-poutre s'est déplacée de plus d'un tiers de la distance la séparant de l'électrode d'actionnement (cf. figure II -5). La tension V_p nécessaire est donc donnée pour $g = \frac{2}{3} g_0$ soit:

$$V_p = \sqrt{\frac{8 k}{27 \epsilon_0 S} g_0^3} \quad (\text{II - 6})$$

Cette relation sera assez précise à condition que l'actionnement s'applique sur une zone bien localisée du cantilever, ce qui ne sera pas tout à fait vrai dans notre cas. La tension d'instabilité pour notre dispositif sera par conséquent un peu plus élevée que celle prédite par cette équation (cf. § II.3.3).

Dans notre cas, le phénomène d'instabilité peut s'avérer être un avantage, dans la mesure où il va limiter la valeur de la tension d'actionnement à appliquer pour amener notre cantilever jusqu'au contact. En effet, notre micro-commutateur va présenter deux états, un état ouvert et un état fermé. L'état fermé sera donc obtenu en appliquant une tension d'actionnement suffisante pour dépasser le point d'instabilité et provoquer la commutation du dispositif. En revanche, dans le cadre de la réalisation d'une capacité MEMS de type varactor, ce phénomène limite fortement la plage d'accord du composant. Des techniques de stabilisation ont été développées, [19,113], mais elles exigent une forte augmentation de la tension d'actionnement. La solution la plus efficace consiste à optimiser la position des électrodes d'actionnement [21].

Une autre propriété intéressante de l'actionnement électrostatique réside dans le fait que la valeur de la tension à fournir pour maintenir la micro-poutre en position basse est plus faible que celle nécessaire pour l'amener dans cette même position. En effet, grâce à la proximité de l'électrode d'actionnement, la force électrostatique ne doit être que très légèrement supérieure à la force de rappel de la micro-poutre. Une fois au contact, la tension appliquée pourra être réduite pour assurer le maintien de la micro-poutre. Le champ électrique appliqué au travers du diélectrique protégeant l'électrode d'actionnement, peut être ainsi réduit.

II.1.1.3 La force de contact

D'après le principe des actions mutuelles, la force de contact peut être vue de deux manières différentes. En effet, elle représente à la fois la force appliquée par la micro-poutre sur l'électrode de contact RF sous l'action de la force électrostatique et aussi celle exercée par l'électrode de contact sur la micro-poutre, en réaction à la pression exercée par le cantilever (cf. figure II -6).

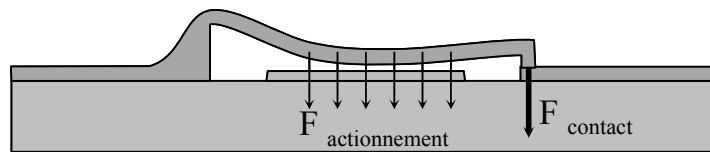


Figure II - 6: La force de contact.

Cette force va permettre d'assurer un bon contact entre notre cantilever et les doigts de contact disposés sous celui-ci; et ceci s'avère indispensable pour le bon fonctionnement d'un micro-commutateur à contact ohmique. En effet, tout contact métal - métal (c'est-à-dire ohmique) présente une résistance de contact. Lorsque la micro-poutre va s'abaisser et venir s'écraser sur les doigts de contact (cf. figure II - 7), le signal RF qui traverse le micro-commutateur, via cette zone, va subir des pertes induites par cette résistance. Des études montrent que plus la force de contact est élevée plus la résistance sera faible [114-115].

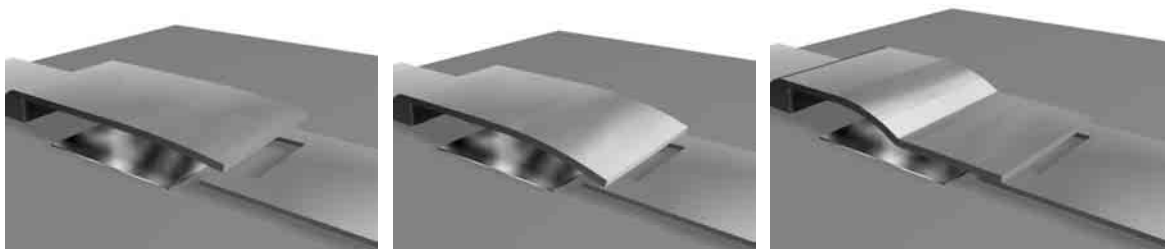


Figure II - 7: Processus d'actionnement du cantilever.

Si la force d'actionnement est appliquée près de la zone de contact, la force de contact est d'autant plus élevée. Une fois la micro-poutre en position basse, l'électrode d'actionnement peut induire une force de contact allant de 40 à 90 % de la force électrostatique dans cette position [48].

II.1.2 Déformation induite par les contraintes internes

Les contraintes, internes au matériau formant le cantilever, provoquent une déflexion de la micro-poutre au moment où elle est libérée (c'est-à-dire lorsque la couche sacrificielle, la surélevant, est retirée). Dans notre cas, la relaxation des contraintes, qui sont en tension, produit une déflexion de la micro-poutre vers le haut. Par conséquent, la tension d'actionnement nécessaire pour faire commuter le dispositif augmente ainsi que la raideur du cantilever. Ces effets le rendent encore plus difficile à déplacer.

Ces contraintes sont la conséquence des conditions de dépôt des couches fines formant la micro-poutre du commutateur (température, pression, vitesse de dépôt...). L'intensité des contraintes présentes dans le cantilever est donc difficile à maîtriser et surtout difficile à reproduire. Cependant, certains dispositifs mettent à profit la déflexion engendrée [84,100-101].

Il existe deux types de contraintes: la *contrainte résiduelle* et le *gradient de contrainte*. La contrainte résiduelle est généralement présente dans des structures doublement encastrées, (comme les ponts) ou pour certaines structures composites (formées de plusieurs matériaux). Selon le processus et les conditions de dépôt, cette contrainte peut être de type extensive ou compressive. Dans le cas de contraintes compressives, la micro-poutre, une fois libérée, peut se flamber fortement car ces contraintes exercent des forces internes qui tendent à repousser les points d'ancrage (cf. figure II -8). Les contraintes extensives tendent au contraire à tirer sur ces points d'ancrages.

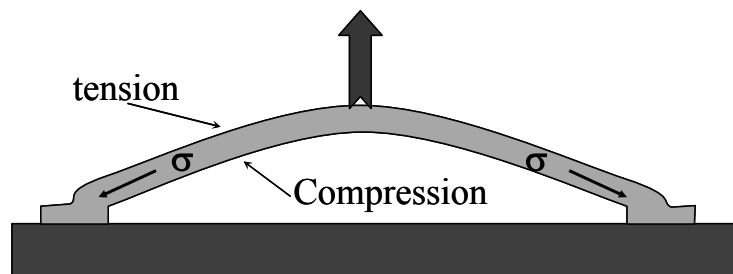


Figure II - 8: Effet de la contrainte résiduelle compressive dans les structures de type pont.

Une contrainte résiduelle est généralement immédiatement relâchée dans un cantilever, lorsque la couche sacrificielle est supprimée. En effet, la micro-poutre de type cantilever, n'étant encastrée qu'à une seule extrémité, libère ses contraintes résiduelles en induisant un allongement ou un rétrécissement relatif très faible de ses dimensions (quasiment non mesurable). En revanche, les structures type cantilever sont beaucoup plus sensibles au gradient de contrainte. Ce type de contrainte est distribué sur l'épaisseur H du cantilever et dépend également des conditions de dépôt des matériaux constituant la micro-poutre. Lors de la libération du cantilever (cf. figure II - 9), le gradient de contrainte d'intensité $\frac{\sigma}{(H/2)}$ est lui aussi libéré; mais il génère alors un moment M qui s'exerce sur l'extrémité libre de la poutre, l'éloignant ainsi de l'électrode d'actionnement selon un rayon de courbure ρ [111].

$$M = -\frac{1}{6} W H^2 \sigma \quad \rho = \frac{1}{12} \frac{E W H^3}{M} \quad (\text{II - 7})$$

Où W est la largeur du cantilever, H l'épaisseur et E le module d'Young du matériau le constituant.

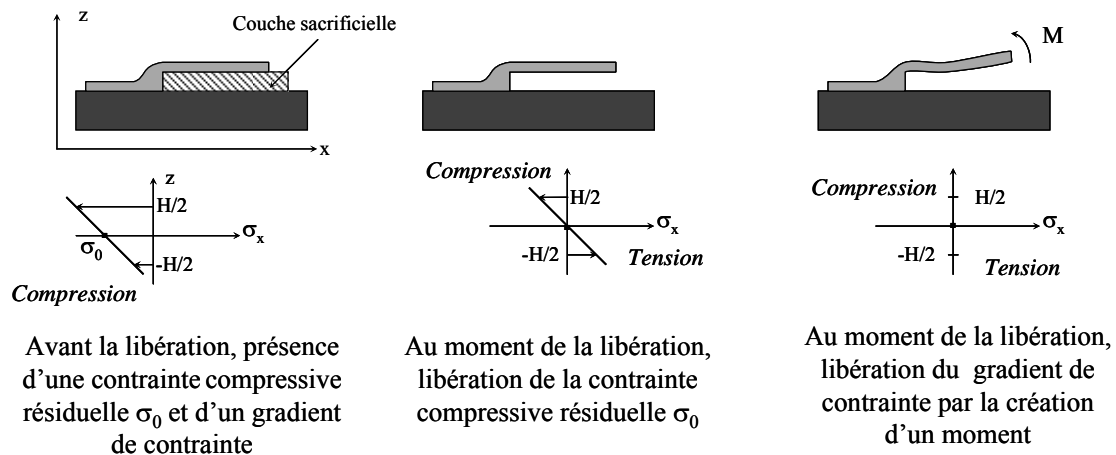


Figure II - 9: Effet du gradient de contrainte [111].

La micro-poutre de nos commutateurs sera constituée d'un film mince d'or tout d'abord évaporé (plus en tension) puis électrolysé pour accroître son épaisseur (plus en compression). L'optimisation du dépôt d'or évaporé et une géométrie appropriée ont permis de réduire les effets de cette contrainte (cf. §II.3.2).

II.2 Quelques outils d'analyse mécanique

Pour modéliser les phénomènes mis en jeu lors de l'actionnement mécanique, nous avons à notre disposition plusieurs outils: des équations empiriques issues de la théorie mécanique des poutres ainsi que des simulateurs mécaniques. Il nous est alors possible de dimensionner judicieusement la structure déformable de notre micro-commutateur, afin d'en optimiser au mieux les performances.

II.2.1 La théorie des poutres: une première approche

La théorie des poutres a été développée en *Résistance des Matériaux* (RDM) pour étudier, à une échelle macroscopique l'effet de sollicitations imposées à des éléments mécaniquement déformables. Cette théorie s'applique à des structures de forme simple (telle qu'une poutre droite ou légèrement incurvée) et dont les dimensions transversales sont petites par rapport à la longueur. La théorie des poutres s'avère être, en première approximation, une méthode simple et efficace pour une première approche des phénomènes mécaniques mis en jeu lors de l'actionnement du micro-commutateur.

Les structures cantilevers sont généralement modélisées par une ligne 'moyenne' représentant en fait leur axe de symétrie dans le sens de la longueur. La force électrostatique peut être assimilée à une force de flexion appliquée dans le plan de la ligne moyenne. En première approximation, l'effet de la force d'actionnement peut être représenté par une force unique appliquée en un point du cantilever. Cette simplification conduit la plupart du temps à des résultats assez précis.

Ainsi, à partir de l'intégration de l'équation des moments fléchissants (cf. Annexe I), il est possible d'établir l'équation de la déflexion engendrée par l'actionnement sur la micro-poutre du commutateur. Prenons l'exemple d'un cantilever de longueur L , soumis à une force localisée \vec{P} (modélisant l'effet de l'actionnement), appliquée à une distance a du point

d'ancrage (cf. figure II -10). On montre que l'équation de la déflexion engendrée en tous points du cantilever est donnée sous la forme suivante:

$$\text{➤ Pour } 0 < x < a \quad y(x) = -\frac{P \cdot x^2}{6 \cdot E \cdot I} [3 \cdot a - x] \quad (\text{II - 8})$$

$$\text{➤ Pour } a < x < L \quad y(x) = -\frac{P \cdot a^2}{6 \cdot E \cdot I} [3 \cdot x - a] \quad (\text{II - 9})$$

Où E est le module d'Young du matériau constituant la micro-poutre et I le moment quadratique du cantilever.

Et dans le cas particulier où la charge serait localisée à l'extrémité libre du cantilever (lorsque $a = L$), cette déflexion est donnée par:

$$y(x) = -\frac{P \cdot x^2}{6 \cdot E \cdot I} [3 \cdot L - x] \quad (\text{II - 10})$$

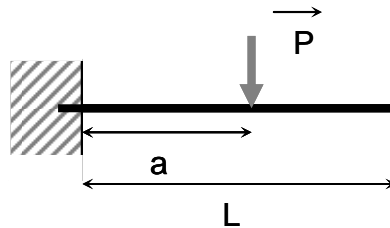


Figure II - 10: Cantilever soumis à une force localisée

Les résultats de ce calcul semblent être en accord avec ceux obtenus à partir du simulateur mécanique ANSYS (cf. figure II - 11).

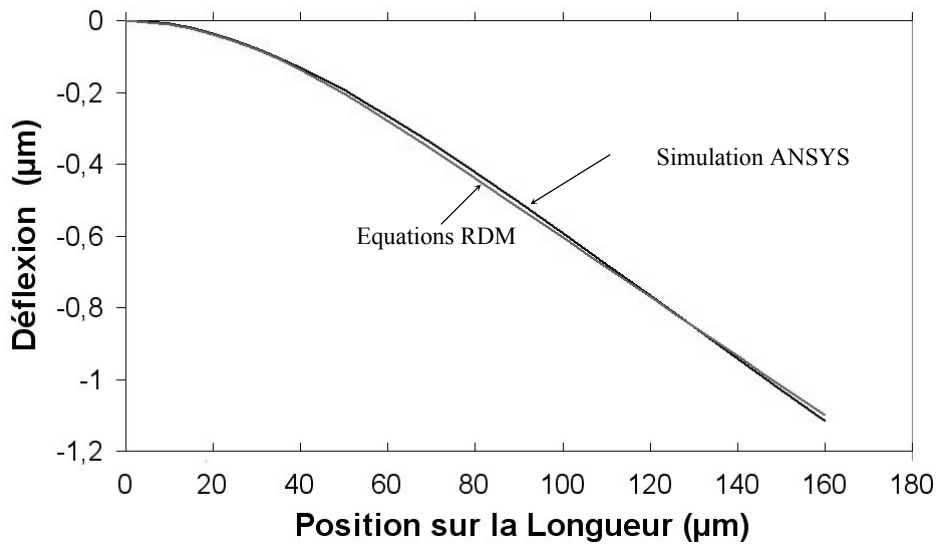


Figure II - 11: Calcul de la déflexion imposée à un cantilever ($L=160\mu\text{m}$, $W=160\mu\text{m}$, $H=3.5\mu\text{m}$) à partir des équations de la théorie des poutres et de simulations d'ANSYS.

A partir de ces équations, il est alors très facile de réaliser un premier dimensionnement rapide de la structure déformable (longueur, largeur et épaisseur) et d'identifier les paramètres géométriques les plus influents dans la déformation mécanique de notre dispositif. La structure sera ensuite étudiée et optimisée plus finement en utilisant un simulateur électromécanique.

II.2.2 Simulations électromécaniques

Les équations issues de la relation des moments fléchissants vont être très vite limitées à la description de structures simples et en une seule dimension. En effet, il devient difficile d'utiliser ces équations pour des dispositifs avec des géométries plus complexes (discontinuités, déformations localisées, trous...). Pour résoudre ce type de problèmes, nous avons fait appel à un simulateur mécanique: ANSYS.

ANSYS est un logiciel de simulation multi-physique commercial, basé sur la méthode des éléments finis [117]. Il permet en outre de résoudre des problèmes de thermique, de fluide, d'électrostatique, de magnéto-statique, d'électromagnétique et de mécanique.

La partie mécanique a été développée depuis plusieurs années, mais depuis peu, ce logiciel est capable de mener des analyses couplées (mécanique + électrostatique ou encore mécanique + thermique etc...) grâce à la mise en place du module 'Multiphysics'. ANSYS possède une bibliothèque d'éléments finis très étendue. Il peut simuler des structures simples ou très complexes en prenant aussi bien en compte les faibles que les grandes déformations, les problèmes de contact, la non linéarité de certains matériaux et beaucoup d'autres phénomènes (dépendance en température, contrainte résiduelle etc...).

Le choix de l'élément fini à utiliser va dépendre de la complexité du problème. Dans nos simulations, nous nous sommes limités à modéliser notre cantilever au moyen de l'élément fini BEAM 3 pour des analyses mécaniques simples et des éléments SOLID 92 & SOLID 123 pour l'analyse couplée mécanique – électrostatique (en utilisant la commande ESSOLV).

Pour la résolution mécanique, ANSYS propose plusieurs types d'analyses: statique, nodale, harmonique ou encore transitoire. Ce logiciel s'avère être un outil très puissant; il nous sera très utile pour finaliser l'optimisation mécanique du micro-commutateur.

II.3 Optimisation Mécanique du micro-commutateur

Un micro-commutateur MEMS performant doit présenter de bonnes performances électromagnétiques reproductibles dans le temps (signe de fiabilité), avec un temps de commutation le plus faible possible et sous une tension d'actionnement raisonnable.

Les phénomènes d'adhésion constituent le principal problème de fiabilité des structures MEMS à contact. Ces phénomènes provoquent une défaillance du commutateur lorsque les points de contact du dispositif restent collés sur l'électrode RF alors que l'actionnement a été stoppé. Pour limiter les conséquences de ce désagrément, il est nécessaire

de doter l'extrémité de la micro-poutre d'une constante de raideur au moins supérieure à 10-20N/m [48]. En effet, plus la micro-poutre présentera une raideur importante plus la force de rappel sera élevée et mieux elle pourra lutter contre les phénomènes d'adhésion.

La vitesse de commutation reste encore un point faible des dispositifs MEMS: les commutateurs semi-conducteurs sont deux à trois ordres de grandeur plus rapides. Pour diminuer les temps de commutation il est nécessaire de favoriser la rigidité du cantilever. On montre en effet que des structures à faible constante de raideur sont beaucoup plus lentes.

Pour actionner le commutateur, la force électrostatique doit lutter contre la rigidité du cantilever. Plus il présentera une constante de raideur élevée, plus la tension d'actionnement devra d'être forte. Par conséquent, il faudra faire des compromis; une étude mécanique apparaît alors nécessaire.

II.3.1 Un premier dimensionnement du dispositif

Nous nous sommes donc intéressé dans un premier temps à l'influence de la géométrie de la micro-poutre cantilever sur sa constante de raideur et sa tension d'instabilité. Nous avons à notre disposition trois paramètres, qui sont la longueur, la largeur et l'épaisseur. A partir des équations issues de la théorie des poutres, il nous est possible de quantifier l'effet de chacun de ces trois paramètres.

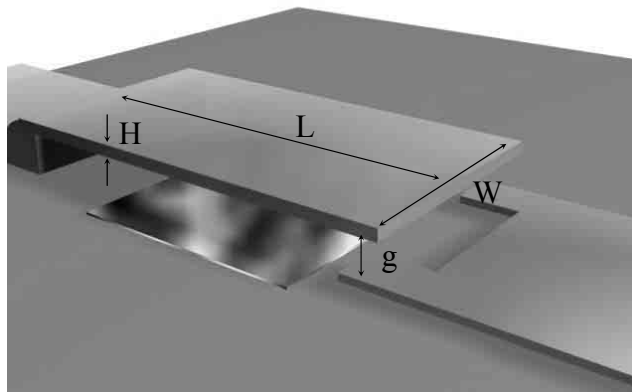


Figure II - 12: Dimensions du cantilever utilisées pour les calculs de tension d'instabilité et de constante de raideur au niveau des points de contact.

Dans les simulations présentées ci-dessous, le matériau structurel constituant la micro-poutre de notre commutateur est de l'or. Nous ne tiendrons pas compte dans un premier temps de l'effet d'un gradient de contrainte.

La valeur de la constante de raideur dépend du point d'application de la force de déflexion. En effet une force appliquée près de l'ancrage induit une déflexion moins importante qu'une même force localisée près de l'extrémité libre du cantilever. Ainsi pour le calcul de tensions d'instabilité, nous allons considérer en première approximation que la force électrostatique peut s'assimiler à une force localisée, appliquée au milieu de la micro-poutre. Par contre, afin de quantifier l'aptitude du cantilever à lutter contre des phénomènes d'adhésion, nous allons calculer une constante de raideur au niveau des points de contact (à l'extrémité du cantilever), en considérant que la force de déflexion est appliquée sur ces mêmes points.

La longueur de la micro-poutre influera fortement sur la valeur de la constante de raideur à l'extrémité du cantilever. En effet, à partir de l'équation II-10, on peut remarquer que plus on va s'éloigner du point d'ancrage plus la déflexion induite au niveau des points de contact va être importante. La constante de raideur à l'extrémité du cantilever est donc inversement proportionnelle à L^3 (cf. équations II-2 et II-10) et va par conséquent diminuer rapidement avec la longueur du cantilever L . (cf. figure II -13).

Si l'on considère que la longueur de l'électrode d'actionnement évolue linéairement avec celle du cantilever (généralement 80% de la longueur du cantilever), la tension d'instabilité est inversement proportionnelle au carré de la longueur de la micro-poutre L^2 (cf. équations II-6 et II-9).

Par conséquent, si nous voulons limiter la valeur de la tension d'instabilité (<50V), tout en conservant une constante de raideur au niveau des points de contact supérieure à 10N/m, la longueur du cantilever devra être comprise entre à 140 et 180 μ m (en considérant la largeur $W= 100\mu$ m et l'épaisseur $H= 3\mu$ m).

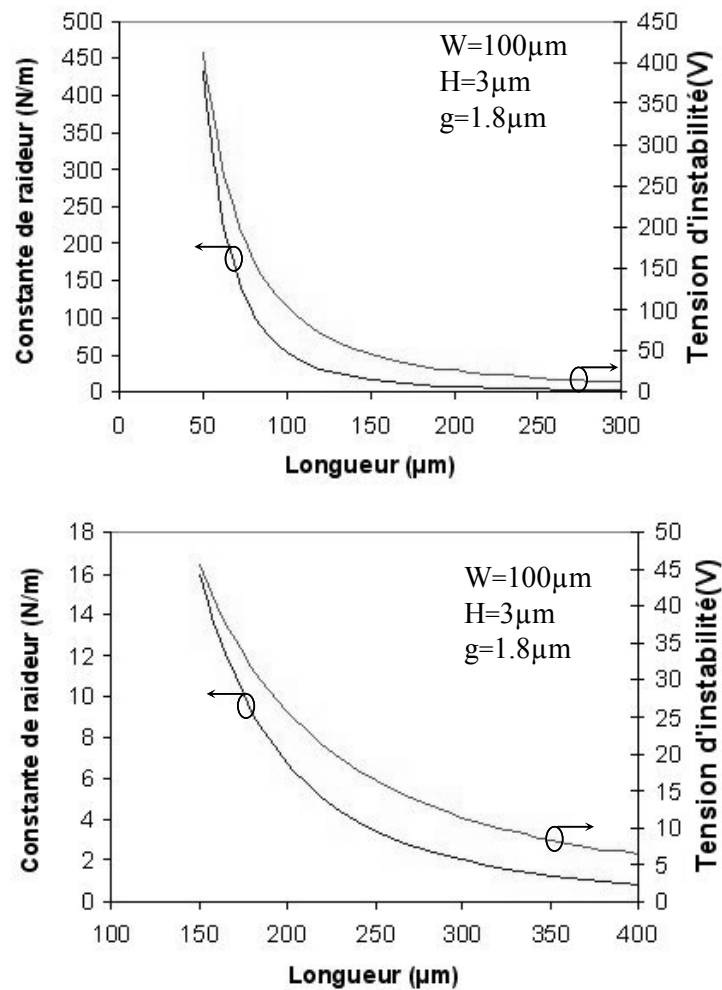


Figure II - 13: Evolution de la constante de raideur à l'extrémité du cantilever et de la tension d'instabilité en fonction de la longueur du cantilever (cf. figure II - 12).

De la même façon, l'épaisseur H de la micro-poutre joue aussi un rôle important. Les équations II-2 et II-9 montrent que quelque soit le point d'application de la force de déflexion sur la longueur du cantilever, sa constante de raideur est directement proportionnelle au moment quadratique I . Le moment quadratique étant lui même proportionnel au cube de l'épaisseur de la micro-poutre H^3 (cf. Annexe I), la constante de raideur au niveau des points de contact est également proportionnel à H^3 . La tension d'instabilité est quant à elle, proportionnelle à $H^{1.5}$ (cf. équation II-6). Les calculs analytiques montrent que pour une largeur $W=100\mu\text{m}$ et une longueur $L=180\mu\text{m}$, l'épaisseur doit rester inférieure à $3-4\mu\text{m}$ afin de maintenir une tension d'instabilité inférieure à 50V (cf. figure II - 14).

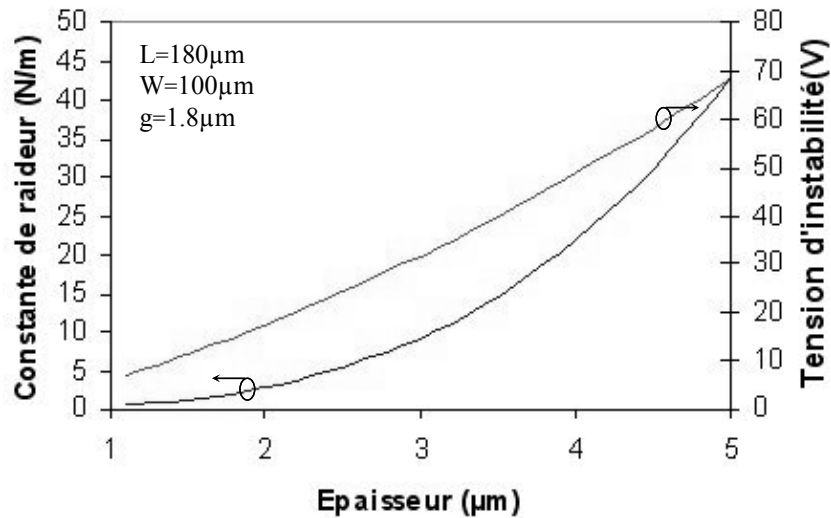


Figure II - 14: Evolution de la constante de raideur à l'extrémité du cantilever et de la tension d'instabilité en fonction de l'épaisseur du cantilever (cf. figure II - 12).

En revanche, la largeur W de la micro-poutre présente une influence bien moindre, puisque le moment quadratique I est simplement proportionnel à la largeur (cf. Annexe I). Par conséquent la constante de raideur à l'extrémité du cantilever présente une évolution linéaire avec W (cf. figure II -15).

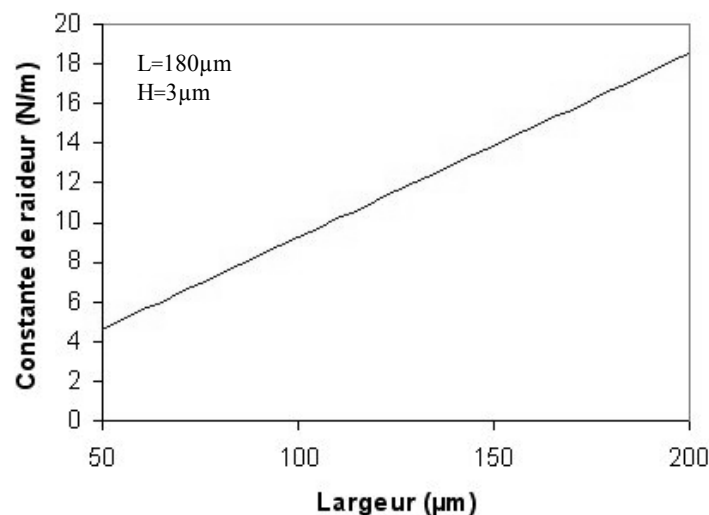


Figure II - 15: Evolution de la constante de raideur à l'extrémité du cantilever en fonction de la largeur du cantilever (cf. figure II - 12).

Si l'on considère que la largeur de l'électrode d'actionnement est toujours égale (ou proportionnelle à W), la tension d'instabilité est indépendante de la largeur du cantilever (cf. équations II-6 et II-9). Il est donc préférable de dessiner une micro-poutre de largeur au moins supérieure à $100\text{-}120\mu\text{m}$, afin que le cantilever présente une constante de raideur supérieure à 10N/m au niveau de ces points de contact. Il faudra cependant tenir compte des contraintes de réalisation: la libération de la micro-poutre devient difficile si sa largeur est trop importante.

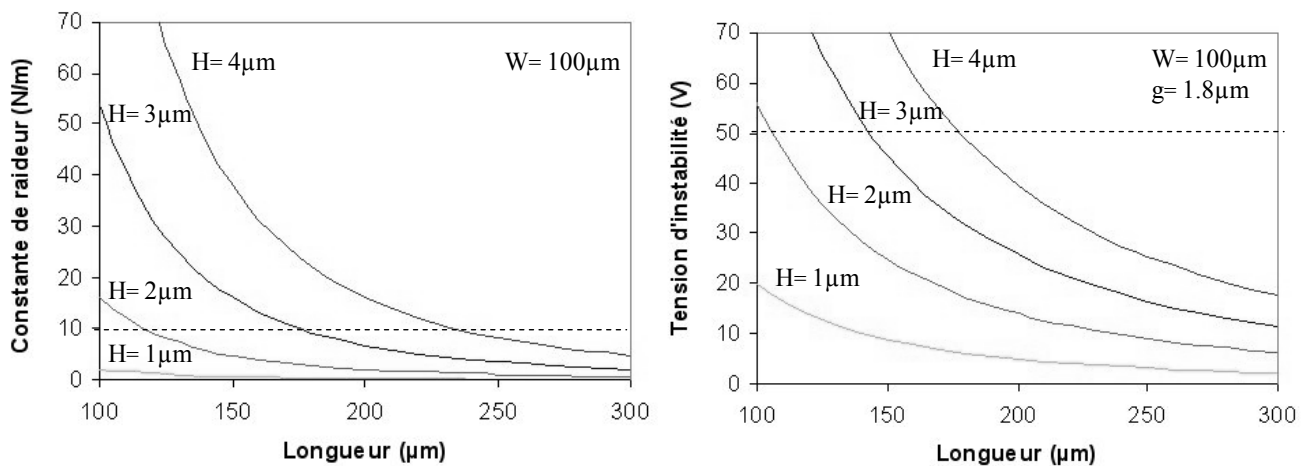


Figure II - 16: Evolution de la constante de raideur à l'extrémité du cantilever et de la tension d'instabilité en fonction de la longueur et de l'épaisseur du cantilever (cf. figure II - 12).

A partir de ces informations, nous pouvons alors donner une première estimation des dimensions de notre cantilever: sa longueur devra être comprise entre 140 et $180\mu\text{m}$, sa largeur entre 100 et $120\mu\text{m}$ et son épaisseur entre 3 et $4\mu\text{m}$. Ce couple de valeurs semble correspondre aux limitations sur la constante de raideur à l'extrémité du cantilever et la tension d'actionnement que nous nous sommes imposées (cf. figure II - 16).

Mais il nous faut maintenant tenir compte des contraintes de réalisation et des performances souhaitées (mécaniques et électromagnétiques) afin d'optimiser du mieux possible cette géométrie.

II.3.2 Influence du gradient de contrainte

Lors de la suppression de la résine sacrificielle, le gradient de contrainte présent dans le cantilever va créer un moment s'exerçant sur l'extrémité du cantilever (cf. §II.1.2). Le plus souvent, ce moment va courber la micro-poutre éloignant ainsi son extrémité libre de son point de contact sur le substrat.

L'intensité des contraintes est assez difficile à contrôler (dépend des conditions de dépôt des matériaux de la micro-poutre) et à reproduire d'une fabrication à l'autre. On montre par simulation que l'amplitude de la déflexion au bout du cantilever est directement proportionnelle à l'intensité de ce gradient de contrainte (cf. figure II -17). Afin que le micro-commutateur présente des performances reproductibles, il est nécessaire de dimensionner le cantilever de façon à ce qu'il soit peu sensible au gradient de contrainte.

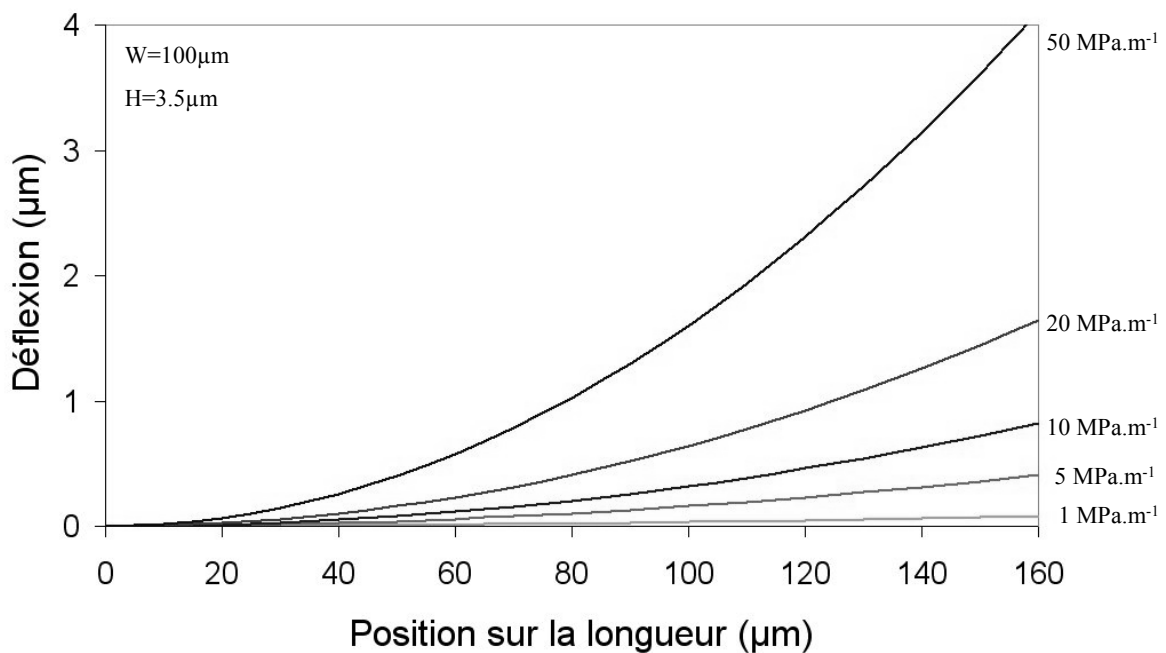


Figure II - 17: Déflexion du cantilever induite par un gradient de contrainte.

La déflexion de l'extrémité libre du cantilever, induite par le gradient de contrainte, est d'autant plus forte que celui-ci présente une longueur importante. En effet, on vérifie par simulation que, pour un gradient de contrainte donné, l'amplitude de la déflexion évolue avec le carré de la longueur L du cantilever (cf. figure II -18). Par conséquent il est préférable de ne

pas réaliser des cantilevers de longueur supérieure à $200\mu\text{m}$ afin de limiter les effets de ce gradient de contrainte.

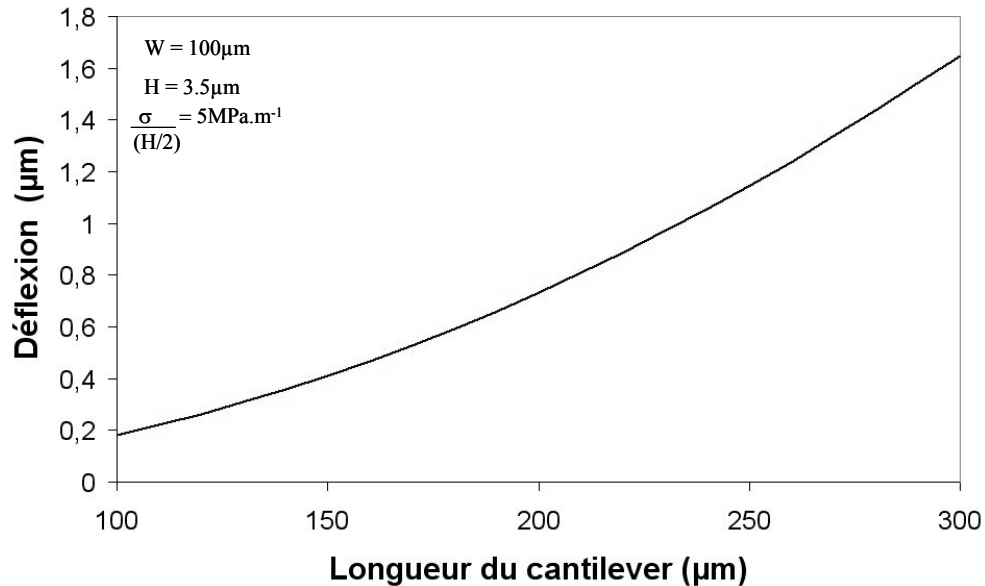


Figure II - 18: Influence de la longueur du cantilever sur l'effet du gradient de contrainte.

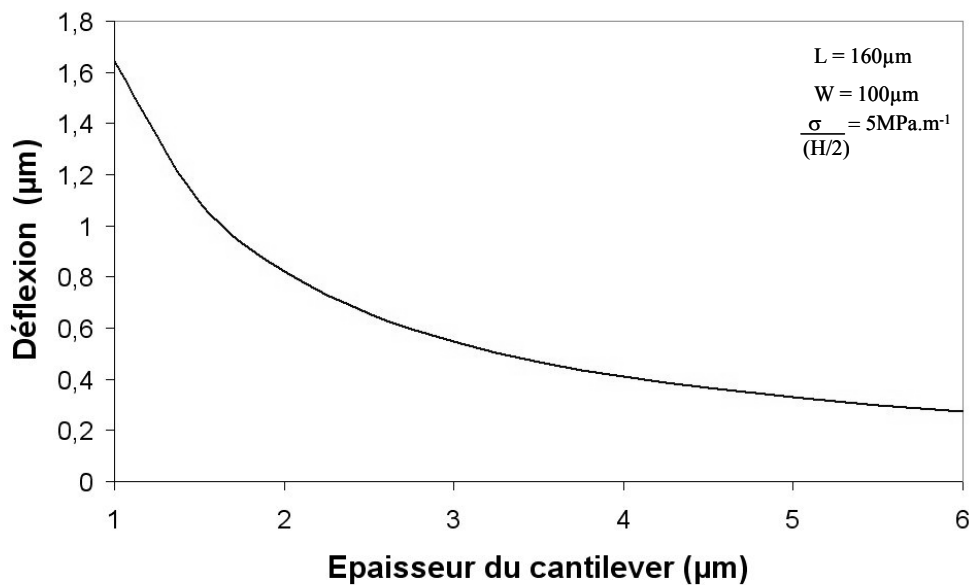


Figure II - 19: Influence de l'épaisseur du cantilever sur l'effet du gradient de contrainte.

En augmentant l'épaisseur de la micro-poutre, il est également possible de réduire la déflexion du cantilever induite par la contrainte, puisque cette déflexion est inversement

proportionnelle à l'épaisseur (cf. équation II-7). Par conséquent, les simulations montrent qu'il sera préférable de réaliser des cantilevers de 3-4 μm d'épaisseur (cf. figure II - 19).

La déflexion engendrée sur la micro-poutre de nos structures, peut être mesurée par des méthodes optiques interférométriques afin d'extraire le profil du cantilever (cf. figure II - 20).

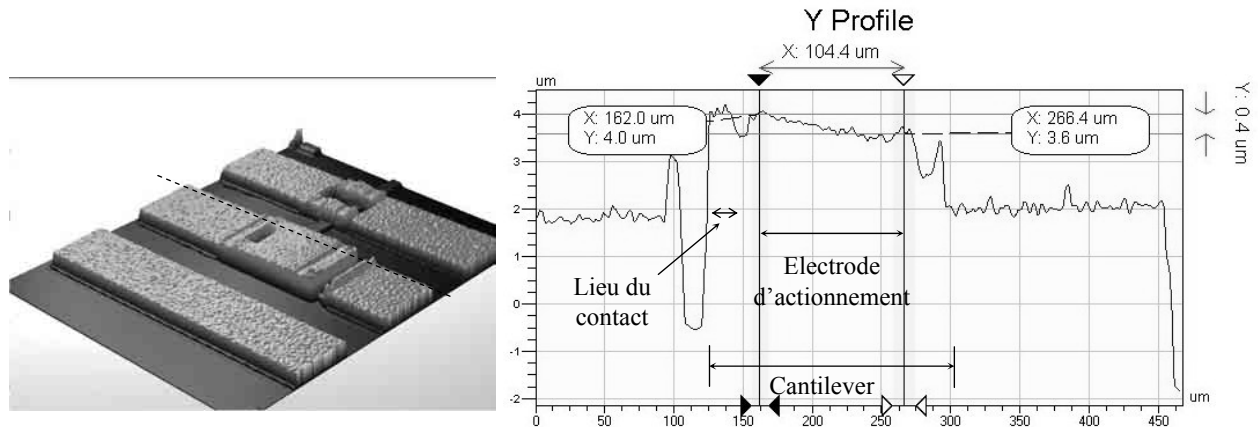


Figure II - 20: Profil interférométrique du micro-commutateur.

A partir de ce profil, il est possible de connaître le rayon de courbure de la micro-poutre et de retrouver l'intensité de gradient de contrainte présent dans nos cantilevers (cf. équation II-7). Ainsi, ce gradient de contrainte est évalué à 5-7 MPa.m^{-1} pour le cantilever présenté sur la Figure II - 20.

En résumé, cette contrainte va contribuer à augmenter la constante de raideur du cantilever: il sera donc plus difficile à actionner. Si des précautions sont prises dans le dessin de la micro-poutre, les effets de ces contraintes pourront être limités, assurant ainsi une certaine reproductibilité des performances du micro-commutateur (tension d'actionnement et isolation à l'état bloqué).

II.3.3 Tension d'instabilité

La tension à appliquer à notre structure cantilever pour la faire commuter, va dépendre de la rigidité de la micro-poutre. Plus la constante de raideur sera élevée plus la force d'actionnement devra être importante pour lutter contre la force de rappel.

En effet, si on ne tient pas compte des contraintes résiduelles, la tension d'instabilité doit évoluer comme la racine carrée de la constante de raideur calculée au niveau de la zone d'actionnement (cf. équation II-6). Afin de réduire cette tension, la rigidité de la micro-poutre peut être diminuée. Mais en contre partie, le commutateur sera plus sensible aux effets du gradient de contrainte et aux phénomènes d'adhésion à l'état actionné. Par conséquent, cette solution ne semble pas très appropriée.

L'équation II-6 met en évidence que la tension d'instabilité est inversement proportionnelle à la surface S commune du cantilever et de l'électrode d'actionnement. Nous aurons tout intérêt à maximiser cette surface. Cependant les dimensions du cantilever et l'influence de cette électrode sur le comportement électromagnétique du micro-commutateur vont limiter la surface disponible pour celle-ci (cf. figure II - 21).

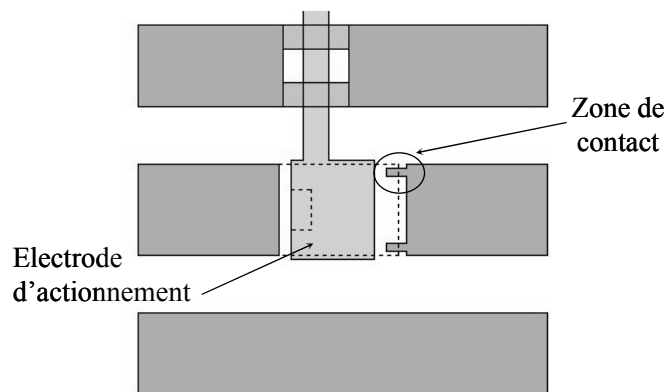


Figure II - 21: Emplacement de l'électrode d'actionnement.

La tension d'instabilité va aussi dépendre fortement de la distance g_0 séparant le cantilever de son électrode d'actionnement. Le gradient de contrainte va augmenter cette distance d'autant plus que l'électrode est placée loin du point d'ancrage. Cette distance g_0 est

liée à l'épaisseur g de la couche sacrificielle utilisée pour surélever le cantilever. On montre alors qu'il est judicieux de ne pas dépasser $2\mu\text{m}$ pour g , afin que le cantilever ne présente pas une tension d'instabilité trop élevée (cf. figure II -22).

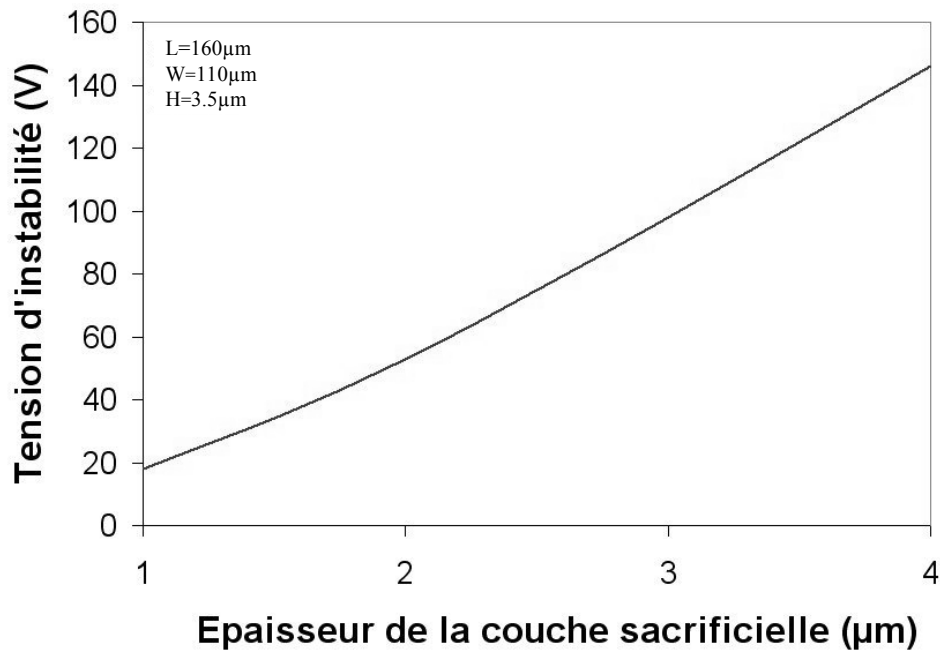


Figure II - 22: Evolution de la tension d'instabilité en fonction de la distance inter-électrodes (sans gradient de contrainte).

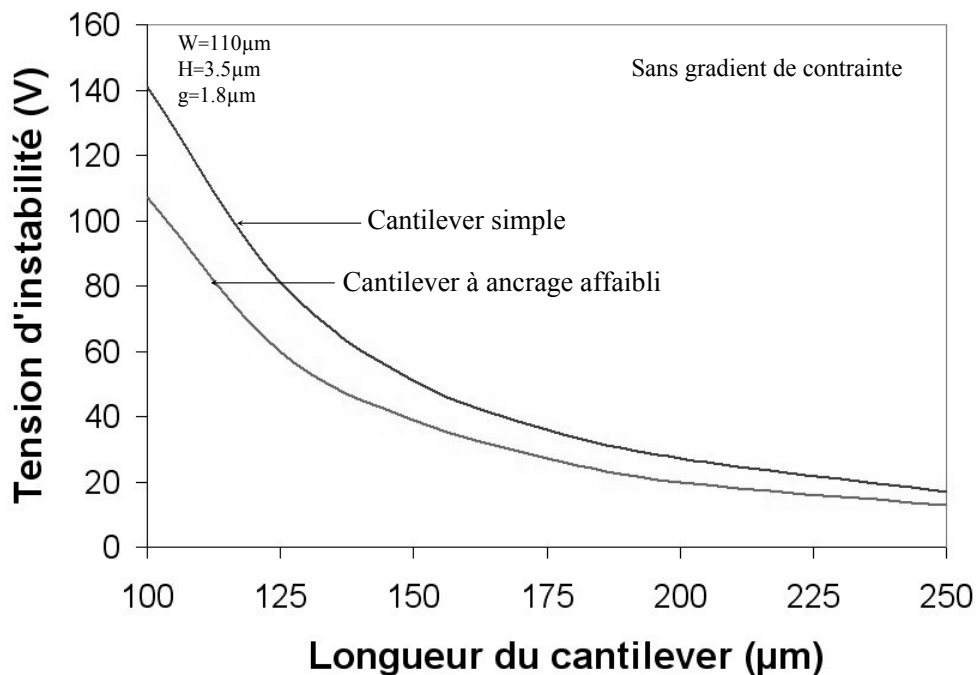


Figure II - 23: Effet de l'affaiblissement de l'ancrage sur la tension d'instabilité.

La figure II - 23 met en évidence, qu'il est possible, en affaiblissant localement le cantilever près de son ancrage, de réduire les dimensions de la micro-poutre tout en conservant la même tension d'instabilité. Cet affaiblissement peut prendre la forme d'un trou réalisé dans la micro-poutre juste à la base de son ancrage (cf. figure II - 24).

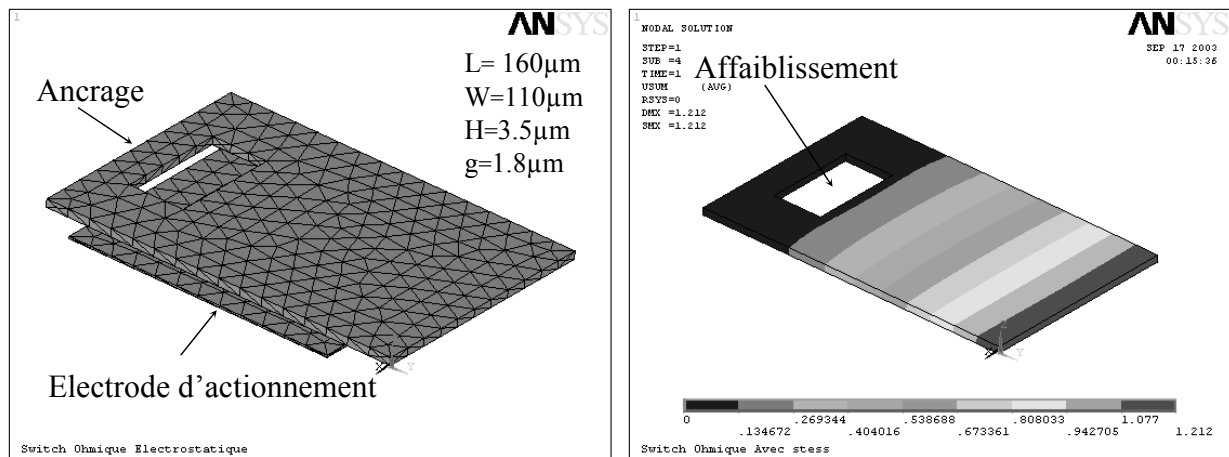


Figure II - 24: Maillage et calcul de la déflexion de la structure cantilever affaiblie.

En revanche, cet affaiblissement réduit la constante de raideur du cantilever et ainsi la rend plus sensible au gradient de contrainte. Cependant, l'augmentation de la tension d'actionnement induite par cette contrainte, reste minime.

Ainsi, le cantilever de la Figure II - 24, présente une tension d'instabilité de 32-33V si l'on ne tient pas compte du gradient de contrainte. En considérant la présence d'une contrainte de 5 MPa.m^{-1} dans la micro-poutre, cette tension vaut alors 37-38V. Afin de conserver la même valeur de tension d'actionnement, un cantilever non affaibli devrait présenter une longueur légèrement supérieure à $180\mu\text{m}$ (en conservant $W= 100\mu\text{m}$, $H= 3.5\mu\text{m}$ et $g= 1.8\mu\text{m}$).

L'affaiblissement localisé de l'ancrage permet ainsi de réduire la longueur du cantilever de $20\mu\text{m}$ tout en conservant ses performances. Nous utiliserons cette propriété lors de la réalisation de nos micro-commutateurs.

II.3.4 Comment accroître la force de contact

Lorsque que le commutateur va être actionné, la résistance de contact va dépendre de la force appliquée au niveau du point de contact ainsi que de la qualité du contact métal-métal (pureté des matériaux et propreté) [114]. Un moyen d'augmenter cette force consiste à réduire la surface de contact à un point (du moins à une surface bien localisée). Il est possible alors de reporter toute la pression exercée par la force d'actionnement sur ce point. Nous avons, pour cette raison, formé des petits décaissements dans la couche sacrificielle utilisée pour surélever le cantilever (cf. figure II -25).

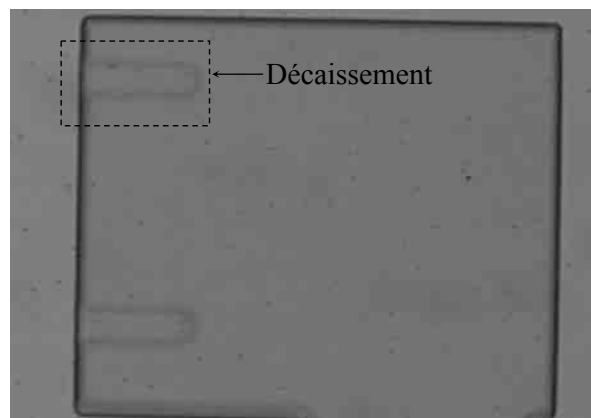


Figure II - 25: Résine sacrificielle avec formation des bossages.

Pour former la structure mobile du commutateur, le cantilever est réalisé sur cette couche sacrificielle. Lorsque le matériau composant cette micro-poutre est déposé, il épouse par effet "d'empilement de couches", la forme des décaissements formés dans la couche sacrificielle. Au final, au niveau de ces empreintes, le cantilever va présenter un bossage métallique (aussi appelé 'dimples') qui va assurer un contact localisé avec l'électrode inférieure.

Afin de réduire les pertes induites par ce contact, nous avons doté notre micro-commutateur de deux points de contact (cf. §III.2.2.1).

Il est important de remarquer que ces bossages ne doivent pas présenter une épaisseur trop importante pour ne pas réduire trop fortement la force de rappel du cantilever. En effet, comme le montre la figure II - 26, au niveau de la zone de contact, plus les bossages vont

présenter une épaisseur élevée, moins la micro-poutre va être défléchie. Par conséquent, la force de rappel sera plus faible et peut-être plus assez forte pour lutter contre les forces d'adhésion, responsables d'une défaillance du micro-commutateur.

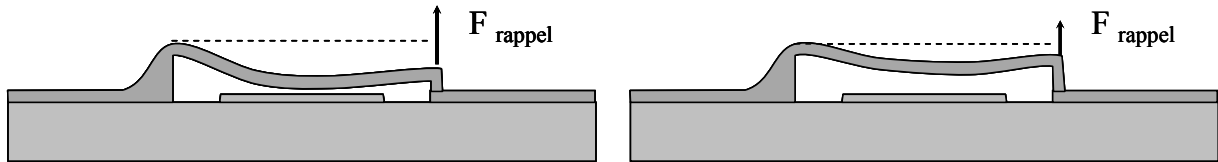


Figure II - 26: Influence de l'épaisseur des bossages sur la force de rappel.

Ainsi, les simulations montrent qu'une augmentation de l'épaisseur des bossages de 0.3 à 0.7 μm conduit à la dégradation de la force de rappel de 21 à 15 μN .

II.3.5 Temps de commutation du micro-commutateur

Les micro-commutateurs MEMS sont lents (vitesse de commutation de quelques microsecondes) comparés aux commutateurs réalisés à base de semi-conducteurs (vitesse de commutation de quelques nanosecondes). Le temps de commutation sera donc un paramètre très important à prendre en compte lors de l'optimisation mécanique de notre dispositif.

L'estimation du temps de commutation t_c de la structure est déduite de la fréquence de résonance mécanique f_0 de notre dispositif (calculée par analyse modale). En résolvant l'équation différentielle donnant la déflexion de la micro-poutre en fonction du temps (principe fondamental de la dynamique [109]), on obtient [48]:

$$t_c \approx \frac{9 V_p^2}{8 \pi f_0 Q V_{\text{appl}}^2} \quad \text{pour } V_{\text{appl}} \gg V_p \quad (\text{II- 11})$$

Où V_p représente la tension d'instabilité, V_{appl} la tension d'actionnement appliquée et Q le facteur de qualité mécanique de la structure.

Cette approximation du temps de commutation restera valide tant que le coefficient de qualité mécanique sera faible. Ce facteur de qualité découle essentiellement de l'interaction entre la micro-poutre et l'air présent en dessous de celle-ci (frottements et amortissement). En fait la valeur de ce coefficient dépend généralement des phénomènes de diffusion et de compression du film d'air sous le cantilever ainsi que de la géométrie de la micro-poutre et de sa capacité à chasser cet air lorsqu'elle se défléchit. Nous avons estimé qu'à la pression atmosphérique, nos structures présentent en moyenne un coefficient Q de 0.2-0.4 (dépendant de leur géométrie), ce qui paraît cohérent par rapport aux valeurs présentées dans la littérature pour des structures similaires [48]. Sous vide secondaire, l'amortissement étant bien plus faible, le coefficient de qualité peut croître au-delà de 10-20.

Pour réduire le temps de commutation du micro-commutateur, il est nécessaire d'accroître sa fréquence de résonance mécanique. Cette fréquence, de l'ordre de quelques kilo Hertz, est en général définie comme:

$$f_0 = 2\pi \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (\text{II- 12})$$

Où k est la constante de raideur du cantilever et m sa masse effective (masse mobile).

Par conséquent, il est important de réaliser un dispositif avec une forte constante de raideur. Une solution consiste à réduire la longueur du cantilever et ainsi augmenter sa rigidité et diminuer sa masse. Une autre solution pourrait être d'utiliser un autre matériau structural pour le cantilever, plus rigide que l'or (présentant un plus fort module d'Young (cf. tableau II - 1))

Nous avons étudié plus particulièrement l'effet de la longueur d'un cantilever sur sa fréquence de résonance mécanique et sur sa tension d'instabilité. Le cantilever, réalisé en or, présente une largeur de $110\mu\text{m}$, une épaisseur de $3.5\mu\text{m}$ et est affaibli près de son ancrage pour limiter sa tension d'instabilité. La distance séparant le cantilever de l'électrode d'actionnement est initialement de $1.8\mu\text{m}$, à laquelle s'ajoute l'effet d'un gradient de contrainte. Les résultats des simulations, réalisées à partir d'une analyse modale et d'une analyse couplée mécanique – électrostatique, présentés dans le tableau II - 2 montrent la forte influence de la longueur de la micro-poutre sur sa fréquence de résonance.

En revanche, la tension d'instabilité du cantilever augmente avec la diminution de sa longueur, puisque sa constante de raideur a augmenté. Cependant, on peut mettre en évidence que le temps de commutation du dispositif sera tout de même réduit en diminuant la longueur du cantilever (cf. figure II - 27).

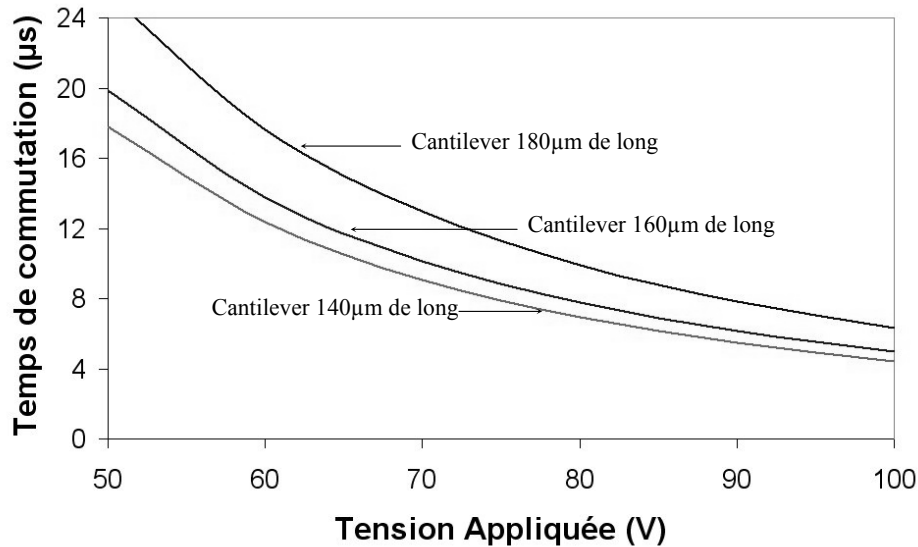


Figure II - 27: Evolution du temps de commutation en fonction de la tension appliquée à pression atmosphérique (calculs).

Longueur du cantilever	140µm	160µm	180µm
Constante de raideur au bout du cantilever	20N/m	14 N/m	10 N/m
Fréquence de résonance mécanique	42,4 kHz	32,9 kHz	26,7 kHz
Tension d'instabilité (gradient de contrainte 5 MPa.m ⁻¹)	47 V	37V	29V

Tableau II - 2: Influence de la longueur du cantilever (simulations).

Ainsi, pour des fortes tensions d'actionnement (90-100V) nous pouvons espérer obtenir des temps de commutation voisins de 4.5-5µs avec des structures cantilevers courtes (140-160µm). Réduire la longueur du cantilever s'avère être très intéressant pour des tensions d'actionnement 1.5-2 fois supérieures à la tension d'instabilité. En effet, l'écart entre les temps de commutation des trois topologies est important pour une faible tension appliquée, puis se réduit rapidement au fur et à mesure que cette tension augmente.

Les temps de commutation présentés précédemment correspondent aux temps de commutation à l'actionnement. En fait, nous avons calculé la durée $t_{\text{off_on}}$ nécessaire au cantilever pour passer de sa position haute (non actionnée) à sa position basse (actionnée). Dans l'autre sens, le temps $t_{\text{on_off}}$ va dépendre essentiellement de l'aptitude de la force de rappel à lutter contre les effets des phénomènes d'adhésion (charge dans le diélectrique, collage des points de contact) pour ramener la micro-poutre dans sa position suspendue. C'est pourquoi il est préférable de doter le cantilever d'une constante de raideur importante. Ces phénomènes d'adhésion sont encore difficiles à modéliser, mais on pressent bien que tant que la constante de raideur est suffisamment forte, le temps $t_{\text{on_off}}$ ne sera pas le facteur limitant sur le temps de commutation global du cantilever.

II.4 Performances et caractérisations mécaniques

Afin de valider les règles de conception que nous avons établies pour réaliser ces micro-commutateurs, nous avons caractérisé mécaniquement les trois topologies de cantilevers précédemment étudiées.

Comme prévu en simulation, la mesure des tensions d'instabilité (diminuant pour les structures plus longues) met bien en évidence que l'allongement du cantilever réduit sa constante de raideur. Les différences de valeurs avec les simulations peuvent s'expliquer par le fait que l'épaisseur des micro-poutres est légèrement plus importante que celle considérée en simulation.

Pour avoir accès à la fréquence de résonance des différents cantilevers, nous avons utilisé la technique de mesure développée par *Denis MERCIER* [108,118].

Cette méthode consiste à appliquer au commutateur un signal d'actionnement sinusoïdal de fréquence proche de la fréquence de résonance mécanique du cantilever, et d'amplitude inférieure à V_p afin de ne pas l'actionner. Un signal hyperfréquence à 10GHz (par exemple) est appliqué à l'entrée du composant puis détecté en sortie du commutateur par un analyseur de spectre. La puissance RF en sortie est en fait modulée par le signal sinusoïdal d'actionnement, puisque la capacité série présentée par le commutateur (non actionné) varie au cours du temps (cf. §III.2.1). En effet, le signal d'actionnement, même s'il ne provoque pas

le contact entre le cantilever et l'électrode RF de contact, défléchit périodiquement la micro-poutre, faisant ainsi varier la distance la séparant des doigts de contact et par conséquent la valeur de la capacité formée entre ces doigts et l'extrémité du cantilever. Cette modulation de capacité va générer un phénomène d'inter-modulation autour de la fréquence porteuse (10GHz) de plus ou moins deux fois la fréquence du signal d'actionnement [108]. Cette inter-modulation n'est visible que pour des fréquences très proches de la résonance mécanique du cantilever et à condition que l'on se place sous un vide secondaire (là où le facteur de qualité mécanique du cantilever est élevé). A la fréquence de résonance, l'amplitude de l'inter-modulation est maximale.

Les résultats de ces mesures sont présentés dans le tableau II-3. On peut remarquer que les valeurs obtenues sont très proches de celles données par ANSYS.

Nous avons également mesuré l'évolution du temps de commutation à l'actionnement (t_{off_on}) en fonction de l'amplitude de la tension d'actionnement. Ces mesures, effectuées à pression atmosphérique, divergent légèrement des résultats obtenus par simulation (cf. figure II - 28).

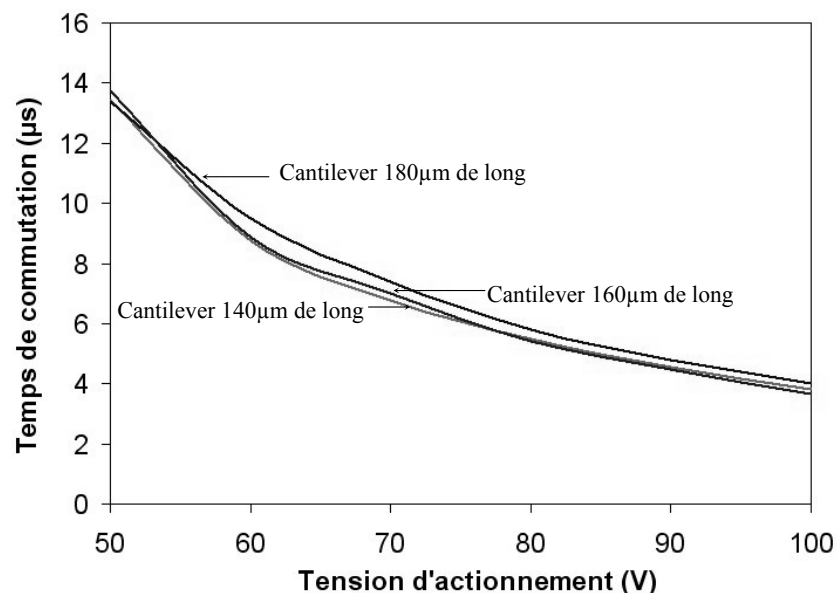


Figure II - 28: Evolution du temps de commutation en fonction de la tension appliquée à pression atmosphérique (mesures).

Longueur du cantilever	140 μm	160 μm	180 μm
Fréquence de résonance mécanique	45 kHz	34,9 kHz	27,8 kHz
Tension d'instabilité à la pression atmosphérique	43 V	35V	25V

Tableau II - 3: Evolution de la fréquence de résonance et de la tension d'instabilité en fonction de la longueur du cantilever (mesures).

En effet, on peut remarquer que la différence entre les temps de commutation des cantilevers de longueur 140 et 160 μm n'est pas aussi marquée que ce que l'on attendait. De plus, ces trois commutateurs s'avèrent plus rapides que prévu avec des temps de commutations de 3.7-3.8 μs pour 100V appliqués (cantilever de 140 et 160 μm) (cf. figure II - 29). Ces différences peuvent être attribuées à la géométrie des commutateurs testés, qui peut différer légèrement de celle simulée, liée aux contraintes de fabrication.

En revanche, ces mesures mettent en évidence que le commutateur muni du cantilever de 180 μm de long, présente de moins bons résultats, validant ainsi notre démarche de conception d'une structure compacte et rigide.

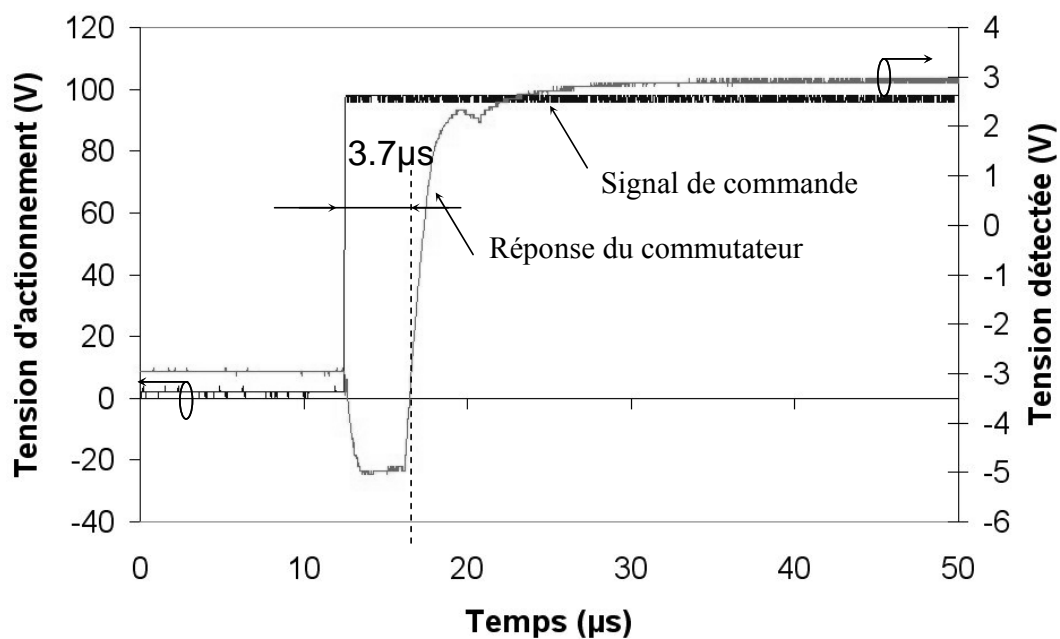


Figure II - 29: Mesure du temps de commutation d'un cantilever de 140 μm de long actionné avec 100V.

III Conception et modélisation électromagnétique du micro-commutateur

La partie mécaniquement déformable du micro-commutateur étant optimisée, nous allons à présent nous intéresser plus particulièrement au comportement électromagnétique de cette micro-poutre. Nous allons étudier comment l'implémenter au milieu du reste du circuit hyperfréquence qui restera immobile. Nous nous attacherons aussi à étudier l'intégration de l'électrode d'actionnement et celle du réseau de polarisation qui lui sera associé. Nous allons nous intéresser plus particulièrement à caractériser et à limiter leur influence sur les performances du commutateur. Mais tout d'abord, il nous faut déterminer quelle topologie de micro-commutateur correspond le mieux à nos besoins.

III.1 Implémentation du cantilever et topologie du micro-commutateur

Dans notre cas, le micro-commutateur va jouer le rôle d'un interrupteur venant refermer la discontinuité d'une ligne de transmission hyperfréquence. Deux possibilités d'implémentation sont cependant envisageables pour réaliser ce dispositif (cf. figure II - 30).

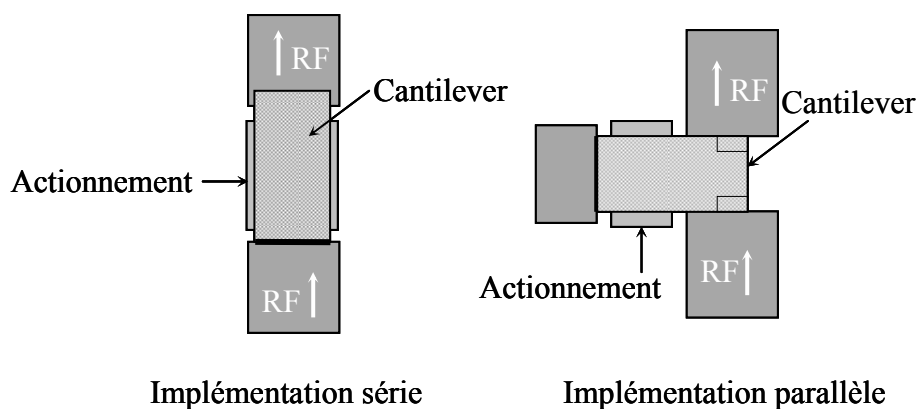


Figure II - 30: Implémentations possibles d'une structure type cantilever

Dans la configuration parallèle [93,100], l'extrémité du cantilever vient en contact avec chacune des extrémités de la discontinuité de la ligne de transmission. Le cantilever est ici disposé perpendiculairement à la direction de propagation du signal. Ce type de commutateur nécessite deux points de contact en série, un avec chacune des extrémités de la discontinuité. Cette dernière configuration va présenter de très bonnes performances en isolation (interrupteur ouvert). En effet, toute la partie mécanique liée à l'actionnement du cantilever réalisée en général à partir d'un matériau isolant, permet de découpler complètement l'actionnement de la partie hyperfréquence. De plus, lorsque la micro-poutre est en position haute, la capacité globale formée entre celle-ci et la ligne de propagation est très faible. En effet, elle résulte de la mise en série des deux capacités formées entre l'extrémité du cantilever et chacun des points de contact. Grâce à son isolation élevée, ce type de configuration peut être utilisé à des fréquences au-delà de 40GHz.

Dans la configuration série, la micro-poutre fait partie intégrante de la ligne de transmission: elle sera ancrée à une des extrémités de la discontinuité de la ligne et suspendue au-dessus de l'autre extrémité (lieu du contact lorsque le cantilever est actionné). Cette configuration présente une isolation plus faible (capacité à l'état ouvert plus élevée et effet parasite de l'actionnement) [80]. Son utilisation pour des fréquences supérieures à 25-30GHz sera donc assez limitée. En revanche, les pertes d'insertion à l'état actionné seront plus faibles car cette configuration ne présente qu'un seul point de contact série. De plus, elles pourront être réduites par l'ajout d'un ou de plusieurs points de contact en parallèle, diminuant ainsi la résistance globale de contact. Enfin, il faut aussi noter que cette configuration série va s'implémenter beaucoup plus facilement sur des lignes micro-rubans que sur des lignes coplanaires (CPW), qu'une configuration parallèle. La micro-poutre étant disposée dans le sens de la propagation du signal, elle sera moins encombrante. La mise en parallèle de plusieurs commutateurs en sera facilitée. D'un point de vue technologique, ce type d'implémentation nécessite en général moins d'étapes de réalisation. Ces deux derniers aspects nous ont conduits à préférer une implémentation série pour notre dispositif.

III.2 Optimisation électromagnétique de la structure

Pour faciliter l'étude du commutateur, il a été implanté sur une ligne de transmission coplanaire (CPW) (cf. figure II - 31). La facilité et la rapidité des mesures, réalisées sous pointes, justifient aussi ce choix. Cependant, les résultats obtenus ici pourront très bien se transposer à une implémentation sur une ligne de transmission micro-ruban. Nous avons d'ailleurs développé plusieurs applications utilisant cette technologie (cf. chapitre III).

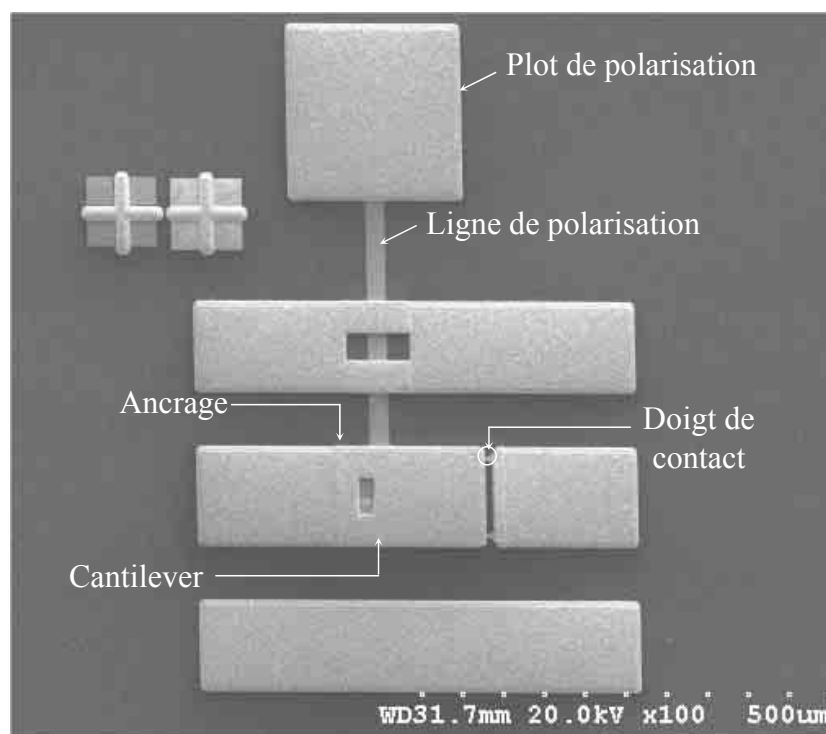


Figure II - 31: Implémentation coplanaire en ligne du micro-commutateur

Le cantilever est ici placé en série sur le conducteur central de la ligne de transmission. Il vient se superposer entre les deux extrémités de la discontinuité de cette ligne coplanaire, juste au-dessus de son électrode d'actionnement. L'ancrage du cantilever est disposé à gauche de la discontinuité, tandis que son extrémité libre est placée au-dessus de l'électrode de contact RF constituée de deux doigts de contact (cf. figure II - 32).

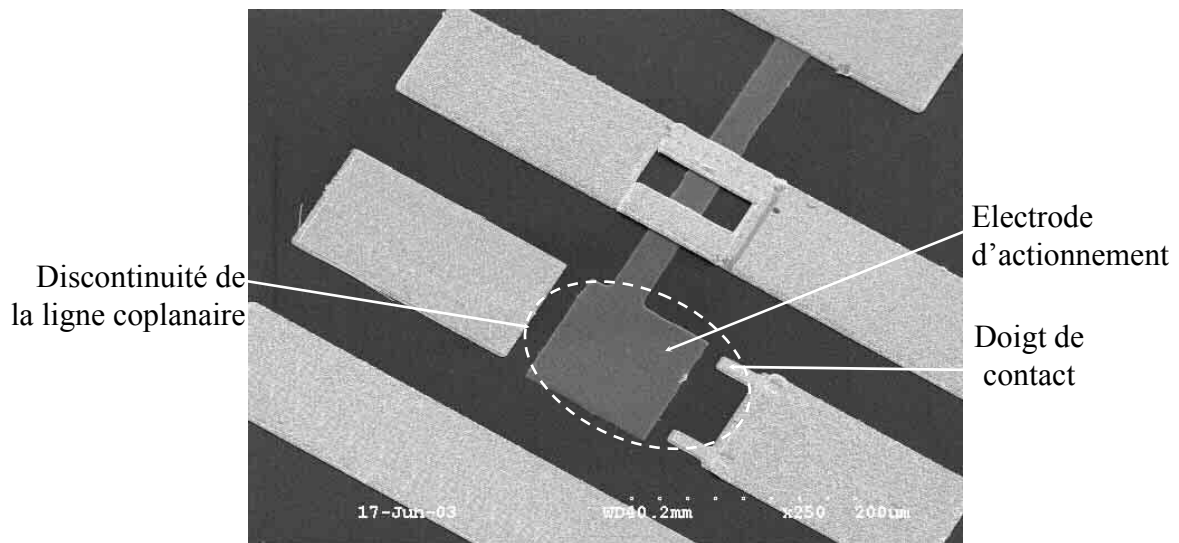


Figure II - 32: Micro-commutateur réalisé sans cantilever

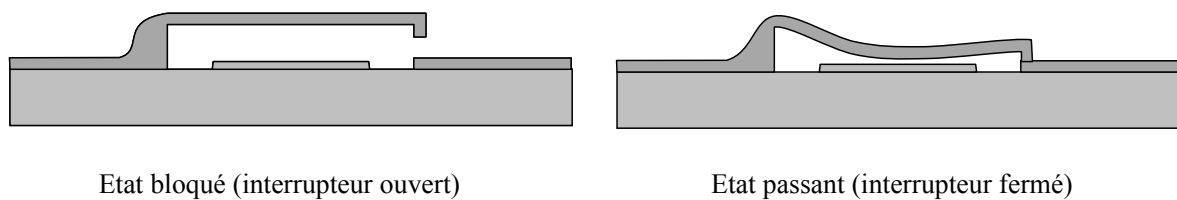


Figure II - 33: Fonctionnement du micro-commutateur.

III.2.1 Etude de l'isolation présentée par le micro-commutateur à l'état bloqué

En général, à l'état bloqué (cf. figure II - 33), l'isolation présentée par le micro-commutateur va dépendre de la valeur de la capacité C_g formée entre les deux extrémités du composant. Plus cette capacité sera faible, plus le composant se comportera comme un circuit ouvert idéal et donc plus l'isolation en résultant sera élevée. Pour les structures MEMS, cette capacité se forme en majeure partie entre l'électrode mobile et l'électrode de contact. A la différence des composants semi-conducteurs, les valeurs de capacité vont être très faibles (quelques femto-Farads) puisque de l'air va séparer les deux extrémités du commutateur (faible permittivité). De plus, si le dessin des surfaces en regard entre ces extrémités est

optimisé, des capacités inférieures à 10fF peuvent être obtenues. Certaines structures peuvent présenter des capacités jusqu'à 2-3fF [84].

Dans le cas d'une implémentation du cantilever en série avec la ligne de transmission, cette capacité C_g résulte de l'association d'une capacité série C_s et d'une capacité parasite ou intrinsèque au composant C_p (cf. figure II -34).

$$C_g = C_s + C_p \quad (\text{II- 13})$$

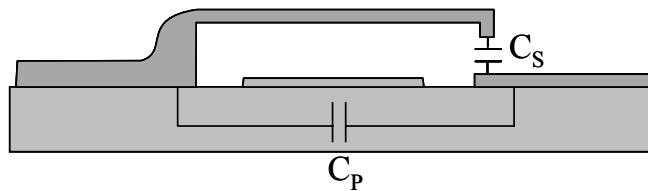


Figure II - 34: Etat bloqué du micro-commutateur.

C_s représente la capacité formée entre le cantilever et son électrode de contact tandis que C_p résulte essentiellement du couplage du champ électromagnétique au travers du substrat et au travers de l'électrode d'actionnement.

III.2.1.1 Comment réduire l'influence de la capacité parasite C_p ?

Le substrat sur lequel va être implanté le micro-commutateur va avoir une forte influence sur ces performances à l'état bloqué. La figure II - 35 présente l'isolation mesurée sur deux commutateurs de géométrie identique, réalisés sur un substrat de quartz pour l'un (permittivité 3.8 – 4) et sur un substrat de silicium très haute résistivité pour l'autre (permittivité 11.6 – 11.8).

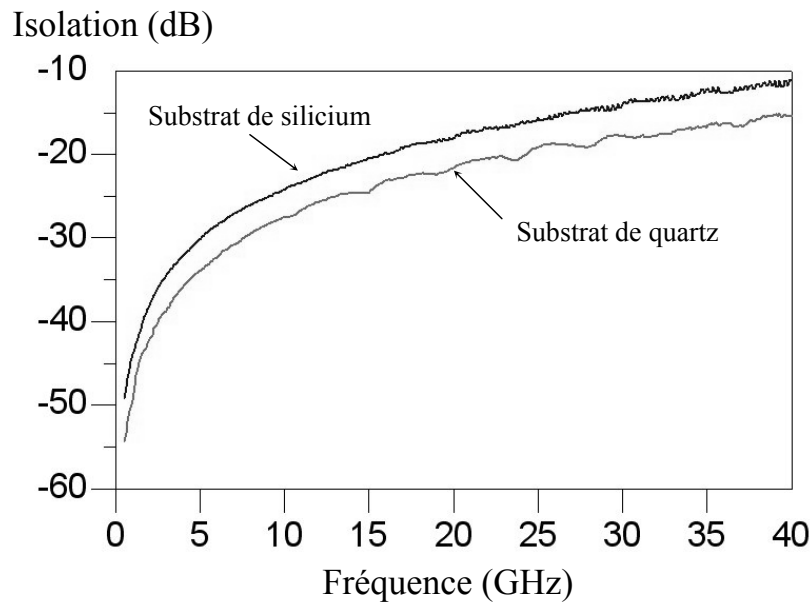


Figure II - 35: Comparaison des performances mesurées d'un micro-commutateur à l'état bloqué, réalisé sur un substrat de silicium et de quartz

En fait, le niveau d'isolation varie de -42dB à 2GHz à -22dB à 20GHz pour le commutateur sur quartz. Pour l'autre commutateur, l'isolation évolue de -37.5dB à 2GHz à -18dB à 20GHz. La valeur de la capacité à l'état bloqué est évaluée à 6.5fF pour le substrat de quartz contre 10fF pour le substrat de silicium. En fait, on montre que le type de substrat influe essentiellement sur la valeur de la capacité parasite C_p .

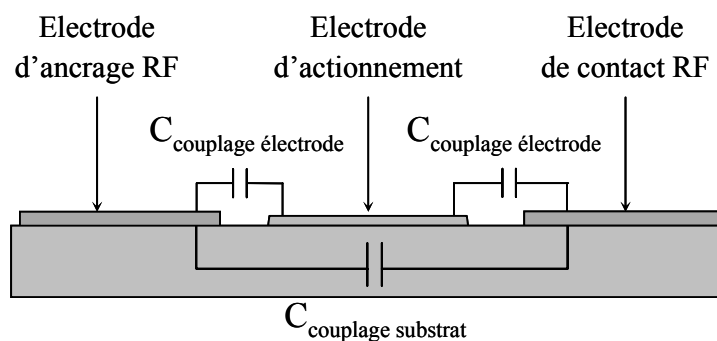


Figure II - 36: Zone d'implémentation du cantilever.

La capacité C_p va dépendre aussi de la géométrie de la discontinuité de la ligne de propagation où sera implanté le commutateur (cf. figure II -36). La présence de l'électrode d'actionnement et en particulier ses dimensions vont aussi contribuer à accroître la valeur de

C_g (cf. figure II -32). Il est donc nécessaire de dimensionner la zone d'implémentation de ce cantilever (la discontinuité et l'électrode d'actionnement) de façon à limiter l'effet de la capacité parasite.

Les dimensions de la discontinuité vont dépendre fortement de la longueur et de la largeur choisies pour le cantilever. Des simulations électromagnétiques, réalisées à partir du logiciel *Momentum d'Agilent* (méthode des moments), ont permis de caractériser l'influence de ces dimensions sur l'isolation globale du micro-commutateur.

En effet, la simulation d'un micro-commutateur sans cantilever met en évidence que plus la discontinuité de la ligne coplanaire sera petite et large, plus la capacité induite par couplage entre les deux extrémités de la ligne sera importante (cf. figure II - 37 et figure II - 38). On montre également que la présence de l'électrode d'actionnement, implémentée au milieu de la discontinuité, va accroître ce couplage et donc va accentuer cet effet. Ces résultats, obtenus dans le cadre d'une intégration du dispositif sur silicium, sont transposables à tout autre substrat.

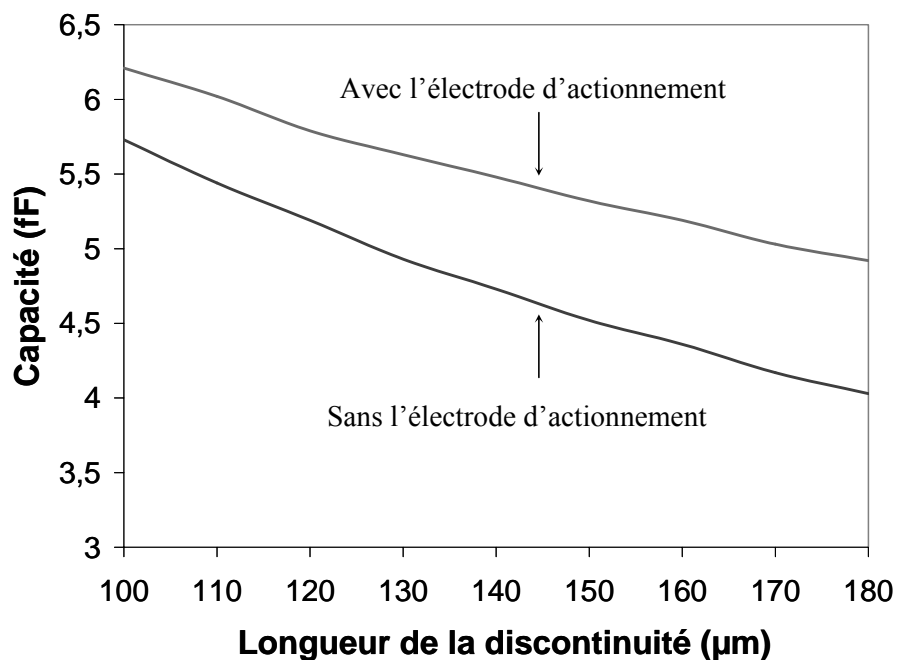


Figure II - 37: Evolution de la capacité parasite en fonction de la longueur de la discontinuité pour une largeur $W = 110\mu\text{m}$ (substrat de silicium).

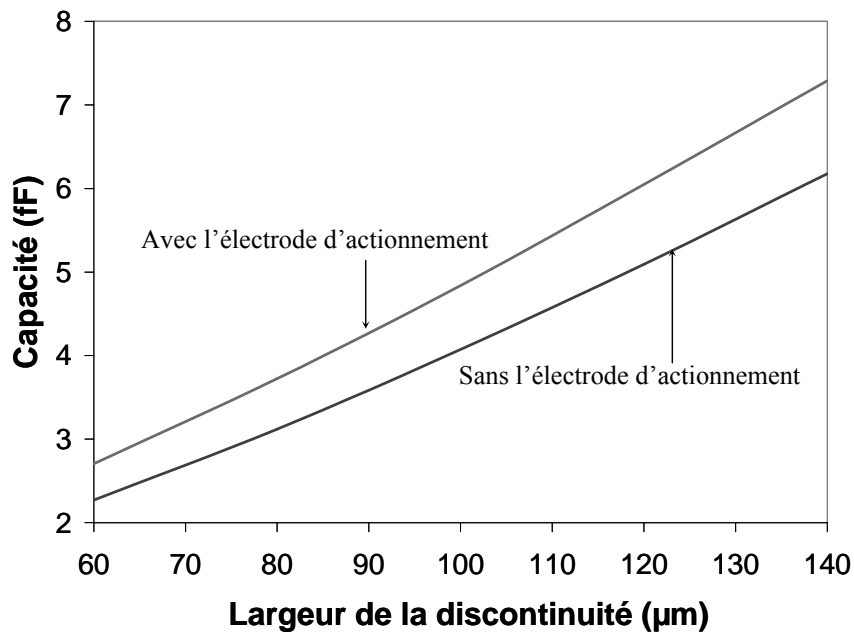


Figure II - 38: Evolution de la capacité parasite en fonction de la largeur de la discontinuité pour une longueur $L=125\mu\text{m}$ (substrat de silicium).

L'analyse mécanique du cantilever a montré qu'il était préférable de réaliser une micro-poutre courte et rigide pour réduire l'effet des contraintes et accroître la vitesse de commutation. Il faudra donc faire un compromis entre performances mécaniques et électromagnétiques.

C'est pourquoi, nous avons choisi de conserver un cantilever de longueur $140\text{-}160\mu\text{m}$ qui va induire une discontinuité de longueur $125\text{-}145\mu\text{m}$. La largeur de la discontinuité va être assimilée à celle du cantilever de façon à limiter l'effet d'un changement d'impédance lors de la traversée par le signal RF de ce cantilever. Par conséquent, cette discontinuité pourra présenter une largeur variant de 90 à $110\mu\text{m}$.

Comme le montre les deux figures précédentes, l'ajout d'une électrode d'actionnement métallique au milieu de la discontinuité contribue à augmenter la valeur de la capacité parasite et donc diminue l'isolation du micro-commutateur. En réduisant les dimensions de cette électrode, on peut limiter cet effet. Cependant d'après la figure II - 39, le résultat reste relativement peu significatif.

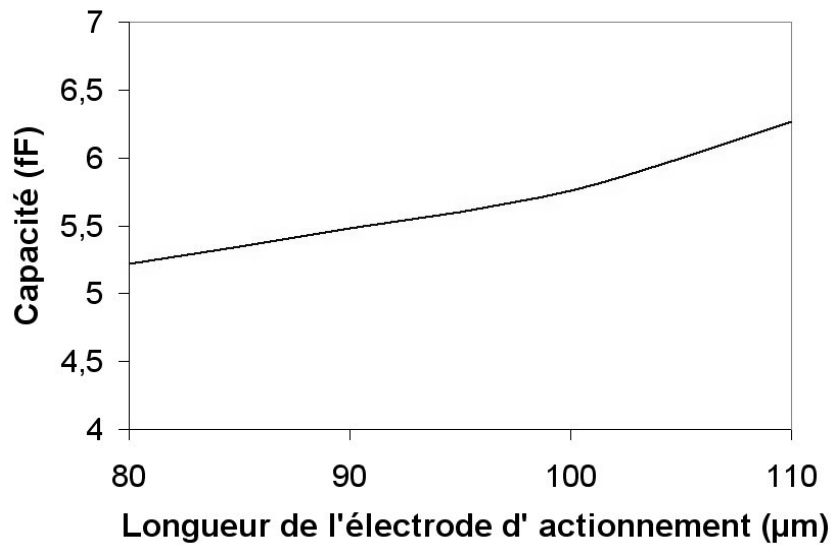


Figure II - 39: Evolution de la capacité parasite en fonction de la longueur de l'électrode d'actionnement pour une discontinuité de dimensions $125 \times 110 \mu\text{m}^2$ (substrat de silicium).

La surface de cette électrode va conditionner la valeur de la tension à appliquer pour actionner ce micro-commutateur (cf. équation II-6). En réduisant cette surface la tension d'actionnement augmentera. Il est également préférable que la force d'actionnement soit appliquée au plus près du point de contact, pour exercer une pression plus importante et ainsi améliorer la qualité de ce contact. Ici encore un compromis doit être fait. Nous choisissons de conserver une électrode d'actionnement aussi longue et large qu'il nous sera nécessaire, aux dépens de l'isolation du micro-commutateur.

En résumé, la diminution de la capacité parasite C_g risque de pénaliser les performances mécaniques du micro-commutateur. L'autre solution consiste à minimiser la capacité série C_s formée entre l'électrode cantilever et l'électrode fixe de contact.

III.2.1.2 Comment réduire l'influence de la capacité série C_s ?

Cette capacité va dépendre directement des dimensions des surfaces S en regard entre les deux électrodes ainsi que de la distance g les séparant. En général, la valeur de C_s peut être déterminée à partir du modèle de capacité à plaques parallèles, régi par l'équation II-14.

$$C_{\text{plaques//}} = \frac{\epsilon_0 S}{g} \quad (\text{II- 14})$$

Mais cette modélisation ne tient pas compte de l'influence du champ électrique sur les bords des conducteurs (cf. figure II - 40), qui augmente la valeur de la capacité globale et cela d'autant plus que g est grand. Donc, la capacité série peut être modélisée par l'association d'une capacité type plaques parallèles $C_{\text{plaques//}}$ et d'une capacité de bord C_{bord} .

$$C_s = C_{\text{plaques//}} + C_{\text{bord}} \quad (\text{II- 15})$$

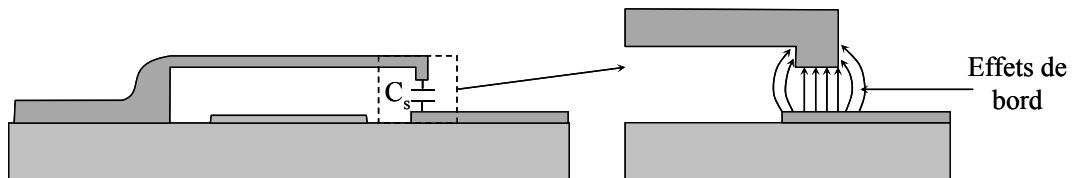


Figure II - 40: Allure du champ électrique au niveau de la zone de contact.

Or dans notre cas, les surfaces mises en jeu sont très petites, ce qui induit une très forte influence de ces effets de bord et donc générer une augmentation de la capacité C_{bord} estimée jusqu'à 60 à 80% de la valeur de $C_{\text{plaques//}}$ par rétro-simulations. La valeur de C_s reste donc difficile à évaluer par le calcul, mais peut être déterminée plus précisément au moyen du simulateur électromagnétique *Momentum*.

La distance g est un des paramètres qui peut permettre de réduire la valeur de C_s et donc accroître l'isolation du micro-commutateur. En effet, les résultats présentés sur la figure II - 41 montrent qu'en augmentant cette distance on réduit la capacité globale. Mais cette diminution est limitée car très vite les effets de bord deviennent dominants pour des fortes valeurs de g . Cependant, l'effet sur l'isolation du commutateur reste significatif, comme le montre la figure II - 42.

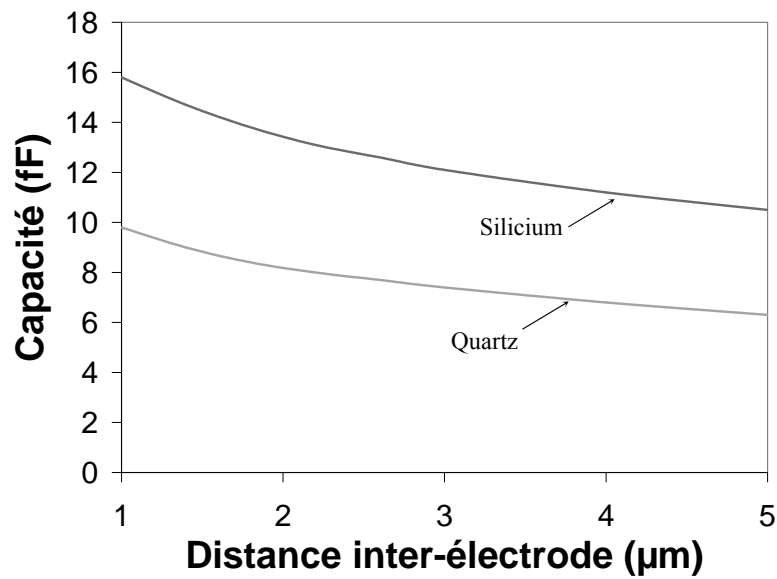


Figure II - 41 Evolution simulée de la capacité C_g en fonction du gap d'air séparant le cantilever de la zone de contact (cantilever de dimensions $140 \times 110 \mu\text{m}^2$ à 2 doigts de contact).

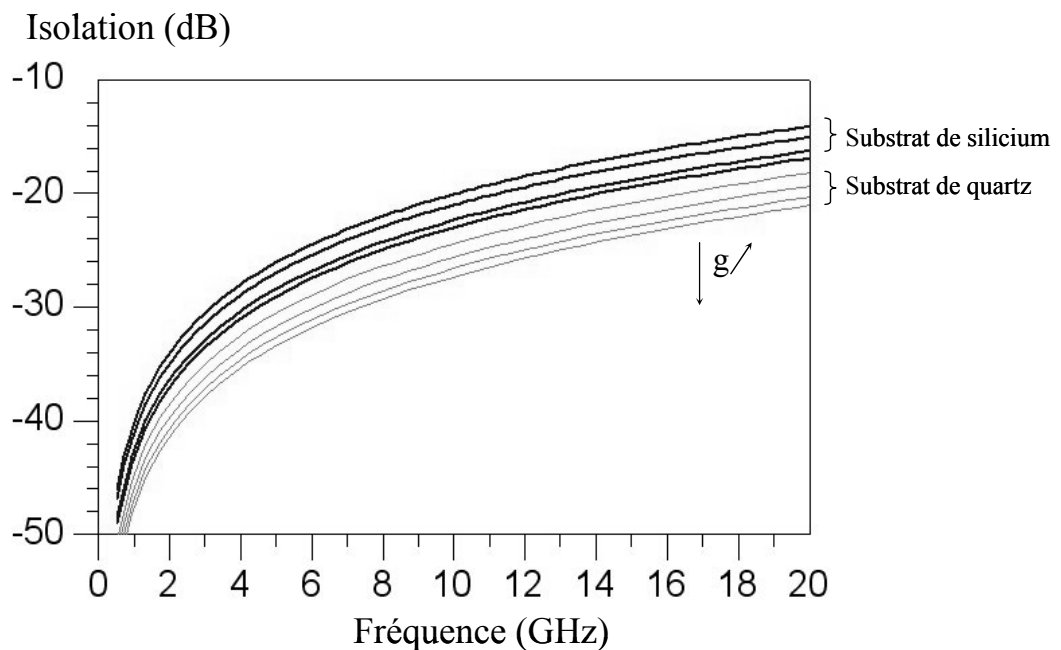


Figure II - 42: Evolution simulée de l'isolation du commutateur en fonction de la distance g variant de 1 à 4 μm (cantilever de dimensions $140 \times 110 \mu\text{m}^2$ à 2 doigts de contact).

Or, la tension d'actionnement du cantilever dépend également de la distance g (cf. équation II - 6); on ne peut donc pas trop éloigner le cantilever de son électrode d'actionnement.

La distance g est imposée par l'épaisseur de la couche sacrificielle utilisée pour surhausser le cantilever (cf. Chapitre I §III). Cependant, grâce au léger gradient de contrainte, la micro-poutre s'incurve et ainsi on peut conserver une distance raisonnable entre le cantilever et son électrode d'actionnement, tout en éloignant un peu plus l'extrémité du cantilever de la zone de contact. Le profil de la structure extrait de l'analyse interférométrique (cf. figure II -20) met bien ce phénomène en évidence. Dans notre cas, la couche sacrificielle présente une épaisseur de 1.7-1.8 μm . La distance séparant le cantilever de son électrode d'actionnement a été mesurée autour de 1.9 μm en moyenne tandis que l'extrémité du cantilever est suspendue 2.2-2.5 μm au-dessus des doigts de contact.

Pour augmenter l'isolation du commutateur il est aussi possible de réduire la surface S en vis-à-vis entre le cantilever et son électrode de contact. En effet, chaque point de contact va nécessiter la mise en place d'un doigt de contact dont la surface va contribuer à réduire l'isolation. Une solution simple, pour augmenter l'isolation (aux dépens des pertes d'insertion), serait d'utiliser une topologie à un seul doigt de contact (cf. figure II - 43).

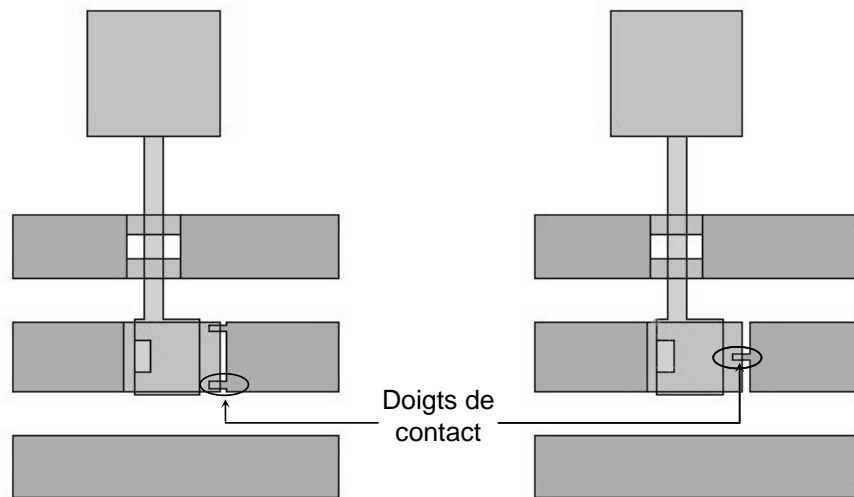


Figure II - 43: Topologies de micro-commutateurs avec 2 et 1 doigt(s) de contact.

Cependant, nous avons préféré conserver une topologie comportant deux points de contact. Ainsi à l'état passant, la résistance de contact peut être réduite (car divisée par le nombre de points de contact), ce qui permet de limiter les pertes d'insertion du commutateur (cf. §III.2.2.1). Les résultats des simulations électromagnétiques montrent que la capacité

série C_s va diminuer si l'on réduit la surface des deux doigts de contact (cf. figure II -44); la capacité intrinsèque C_p quant à elle y est quasiment insensible. Nous avons par conséquent optimisé les dimensions de ces doigts, mais certaines contraintes de réalisation nous imposent de ne pas réduire leur surface en dessous de $10 \times 5 \mu\text{m}^2$.

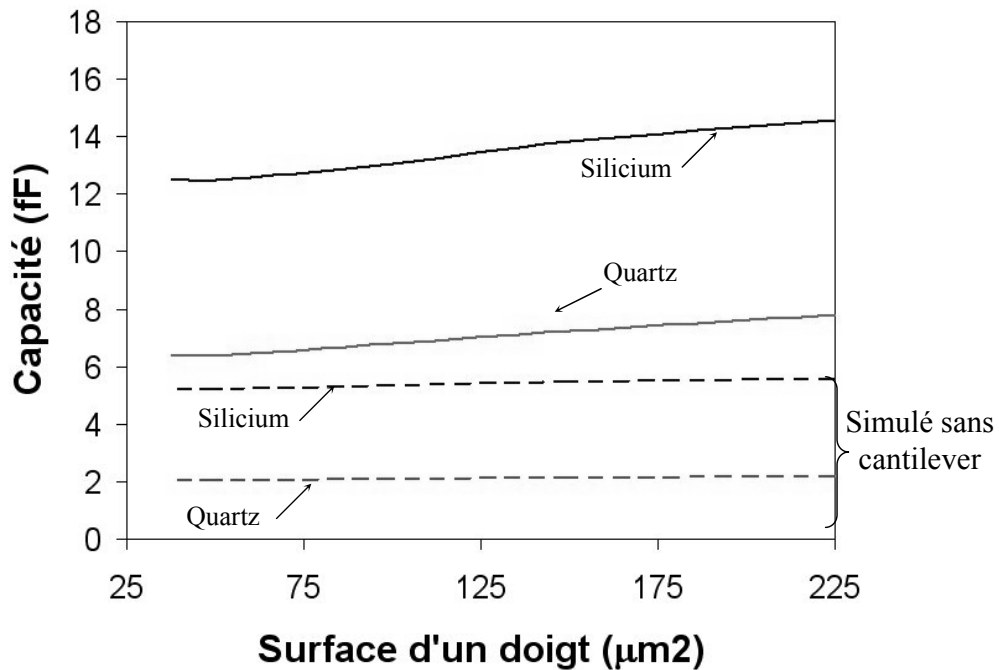


Figure II - 44: Evolution simulée de la capacité C_g en fonction de la surface des doigts (cantilever de dimensions $140 \times 110 \mu\text{m}^2$, suspendu $2,2 \mu\text{m}$ au-dessus des 2 doigts de contact).

L'influence des effets de bord peut aussi être légèrement diminuée en modifiant l'extrémité libre du cantilever pour y former également des doigts (cf. figure II -45). Cette topologie peut permettre de réduire la capacité globale C_g jusqu'à 1fF environ (en comparaison avec un commutateur formé d'une micro-poutre cantilever classique).

Cependant il est très difficile de former dans le cantilever des doigts de très petites dimensions, pour des raisons de contraintes de fabrication. De plus, la fiabilité du contact pourrait en souffrir dans la mesure où la formation de ces motifs risque d'affaiblir la constante de raideur au bout du cantilever et favoriser les phénomènes d'adhésion puisque la surface de contact reste dominée par les dimensions des doigts de contact inférieurs.

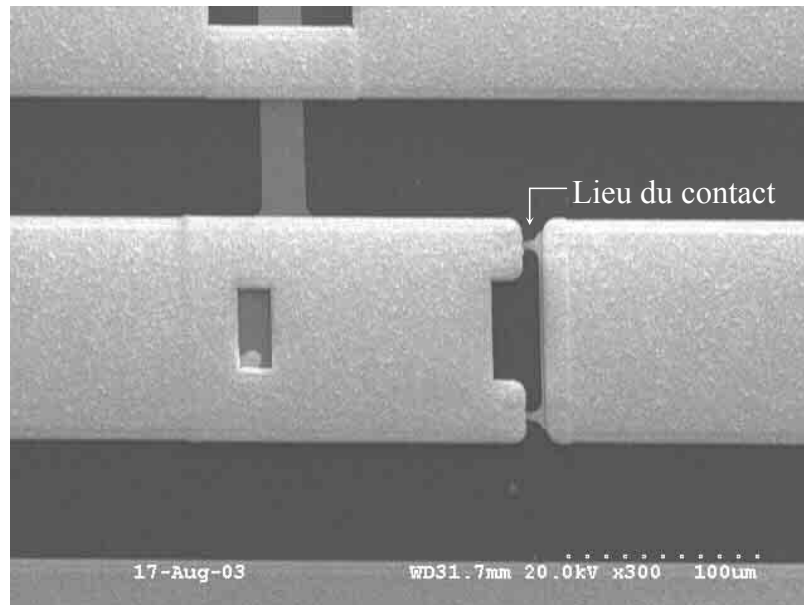


Figure II - 45: Topologie de commutateur à deux doigts de contact présentant des doigts au bout du cantilever.

III.2.2 Etude des pertes présentées par le micro-commutateur à l'état passant

A l'état passant (cf. figure II - 33), le cantilever est amené au contact des doigts de l'électrode inférieure, refermant ainsi la discontinuité de la ligne de propagation. Le signal hyperfréquence peut alors traverser le micro-commutateur. Cependant le passage de ce signal ne va pas se faire sans une légère dissipation de sa puissance. Dans cette partie, nous allons plus particulièrement étudier ces mécanismes de pertes et optimiser la géométrie du commutateur pour en minimiser les effets.

L'origine des pertes est multiple. Le cantilever est en fait le prolongement du conducteur central de la ligne de propagation coplanaire. Ce petit bout de ligne va être soumis aux mêmes types de pertes diélectriques (dissipation dans le substrat), ohmiques (dissipation dans les métallisations) et de rayonnement présents dans toute ligne de propagation. Il vient s'ajouter des pertes induites par le contact métallique imparfait entre les bossages formés au bout du cantilever et les doigts de contact. Et enfin, le réseau de polarisation de l'électrode d'actionnement va lui aussi induire des pertes sur la transmission du signal.

En général, les micro-commutateurs MEMS sont de très petite taille: l'effet du rayonnement est quasi négligeable. Leurs micro-poutres métalliques, tout comme les lignes de propagation sur lesquelles ils sont implémentés, présentent une épaisseur de plusieurs micromètres. La résistance de perte associée sera donc très faible.

En conséquence les pertes de notre micro-commutateur à l'état passant vont se résumer essentiellement à des pertes ohmiques de contact et à des fuites de signal dans les réseaux de polarisation. Il est possible de limiter ces pertes en optimisant la géométrie de la région où le contact va s'effectuer. Mais il faut surtout réfléchir à l'implémentation du réseau de polarisation et trouver des solutions pour limiter au maximum toute dissipation du signal dans ses lignes.

III.2.2.1 Le contact métal-métal

Lorsque que le commutateur va être actionné, la résistance de contact va dépendre principalement de la force appliquée au niveau des points de contact ainsi que de la propreté de la zone de contact. Il est possible d'accroître cette force de contact en augmentant l'intensité de la force d'actionnement pour déformer encore plus le cantilever. Les mesures montrent qu'une tension au moins supérieure à $1,5 \times V_p$ (tension d'instabilité du commutateur) est nécessaire pour obtenir une faible résistance de contact (cf. figure II - 47). Cependant la tension d'actionnement ne peut pas être augmentée indéfiniment. Lorsque le cantilever sera suffisamment déformé pour toucher son électrode d'actionnement, la force de contact au niveau des doigts risque d'être réduite: une partie de la pression exercée se reporte sur la zone où se produit le contact cantilever-électrode d'actionnement (cf. figure II - 46).

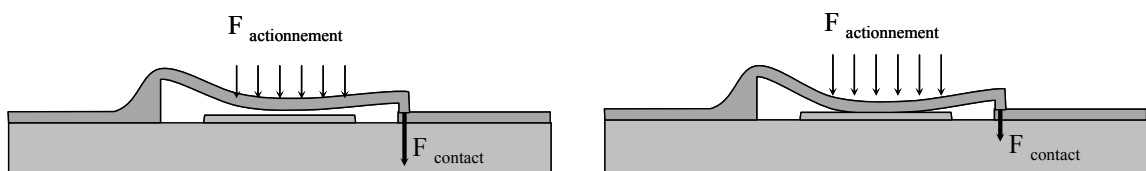


Figure II - 46: Influence de la force d'actionnement sur la force de contact.

Ce phénomène a été observé pour des fortes tensions d'actionnement (supérieures à 100V): nous avons remarqué qu'au fur et à mesure que la tension augmente, le niveau de pertes d'insertion passe par un minimum puis augmente à nouveau.

Une autre méthode pour accroître la force de contact consiste à former une petite empreinte sous le cantilever, juste au-dessus de la zone de contact (cf. §II.3.4). Ce bossage va réduire la surface de contact, et par conséquent la pression de contact s'exerçant sur cette surface va s'accroître. La qualité du contact est ainsi améliorée. Les bossages réalisés sur nos commutateurs ont fortement diminué et fiabilisé la résistance de contact présentée à l'état actionné. Ces éléments apparaissent être indispensables au bon fonctionnement du commutateur. Des empreintes de 5-10 μm de large sur 10 μm de long, formées dans la couche sacrificielle (cf. figure II - 25), suffisent pour obtenir des contacts présentant moins de 1 Ω de résistance par point de contact.

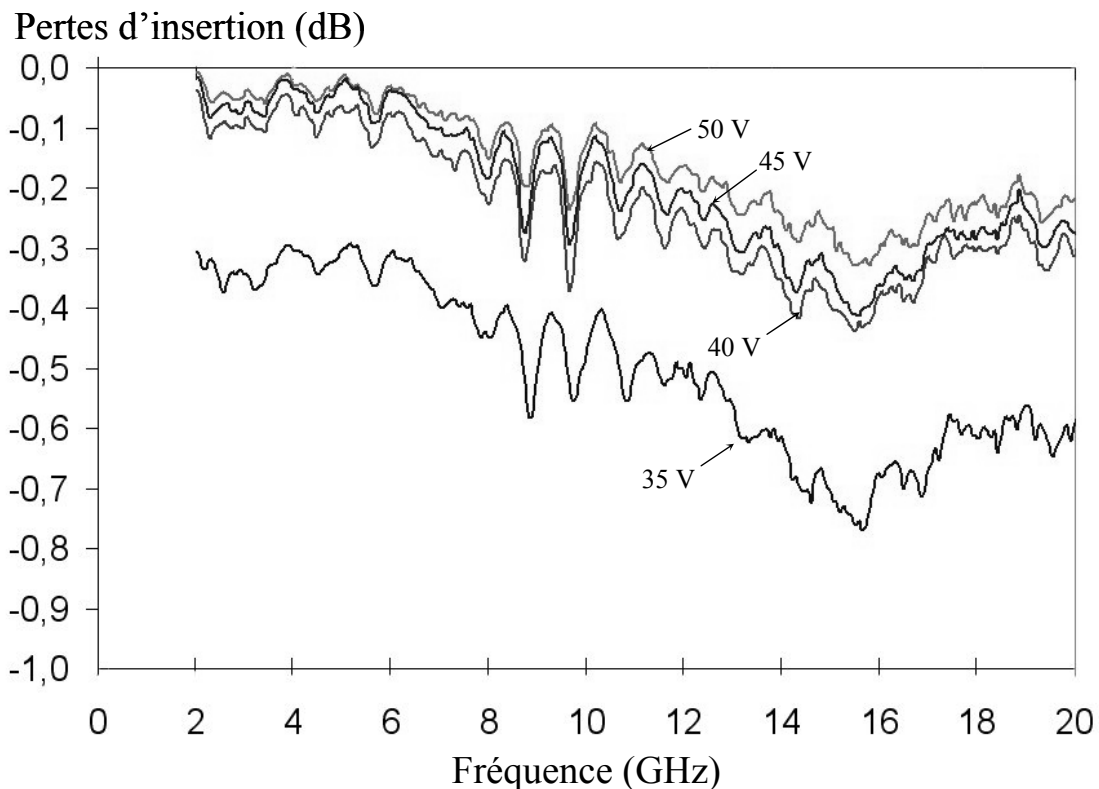


Figure II - 47: Performances mesurées d'un micro-commutateur à l'état bloqué pour différentes valeurs de la tension d'actionnement (sans résistance de polarisation).

Afin de diminuer la résistance induite par le contact entre le cantilever et l'électrode RF, nous avons choisi une topologie à deux doigts de contact. Ainsi, l'utilisation de deux points de contact disposés en parallèle permet de diviser par deux la résistance totale de contact. En général, les contacts or - or présentent 0.5-1ohm par point de contact.

Comme la distribution des courants sur une ligne de transmission est en principe très concentrée sur les bords des conducteurs (cf. figure II - 48), il en sera de même sur le cantilever. C'est pourquoi la topologie de commutateur à 2 doigts de contact (avec des doigts placés sur les bords du conducteur central de la ligne coplanaire) semble être plus judicieuse. En effet, la perturbation engendrée sur la propagation du signal par la zone de contact est beaucoup plus marquée pour une topologie de commutateur à un doigt de contact (l'unique doigt étant placé au centre de la ligne de propagation).

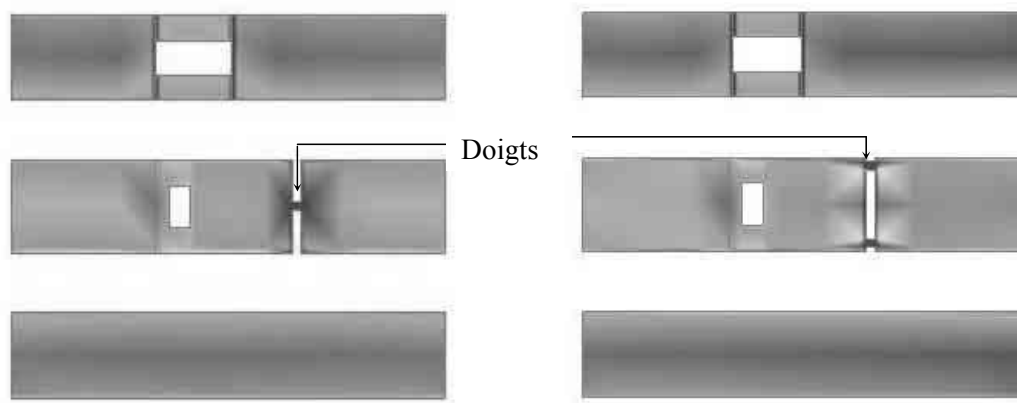


Figure II - 48: Distribution des courants pour un commutateur à 1 et 2 doigt(s) de contact.

La détermination de la résistance de contact de nos micro-commutateurs, a nécessité la réalisation de commutateurs 'test' dans lesquels le cantilever est initialement réalisé en contact avec les doigts de contact. La valeur de la résistance de contact est déduite de la mesure du niveau de pertes d'insertion d'un commutateur actionné et du commutateur test correspondant (cf. figure II - 49). A basses fréquences, la différence de niveau s'élève à 0,02-0,04dB ce qui correspond à l'effet d'une résistance série à 0.5 Ω par point de contact.

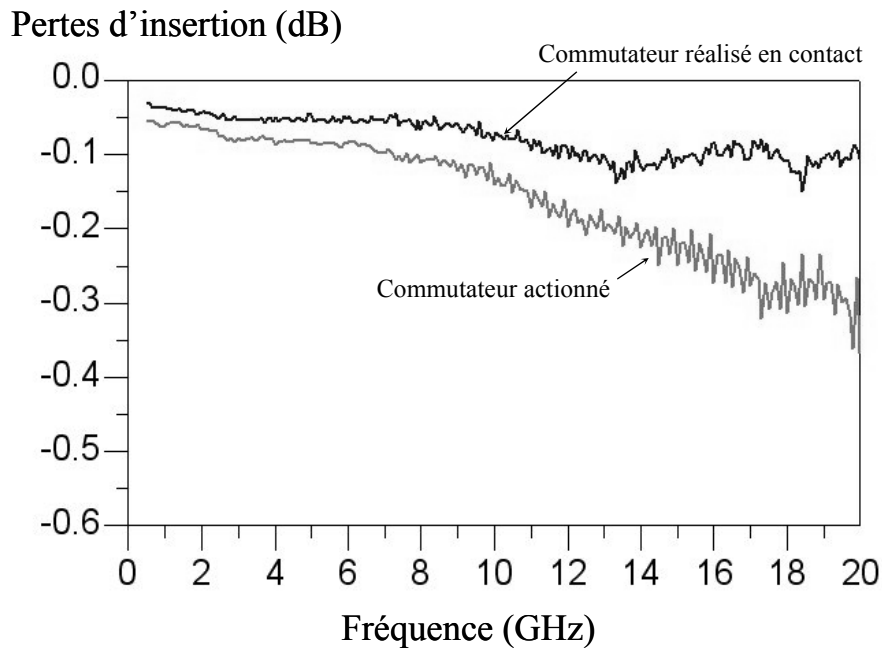


Figure II - 49: Mesures des pertes d'insertion du commutateur actionné et d'un commutateur réalisé en contact: évaluation de la résistance de contact.

III.2.2.2 L'électrode d'actionnement et son réseau de polarisation

L'électrode d'actionnement du cantilever va également perturber la propagation du signal lorsque le commutateur sera actionné. La faible distance séparant cette électrode de la micro-poutre défléchie va favoriser le couplage d'une partie du champ électromagnétique dans l'actionnement. Ainsi, une faible portion du signal va traverser le micro-commutateur via cette électrode et non pas au travers du cantilever. Ce couplage sera d'autant plus important que le cantilever va se rapprocher et venir en contact du film isolant recouvrant l'électrode d'actionnement. La quantité de signal induit dans cette électrode est certes très faible, mais c'est autant de signal qui pourra y être dissipé. L'épaisseur de l'électrode d'actionnement étant limitée à quelques dixièmes de micromètres (pour des contraintes de réalisation), les pertes ohmiques engendrées par cette électrode vont s'ajouter aux pertes d'insertion globales du micro-commutateur.

On montre par simulation électromagnétique qu'il est judicieux de réaliser l'électrode d'actionnement à partir d'un métal présentant une très bonne conductivité pour limiter au

maximum ces pertes. L'autre extrême consisterait à utiliser un matériau fortement résistif pour que le signal RF ne puisse s'y propager. Le couplage entre le cantilever et cette électrode serait alors fortement limité.

Actuellement, nous utilisons une électrode d'actionnement réalisée à partir d'un film mince d'or d'épaisseur $0.2\mu\text{m}$. L'utilisation d'une couche de carbone dopé présentant une résistance surfacique voisine de $1\text{M}\Omega/\text{carré}$ est en cours d'étude.

Pour imposer le potentiel souhaité sur l'électrode d'actionnement, il est nécessaire qu'elle soit reliée à un plot d'actionnement via une ligne de polarisation (cf. figure II - 31). Cette ligne étroite va donc passer sous une des lignes de masse du commutateur pour rejoindre ce plot. Ce réseau de polarisation entraîne des fuites de signal et donc accroît le niveau de pertes d'insertion du commutateur. Afin de quantifier l'influence de cette ligne, nous avons réalisé des commutateurs 'test' (fabriqués initialement en contact) avec et sans cette ligne de polarisation. La mesure des pertes d'insertion de ces structures est présentée sur la figure II - 50. On peut remarquer que deux phénomènes viennent perturber la propagation du signal.

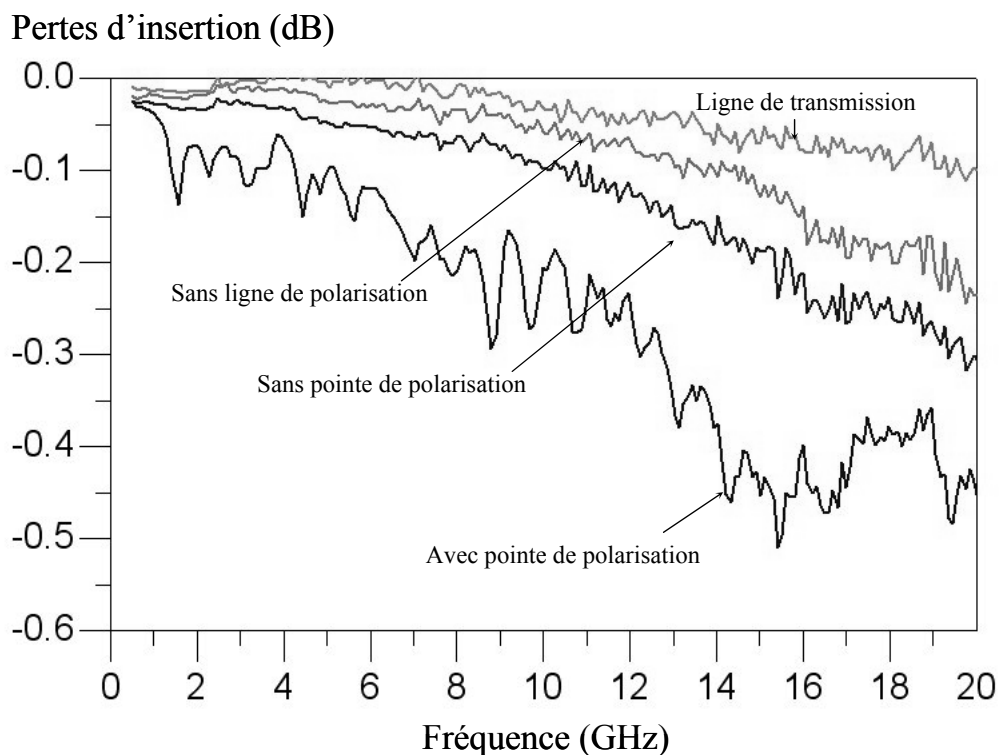


Figure II - 50: Influence de la ligne de polarisation sur les pertes d'insertion (mesures).

Il y a tout d'abord une augmentation, avec la fréquence, des pertes liées au réseau de polarisation. Elle peut être attribuée à un couplage capacitif entre le réseau de polarisation et la masse. Afin de prévenir cet effet, le conducteur de masse forme un pont suspendu $1.8\mu\text{m}$ au-dessus du réseau de polarisation. Malgré la distance les séparant, la ligne de masse crée une capacité non négligeable avec la ligne de polarisation qui va générer une fuite de signal vers la masse, via l'électrode d'actionnement.

Ensuite, vient s'ajouter l'effet de la pointe DC qui amène la polarisation nécessaire à l'actionnement dans le réseau (via le plot de polarisation). Cette pointe reliée au générateur de tension d'actionnement augmente les pertes et perturbe très fortement la transmission du signal au travers du commutateur.

Le réseau de polarisation apparaît être la principale source de pertes à l'état passant. En effet, les pertes qu'il engendre sont bien supérieures à celles générées par la résistance de contact. Il faut donc absolument limiter la fuite de signal RF dans cette ligne de polarisation pour préserver les performances du commutateur (cf. figure II - 51).

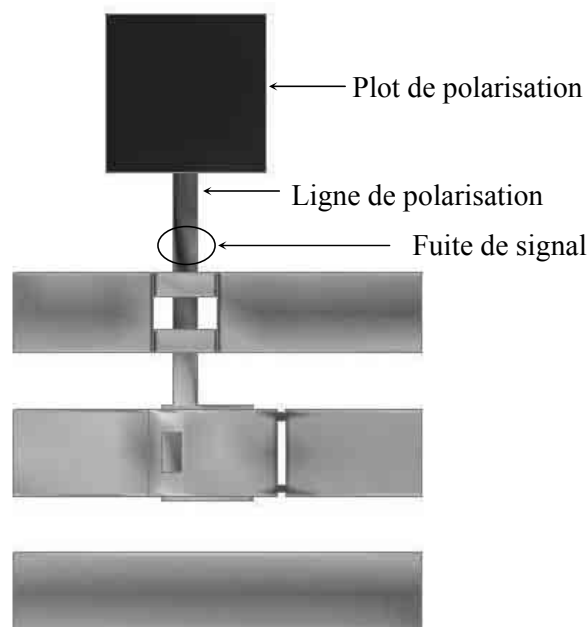


Figure II - 51: Fuite de signal dans le réseau de polarisation.

L'utilisation d'une forte inductance ou d'un "stub" placé(e) en série entre l'électrode d'actionnement et le plot de polarisation ne va pas apporter une solution viable sur une large bande de fréquences. En revanche nos commutateurs, à la différence d'une diode semi-conductrice, ne nécessitent pas de courant pour être actionnés. En effet, l'actionnement électrostatique est uniquement basé sur l'application d'une différence de potentiel. Le courant présent dans les électrodes est de l'ordre de quelques micro-ampères. Il n'y a alors aucune limitation à utiliser une résistance directement intégrée en série entre l'actionnement et le plot de polarisation.

Quels critères doivent satisfaire cette résistance ? En fait, elle doit présenter une forte valeur (c'est-à-dire au moins supérieure à 20-50k Ω) pour réaliser un quasi-circuit ouvert, empêchant le signal RF de fuir par la ligne de polarisation. Afin d'agir réellement comme un circuit ouvert et d'isoler la ligne de polarisation de l'électrode d'actionnement, il est préférable qu'elle soit localisée. En effet, il faut éviter de concevoir une résistance formée d'une longue ligne très dispersive (même si au final la résistance totale de cette ligne est importante). Une résistance distribuée va avoir un effet néfaste sur les performances du commutateur: au lieu d'empêcher le signal de fuir dans le réseau de polarisation, elle va dissiper progressivement ce signal augmentant ainsi fortement le niveau de pertes d'insertion. On pourrait éventuellement obtenir de meilleures performances sans résistance à partir d'une simple ligne de polarisation réalisée en or (très bonne conductivité).

En revanche, la résistance ne doit pas être trop forte, tout d'abord pour assurer la transmission du potentiel DC du plot de polarisation jusqu'à l'électrode d'actionnement, mais aussi pour ne pas dégrader le temps de commutation du micro-commutateur. En effet cette résistance R est directement placée en série avec la capacité formée entre le cantilever et son électrode d'actionnement. Lorsque le cantilever est actionné et vient au contact de l'isolant protégeant cette électrode, la valeur de cette capacité C augmente fortement. Le produit RC , correspondant au temps de décharge de la capacité d'actionnement, ne devient plus du tout négligeable devant le temps de commutation du micro-commutateur. Une trop forte valeur de résistance peut contribuer à retarder le moment où le micro-commutateur va revenir en position ouverte. En effet, même si l'actionnement est coupé, cette capacité va nécessiter un

temps plus long pour finir de se décharger et pendant ce temps le cantilever reste en position basse [119].

Dans notre cas, cette capacité C peut atteindre $0.5-1\text{pF}$ (dépendant de la rugosité du diélectrique et de la tension appliquée). Si la résistance d'actionnement vaut 1Mohm , le temps de décharge de cette capacité va être compris entre 0.5 et $1\mu\text{s}$. Cette durée s'avère être du même ordre de grandeur que les temps de commutation des commutateurs. Par conséquent, il faudrait éviter de réaliser des résistances supérieures à $0.5-1\text{Mohm}$.

Mais, si cette résistance localisée ne possède pas une assez forte valeur, elle risque dissiper du signal et accroître les pertes d'insertion du micro-commutateur (cf. figure II - 52 et figure II - 53).

Enfin, la position de cette résistance dans le réseau de polarisation est importante. Afin de limiter l'effet du couplage entre le conducteur de masse et la ligne de polarisation, il est nécessaire de la placer au plus près de l'électrode d'actionnement.

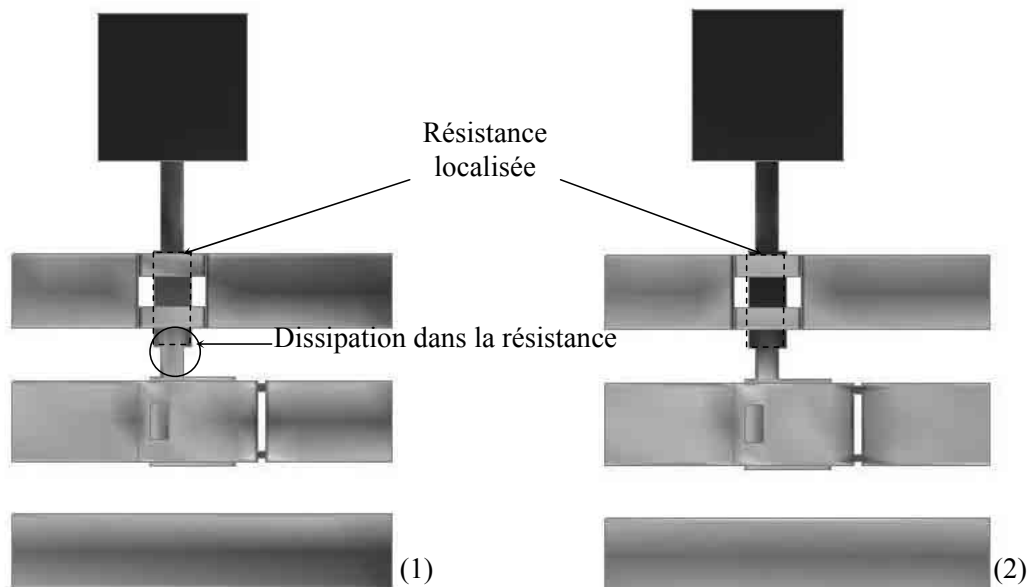


Figure II - 52: Distribution de courant dans le réseau de polarisation dans le cas d'une faible résistance de 100Ω (1) et d'une forte résistance de $50\text{k}\Omega$ (2).

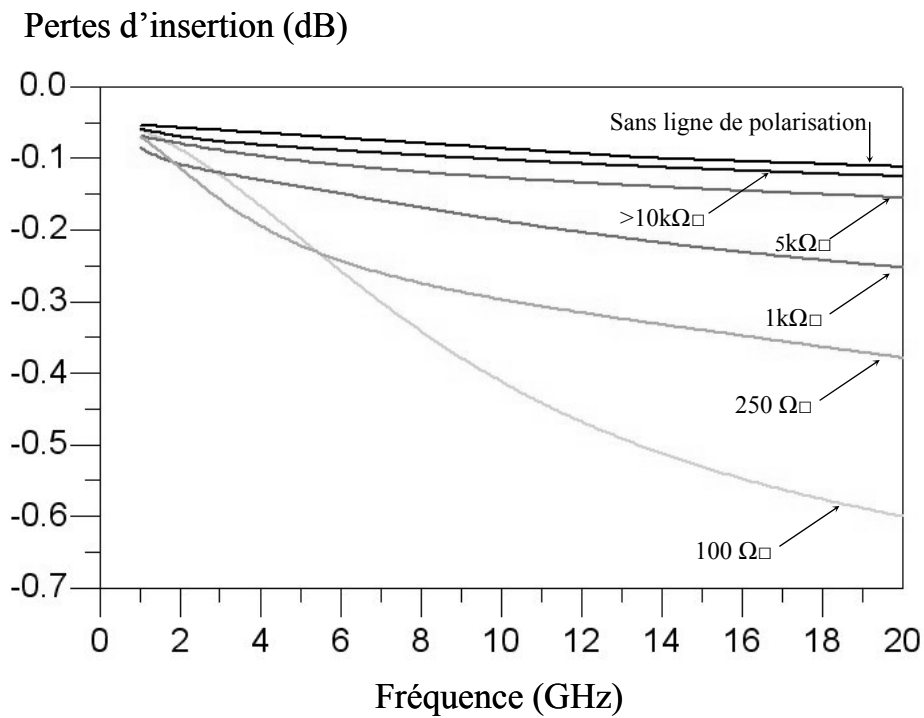


Figure II - 53: Influence de la valeur de la résistance de polarisation sur les pertes d'insertion.

Ces résistances sont constituées d'un film mince de carbone déposé par ablation laser et très légèrement dopé par du nickel. Dans le film de carbone, sont réalisées des résistances localisées de dimensions $50 \times 100 \mu\text{m}^2$ présentant une valeur de 100-1000 kΩ. Ces résistances sont intégrées au plus près de l'électrode d'actionnement sous le conducteur de masse (cf. figure II -54). Le passage sous cette ligne de masse a été optimisé de façon à réduire l'effet capacitif sans trop dégrader la propagation du signal dans le conducteur de masse.

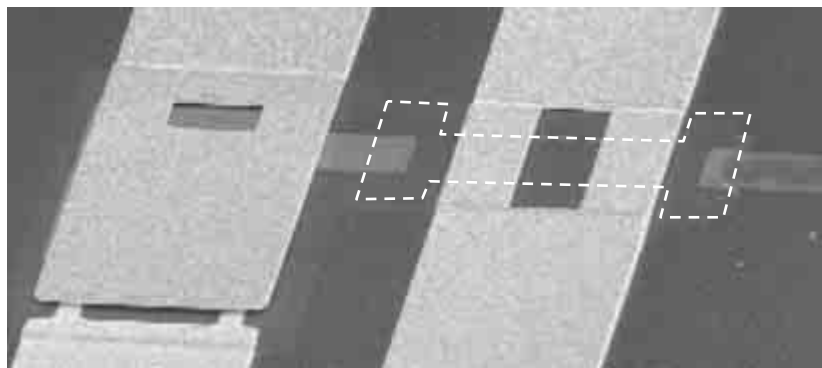


Figure II - 54: Intégration de la résistance de polarisation.

III.3 Performances mesurées du micro-commutateur

Les performances que nous allons présenter ici ont été mesurées sur le micro-commutateur le plus mature que nous ayons réalisé. Ce commutateur est fabriqué sur un substrat de silicium très haute résistivité; un film épais ($1\mu\text{m}$) d'oxyde de silicium est utilisé pour l'isoler du substrat.

Le cantilever implémenté sur ce commutateur présente une longueur de 140 ou $160\mu\text{m}$, une largeur de $110\mu\text{m}$ et une épaisseur de $3.8-4\mu\text{m}$. Il est suspendu $1.8\mu\text{m}$ au-dessous de deux doigts de contact, mais en réalité le gradient de contrainte induit dans le cantilever va accroître cette distance jusqu'à $2.0-2.2\mu\text{m}$ localement au-dessus de la région de contact.

Ces deux doigts de contact de $6-9\mu\text{m}$ de large, s'enfoncent de $10\mu\text{m}$ environ en dessous du cantilever. Deux bossages d'épaisseur $0.4-0.7\mu\text{m}$ sont formés à l'extrémité du cantilever juste au-dessus des deux doigts de contact.

Une résistance de valeur $500-700\text{k}\Omega$ est intégrée en série entre l'électrode d'actionnement et le réseau de polarisation, tous deux réalisés à partir d'une fine couche d'or ($0.2\mu\text{m}$). Un film de nitrure de silicium ($0.4\mu\text{m}$ d'épaisseur) vient recouvrir et protéger l'ensemble de ce réseau de polarisation.

A l'état bloqué, le micro-commutateur présente une capacité série de 10fF . Il en résulte une isolation supérieure à $-37,5\text{dB}$ à 2GHz et -18dB à 20GHz (cf. figure II - 55). En revanche pour des fréquences supérieures à $25-30\text{GHz}$, l'isolation présentée n'est plus suffisante (cf. Figure II - 35). Ce composant sera donc limité à des applications du continu (DC) jusqu'à $20-25\text{GHz}$. La figure II - 55 met aussi en évidence l'influence bénéfique de la résistance de polarisation. Ces mesures ont été effectuées avec la pointe de polarisation DC posée sur son plot. On peut alors remarquer, pour le commutateur non pourvu de cette résistance, que la pointe perturbe la réponse du composant.

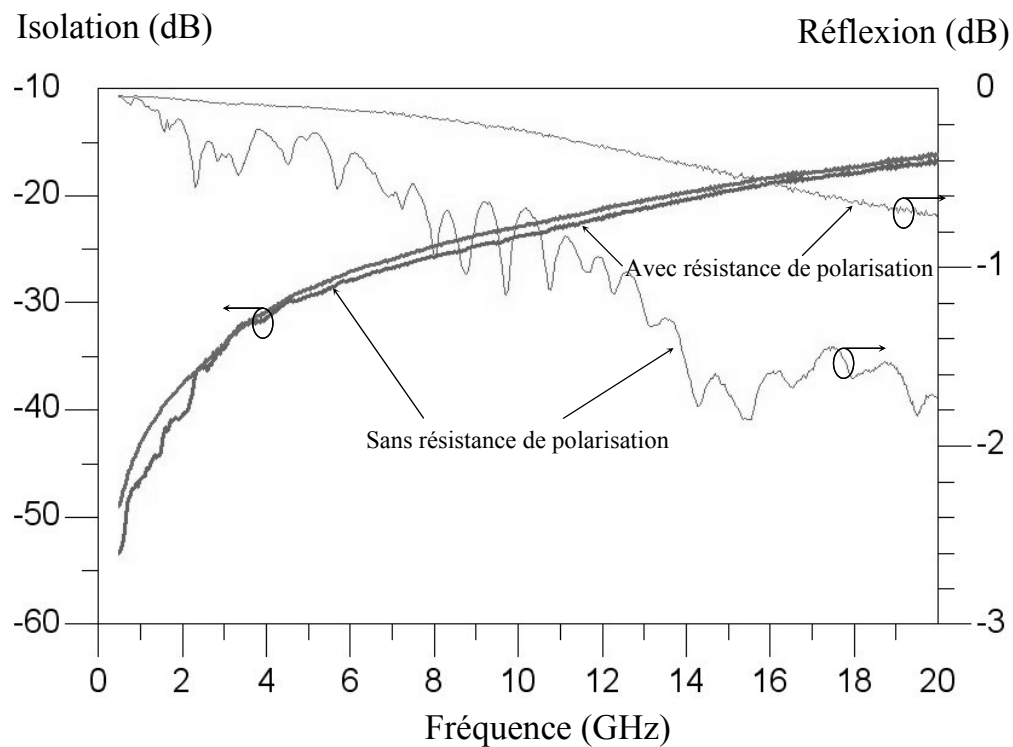


Figure II - 55: Performances mesurées à l'état bloqué.

La tension d'instabilité du micro-commutateur se situe autour de 34-36 V. Cependant les meilleures performances ont été obtenues à l'état passant, en appliquant des tensions d'actionnement supérieures ou égales à 50V.

Ainsi, comme présentées sur la figure II - 56, les pertes d'insertion du micro-commutateur sont fortement réduites par l'ajout de la résistance sur le réseau de polarisation. Dans cette configuration, elles ne dépendent presque uniquement que des pertes ohmiques de la ligne coplanaire intégrée au commutateur et des pertes engendrées par le contact métal-métal. Le niveau de pertes d'insertion évolue donc de -0,06dB à 500MHz à 0,3dB à 20GHz.

En comparant ce niveau de pertes avec celui mesuré à partir d'un micro-commutateur initialement réalisé en contact, on peut extraire une résistance de 0,5-0,7 Ω par point de contact.

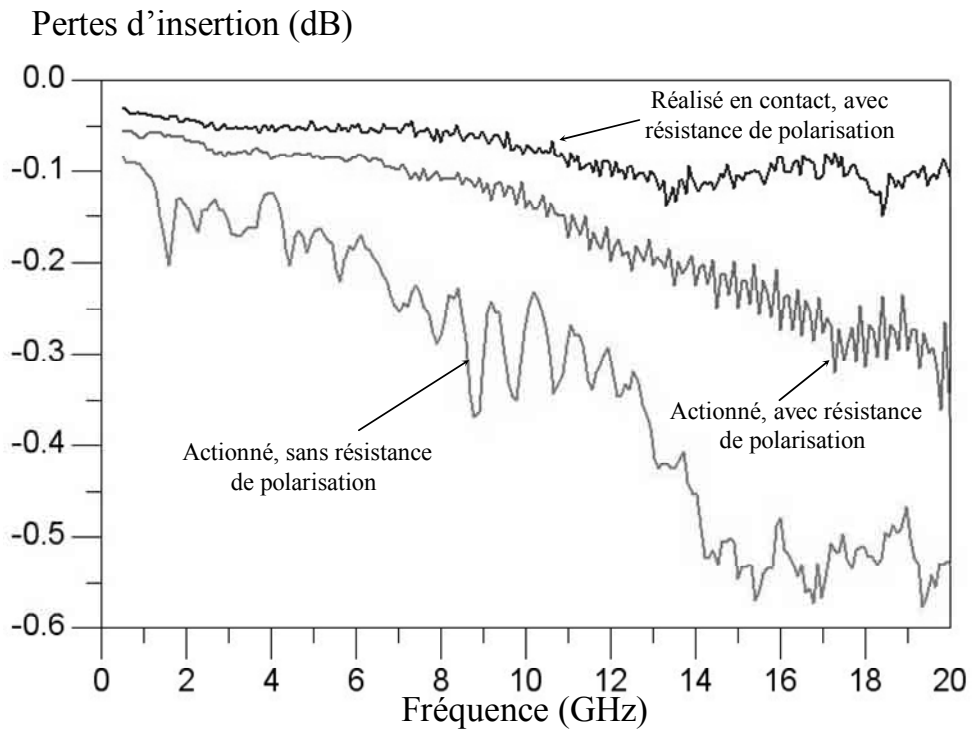


Figure II - 56: Pertes d'insertion mesurées à l'état passant.

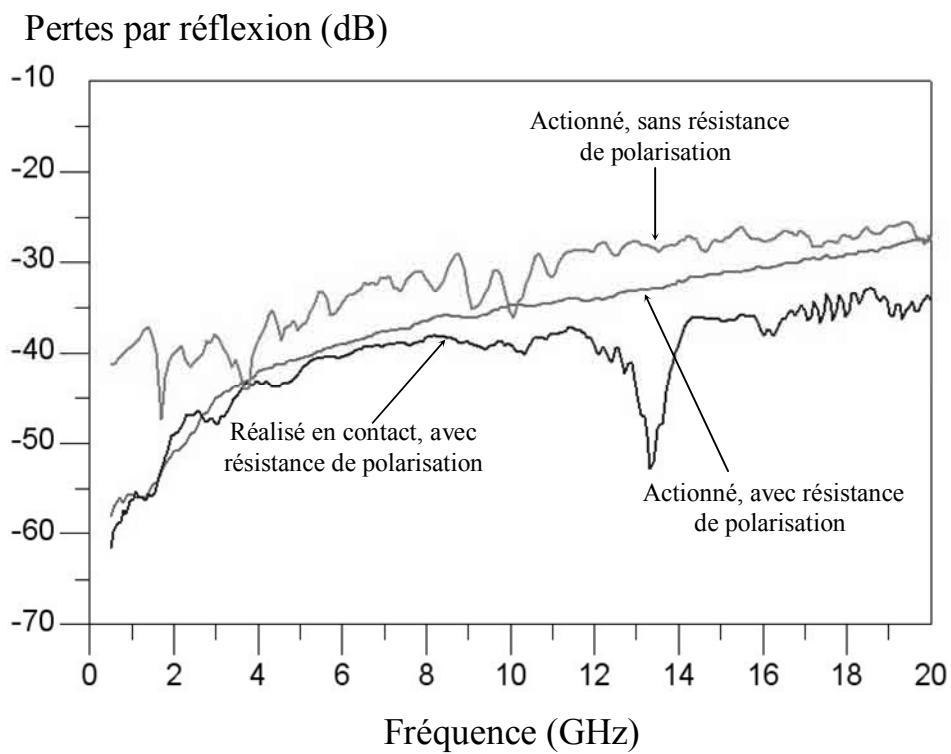


Figure II - 57: Pertes de réflexion mesurées à l'état passant.

Les performances à l'état passant sont donc très bonnes comme en témoigne le niveau de pertes par réflexion, meilleur que -28dB sur toute la bande $0.5\text{-}20\text{GHz}$ (cf. figure II - 57). Ainsi à 2GHz la résistance totale présentée par le commutateur (extraite à partir des pertes par réflexion) s'élève à $0,25\text{-}0,35\Omega$. Il en résulte un facteur de mérite de 64THz alors que la majorité des commutateurs semi-conducteurs ne dépasse pas $1\text{-}4\text{THz}$ [48].

Les très bonnes performances obtenues avec ce micro-commutateur, tant à l'état bloqué que passant, n'auraient pas été possibles sans l'intégration de fortes résistances au sein du réseau de polarisation. A nos yeux, les pertes occasionnées par ces réseaux étaient un facteur limitant pour l'intégration de ces micro-commutateurs dans des dispositifs hyperfréquences. En effet, une majorité de ces circuits nécessite l'utilisation de composants à forts coefficients de qualité et par conséquent présentant de très faibles pertes. Désormais, grâce à ces résistances, l'intégration de nos micro-commutateurs ne pose plus ce problème.

IV Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre nous avons présenté la conception et l'optimisation d'un micro-commutateur MEMS à contact ohmique et à actionnement électrostatique pour des applications hyperfréquences. L'objectif de cette étude était de réaliser un composant simple présentant de bonnes performances électromagnétiques tout en restant fiable mécaniquement. Ces deux aspects, fiabilité et simplicité de réalisation, étaient indispensables pour intégrer par la suite ces commutateurs dans des circuits hyperfréquences.

L'optimisation des performances mécaniques et électromagnétiques nous a conduits à rendre le commutateur plus compact et plus rigide que les premières versions réalisées [120]. La fiabilité du composant et la reproductibilité des performances ont été ainsi très fortement améliorés. Pour ceci, il est impératif de réaliser un composant présentant une forte constante de raideur, même si les tensions d'actionnement sont plus importantes.

Cependant en terme de fiabilité, beaucoup de travail reste à faire.

- Nous avons déjà testé notre micro-commutateur sous vide secondaire pendant 10^9 cycles sans observer de défaillance. Les mêmes tests ont été menés à l'air ambiant où de nombreux composants ont été défaillants au bout de quelques millions de cycles. Il apparaît donc indispensable d'encapsuler ces commutateurs dans un environnement hermétique avec une atmosphère contrôlée.

- Après les phénomènes d'adhésion causés par l'humidité de l'air, le second facteur de défaillance est dû aux charges piégées dans le diélectrique protégeant l'électrode d'actionnement. Lorsque le cantilever vient au contact de la couche isolante, le champ électrique dans ce diélectrique peut atteindre plusieurs méga-volts/cm. Cette forte densité de champ induit l'injection d'électrons dans la couche. Ils vont s'évacuer très difficilement et vont alors continuer à maintenir le cantilever en position actionnée, bien que l'actionnement ait été stoppé. Ce phénomène dépend essentiellement de la qualité du diélectrique (conditions de dépôt), de son épaisseur et de l'amplitude de la tension d'actionnement.

- Enfin, la dégradation du contact métal – métal constitue le dernier mode de défaillance de ce commutateur. Cela se traduit par l'augmentation de la résistance de contact au fur et à mesure des commutations et jusqu'à la détérioration du contact. Une étude thermique de dissipation de la puissance au niveau des contacts serait très certainement nécessaire.

De nombreux tests sont encore à faire dans ces domaines, mais nous pensons que les problèmes contact ohmique peuvent trouver une solution dans la recherche de matériaux de contact plus performants. L'optimisation des conditions de dépôt de la couche diélectrique permettra de réduire le phénomène de charge. Cependant la meilleure solution serait de la supprimer et de former des plots d'arrêt sur le substrat, afin d'empêcher le cantilever d'entrer en contact avec son électrode d'actionnement.

En revanche, l'encapsulation du composant reste un peu plus délicate. Les solutions déjà existantes ne semblent pas tout à fait adaptées à ce type de composant. En effet, le procédé d'encapsulation hermétique doit être basse température (<300°C) pour ne pas détériorer le commutateur. Il doit aussi permettre le passage des lignes RF et du réseau de polarisation au travers du boîtier, sans dégrader les performances du commutateur. Vue la petite taille du composant, l'encapsulation du commutateur seul apparaît difficile. La solution serait d'encapsuler l'ensemble du circuit hyperfréquence où sont implantés ces micro-commutateurs.

Nous présentons dans le chapitre suivant plusieurs exemples d'intégration du micro-commutateur, dont la réalisation de filtres commutables sur une large bande de fréquences. Les très bonnes performances électromagnétiques de nos micro-commutateurs ont permis de maintenir un faible niveau de pertes pour chacune des fréquences synthétisées.

CHAPITRE III :

Applications et intégration de micro-commutateur MEMS à contact ohmique dans des circuits hyperfréquences accordables.

Développer un micro-commutateur MEMS seul et sans encapsulation hermétique n'a de sens que dans le cas d'une intégration monolithique dans des composants plus complexes. En effet, la technologie MEMS offre la possibilité d'intégrer ce type de structures sur une grande majorité de substrats et sur des circuits réalisés dans une autre technologie. Le report hybride de commutateur MEMS est bien entendu possible mais délicat si les structures ne sont pas protégées dans un micro-boîtier.

Les perspectives les plus intéressantes pour ce type de composant restent, à notre avis, une intégration directe au sein de circuits hyperfréquences avec une encapsulation globale du dispositif. Cette intégration va mettre en avant les très bonnes performances de ces commutateurs en permettant de réaliser des circuits à très faibles pertes et à faible consommation d'énergie.

Dans ce chapitre, nous allons donner trois principaux exemples d'implémentation de nos micro-commutateurs MEMS. Nous présenterons dans un premier temps, la synthèse d'une capacité variable à huit états discrets et à pas constants. Ensuite, nous étudierons l'intégration des commutateurs sur un résonateur demi-onde à fort coefficient de qualité, afin de le rendre accordable sur une large plage de fréquence. Et enfin nous utiliserons ces dispositifs pour réaliser des filtres passe-bande accordables sur une large plage de fréquence. Ces trois applications vont mettre en évidence la nécessité d'avoir un bon composant, fiable et présentant de faibles pertes.

I Conception d'une capacité variable digitale à fort coefficient de qualité

I.1 Introduction

On distingue deux catégories de capacités varactors réalisées à partir de structures MEMS de types micro-poutres: les capacités analogiques et les capacités digitales. La grande majorité de ces composants emploie un actionnement électrostatique similaire à celui que nous utilisons pour notre micro-commutateur.

Les varactors analogiques présentent une variation de capacité continue. En effet, toutes les valeurs de capacités comprises dans le domaine de variation de la varactor peuvent être obtenues, en faisant varier progressivement la tension d'actionnement. Cependant, l'évolution de la valeur de la capacité n'est généralement pas linéaire avec cette tension: certaines valeurs sont donc plus difficiles à synthétiser (cf. figure III - 1).

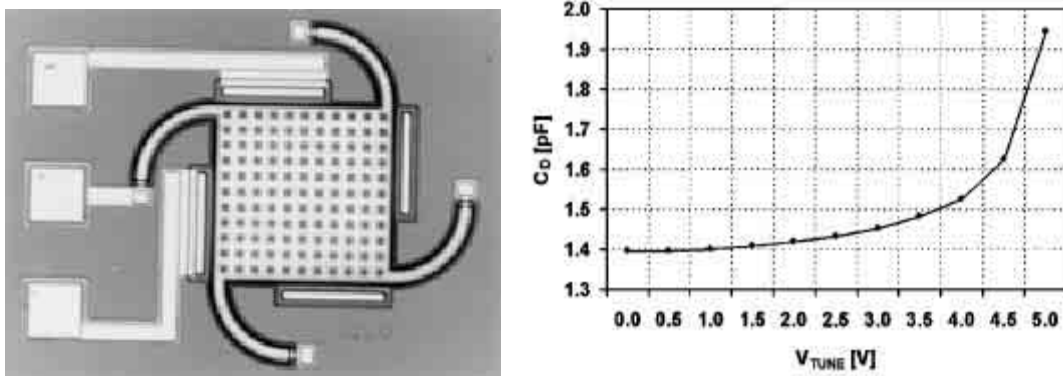


Figure III - 1: Exemple de capacité analogique avec ses performances mesurées [18].

Ces composants sont d'ordinaire très compacts (quelques centaines de μm^2) mais ils vont être soumis au phénomène d'instabilité induit par leur actionnement électrostatique. Par

conséquent, cette instabilité va limiter leur plage de variation. Il existe pourtant des techniques pour étendre leur plage d'accord, mais cette plage reste tout de même limitée et peut avoir un impact important sur le coefficient de surtension du composant [20-22].

Les varactors digitales vont présenter une variation de capacité discontinue: une variation par palier. Ce type de structures est en général composé de plusieurs capacités disposées en parallèle qui sont commutées au fur et à mesure, afin que la valeur de la capacité augmente. Les dimensions d'une capacité digitale sont donc plus importantes que celles d'une capacité analogique. Par contre, sa plage de variation est plus étendue, grâce aux multiples combinaisons possibles entre les capacités qui la composent.

La stabilité et la reproductibilité de leur comportement constituent l'un des principaux avantages des varactors digitales. En effet, elles sont beaucoup moins sensibles aux perturbations extérieures (changements de température, accélérations, vibrations, contraintes internes...) que les structures analogiques.

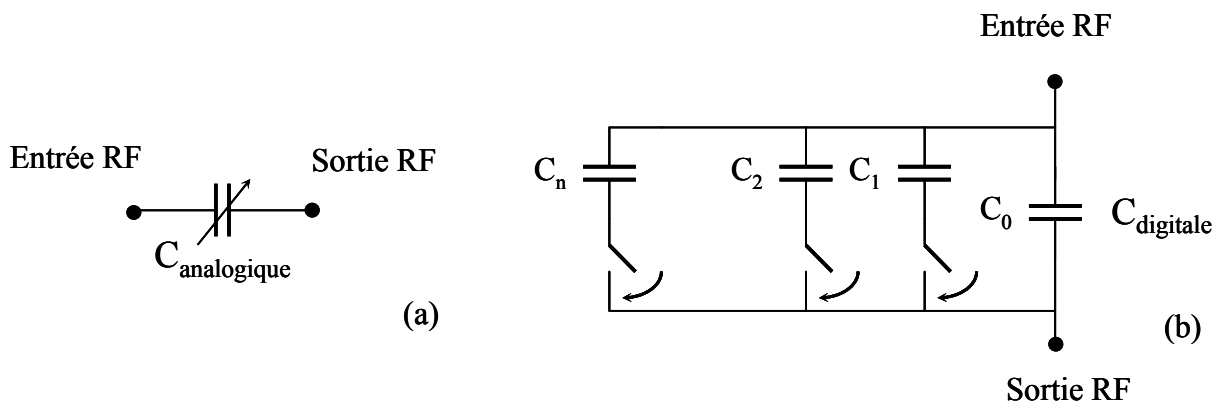


Figure III - 2: Schémas de principe d'une capacité analogique (a) et digitale (b).

Les varactors MEMS analogiques et digitales se révèlent être des composants présentant de très forts coefficients de qualité électromagnétique (>100), bien supérieurs à ceux obtenus pour des capacités variables à base de semi-conducteurs. Elles pourront donc être utilisées dans des oscillateurs de type VCO, des tuners, ou comme charges capacitives implantées dans un filtre pour lui donner de l'accord en fréquence par exemple. Leur fort facteur de qualité leur permettra de ne pas dégrader les performances de ces circuits.

A partir de nos micro-commutateurs, dont la conception a été étudiée dans le chapitre II de ce mémoire, nous avons développé une charge capacitive digitale qui, intégrée sur un résonateur, le rendrait accordable en fréquence. Cette charge sera formée de 3 bits, chacun présentant une valeur de capacité constante ($C_{\text{bit 1}}$, $C_{\text{bit 2}}$ et $C_{\text{bit 3}}$). Chaque bit sera associé à un commutateur; et chacune de ces associations bit - commutateur sera disposée en parallèle entre la masse et l'accès RF de la charge capacitive (cf. figure III - 3).

En activant individuellement ou simultanément ces trois commutateurs, nous allons pouvoir synthétiser huit valeurs de capacités, correspondant aux 2^3 combinaisons possibles. En effet, chaque commutateur activé va permettre de reporter l'effet capacitif du bit associé sur l'accès de la charge, et donc d'en modifier l'impédance.

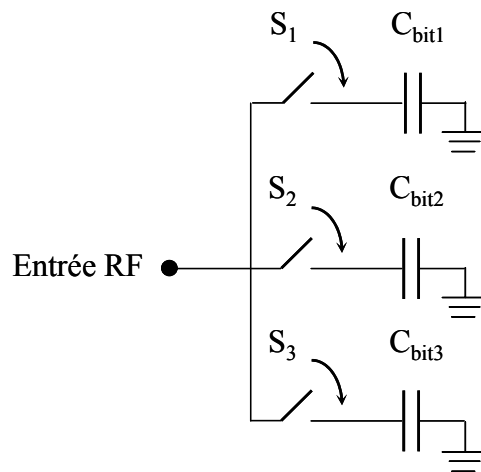


Figure III - 3: Exemple de charge capacitive à 3 bits.

L'objectif de cette étude est de concevoir une charge dont la variation de capacité est linéaire. C'est pourquoi, après avoir présenté la méthode de synthèse utilisée pour la conception de cette capacité, nous décrirons comment nous avons conçu et optimisé cette charge en y intégrant nos micro-commutateurs.

I.2 Méthode de synthèse d'une banque de capacités digitales à N bits

I.2.1 Présentation de la méthode

Une charge capacitive présentant N bits nécessitera l'utilisation de N interrupteurs S_i , chacun placé en série avec chacun des bits (cf. figure III - 4). Pour réaliser la fonction interrupteur, un commutateur à contact ohmique (du même type que celui que nous avons développé) ou bien un commutateur MEMS de type capacitif pourra être utilisé. La démarche de conception sera légèrement plus compliquée avec ce dernier type de structure. Dans tous les cas, grâce à ces N interrupteurs, 2^N différentes combinaisons pourront être réalisées. Par conséquent, la charge pourra synthétiser 2^N valeurs de capacité.

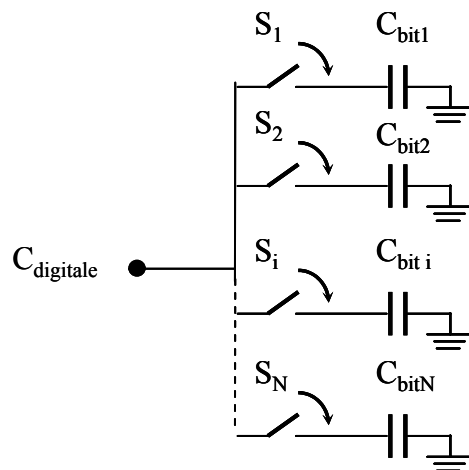


Figure III - 4: Principe d'une charge capacitive digitale $C_{digitale}$ N bits.

La valeur de cette capacité $C_{digitale}$ va dépendre non seulement de l'impédance capacitive présentée par chaque bit, mais aussi des performances de l'interrupteur qui lui est associé (isolation, pertes d'insertion).

En effet, on montre que la première combinaison correspond à la plus petite valeur de capacité synthétisée $C_{digitale 1}$. Cette valeur est obtenue lorsque tous les commutateurs sont dans leur état bloqué. Elle va par conséquent dépendre de l'isolation présentée par chacun de ces commutateurs.

De la même façon, la plus forte valeur $C_{digitale} 2^N$ (correspondant à la dernière combinaison) est obtenue lorsque tous les commutateurs sont passants. La valeur de capacité ainsi synthétisée va dépendre de l'impédance présentée par ces interrupteurs dans leur position actionnée.

Ainsi dans le cas de commutateur à contact ohmique, cette impédance est uniquement résistive (résistance de la micro-poutre et résistance de contact). Il n'y aura pas d'effet sur la valeur de la capacité ramenée sur l'accès RF.

En revanche, dans le cas d'un commutateur à contact capacitif, l'impédance $C_{S_i_on}$ présentée par ce type de commutateur lorsqu'il est actionné, risque de diminuer l'influence de la capacité $C_{bit\ i}$. En effet, ces deux capacités sont disposées en série, $C_{S_i_on}$ devra être grand devant $C_{bit\ i}$, afin de préserver cette influence.

Par conséquent, lors de la conception de ces commutateurs capacitifs, un compromis doit être fait entre leur capacité $C_{S_i_off}$ à l'état bloqué et $C_{S_i_on}$ lorsqu'ils seront passants. L'utilisation de micro-commutateurs ohmiques ne posera pas ce problème.

Pour réussir à faire varier la capacité digitale *de façon linéaire* au fur et à mesure des combinaisons (cf. figure III - 5), il est nécessaire de donner à chaque bit une valeur de capacité $C_{bit\ i}$ correcte, en sachant que plus le bit a un poids fort, plus sa capacité va être élevée. Il faut également dimensionner chaque commutateur afin qu'il présente la bonne impédance à l'état bloqué et à l'état passant.

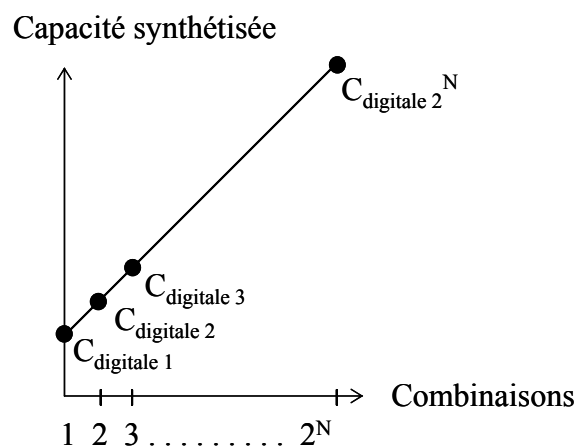


Figure III - 5: Evolution linéaire de la capacité synthétisée.

Toutes ces valeurs sont déterminées à partir de la plage et du pas de variation souhaités de la charge capacitive. Pour cela il faut résoudre le système à 2^N équations donnant la valeur de la capacité digitale pour chaque combinaison (cf. équation III- 1). Cette résolution peut être difficile puisque ce système possède plus d'équations que d'inconnues (équations redondantes). Ainsi pour chaque état, l'équation donnant la valeur de la capacité digitale peut se mettre sous la forme:

$$C_{\text{digitale}} = \alpha_1.C_{\text{bit1}} + \alpha_2.C_{\text{bit2}} + \dots + \alpha_i.C_{\text{bit } i} + \dots + \alpha_N.C_{\text{bit N}} \quad (\text{III - 1})$$

Avec $\alpha_i = 1$

Lorsque S_i est passant (commutateur ohmique (figure III - 6 a))

$$\alpha_i = \frac{C_{S_i_on}}{C_{S_i_on} + C_{\text{bit } i}}$$

Lorsque S_i est passant (commutateur capacitif (figure III - 6 b))

$$\alpha_i = \frac{C_{S_i_off}}{C_{S_i_off} + C_{\text{bit } i}}$$

Lorsque S_i est bloqué (commutateur ohmique ou capacitif

(figure III - 6 c))

Sachant que la capacité résultant de l'association en parallèle de plusieurs capacités est égale à la somme des valeurs de celles-ci, et que l'association série de deux capacités C_{S_i} et $C_{\text{bit } i}$ forme une capacité équivalente C_{eq} telle que:

$$C_{\text{eq}} = \frac{C_{S_i} \cdot C_{\text{bit } i}}{C_{S_i} + C_{\text{bit } i}} \quad (\text{III - 2})$$

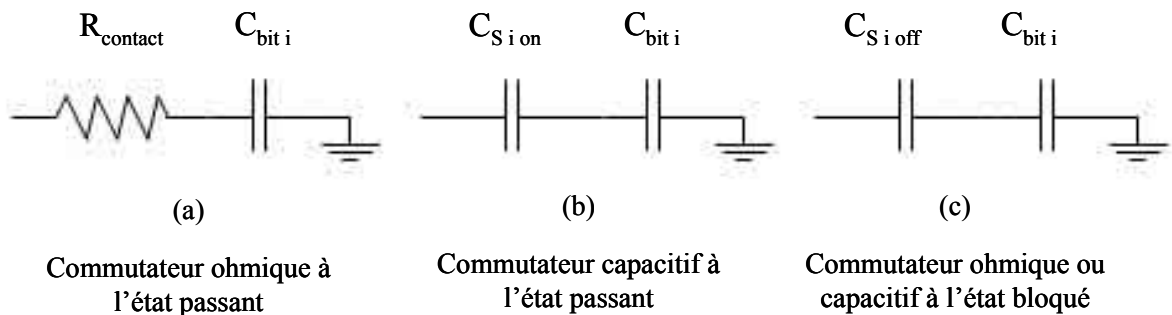


Figure III - 6: Différents états des commutateurs associés aux bits.

Notre méthode de synthèse va permettre de simplifier ce système d'équations en le ramenant à seulement N+1 équations. En effet, nous allons choisir de dessiner chaque interrupteur, de manière à ce que la capacité $C_{S_i_off}$ (présentée à l'état bloqué) soit proportionnelle à la capacité $C_{bit\ i}$ ramenée par le bit auquel il est associé. Ainsi on pourra écrire:

$$C_{S_i_off} = \frac{1}{\gamma} \cdot C_{bit\ i} \quad (\text{III - 3})$$

Cette simplification implique que tous les commutateurs soient géométriquement différents les uns des autres. Mais, elle permet ainsi de supprimer N-1 inconnues au problème; nous n'aurons plus qu'à nous soucier de la valeur à donner à ce coefficient de proportionnalité γ .

Si les interrupteurs sont réalisés au moyen de commutateurs MEMS capacitifs, il faudra tenir compte du rapport de capacité κ entre l'état passant et l'état bloqué. En effet ce rapport va fixer la capacité $C_{S_i_on}$ que présentera le commutateur à l'état passant. Cette grandeur ne sera pas considérée comme une variable; elle sera fixée par le procédé de réalisation.

$$C_{S_i_on} = \kappa C_{S_i_off} \quad (\text{III - 4})$$

Si les interrupteurs sont réalisés au moyen de commutateurs MEMS ohmiques, aucune contrainte particulière n'est imposée sur l'impédance présentée à l'état passant.

En résumé, nous allons seulement avoir à déterminer la valeur de la capacité présentée par chaque bit ainsi que le paramètre γ . Il ne reste plus maintenant que N+1 inconnues. On montre alors que les combinaisons où uniquement un bit est activé à la fois et celle où tous les bits sont inactifs, suffisent à résoudre notre problème. Ce système est alors formé de N+1 équations à N+1 inconnues.

I.2.2 Exemple: Synthèse d'une capacité digitale 3 bits

Prenons l'exemple d'une capacité à 3 bits qui présenterait une plage de variation de 75 à 180fF par pas de 15fF. A partir de notre méthode de synthèse, le système d'équations à résoudre est réduit aux quatre équations ci-dessous, avec comme inconnues les trois capacités présentées par les trois bits et le coefficient γ .

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{\text{digitale1}} = \alpha_1.C_{\text{Bit 1}} + \alpha_2.C_{\text{Bit 2}} + \alpha_3.C_{\text{Bit 3}} = 75\text{fF} \text{ (tous bits inactivés)} \\ C_{\text{digitale2}} = \beta_1.C_{\text{Bit 1}} + \alpha_2.C_{\text{Bit 2}} + \alpha_3.C_{\text{Bit 3}} = 90\text{fF} \text{ (bit n°1 activé)} \\ C_{\text{digitale3}} = \alpha_1.C_{\text{Bit 1}} + \beta_2.C_{\text{Bit 2}} + \alpha_3.C_{\text{Bit 3}} = 105\text{fF} \text{ (bit n°2 activé)} \\ C_{\text{digitale5}} = \alpha_1.C_{\text{Bit 1}} + \alpha_2.C_{\text{Bit 2}} + \beta_3.C_{\text{Bit 3}} = 135\text{fF} \text{ (bit n°3 activé)} \end{array} \right. \quad (\text{III - 5})$$

$$\text{Avec } \alpha_i = \frac{1}{1 + \gamma} \quad \text{Lorsque } S_i \text{ est bloqué (commutateur ohmique ou capacitif)}$$

$$\beta_i = \frac{\kappa}{\kappa + \gamma} \quad \text{Lorsque } S_i \text{ est passant (commutateur capacitif)}$$

$$\beta_i = 1 \quad \text{Lorsque } S_i \text{ est passant (commutateur ohmique)}$$

Choisissons de réaliser les trois interrupteurs au moyen de commutateurs MEMS capacitifs présentant un rapport $\frac{C_{\text{on}}}{C_{\text{off}}}$ de 18. La résolution du système (III-5) donne alors

$$C_{\text{Bit1}} = 30 \text{ fF}, C_{\text{Bit2}} = 60 \text{ fF}, C_{\text{Bit3}} = 120 \text{ fF} \text{ et } \gamma = 1.6.$$

Cette capacité digitale a été synthétisée et développée par *Antonella AMMACCAPANE* dans le cadre d'une coopération entre l'IRCOM et l'Université de Pérouse. Les performances démontrées par cette capacité sont très bonnes. Le composant mesuré présente bien une évolution linéaire de capacité, validant ainsi la méthode de synthèse. Cependant, la plage de variation souhaitée n'a pas pu être atteinte, due à un trop faible rapport

$\frac{C_{on}}{C_{off}}$ des commutateurs capacitifs. Cette défaillance n'a pas été causée par une erreur de conception mais s'avère plutôt liée à la technologie de fabrication.

I.3 Synthèse et optimisation d'une capacité digitale 3bits à fort facteur de qualité à partir de micro-commutateurs à contact ohmique

Le point faible de la capacité digitale précédente, réside dans l'impédance présentée par chaque commutateur dans leur état passant. Pour un commutateur capacitif, cette capacité va dépendre essentiellement de la rugosité et de l'uniformité de la couche diélectrique utilisée. Par conséquent il n'est pas rare, d'un substrat à un autre ou d'un commutateur à un autre, qu'on n'obtienne pas les mêmes performances.

L'utilisation d'un commutateur ohmique devrait permettre de pallier à ce problème. En revanche ce type de structures va présenter des pertes ohmiques plus importantes qu'un commutateur capacitif (induites par la résistance de contact). Ces pertes supplémentaires risquent de dégrader le facteur de qualité global de la capacité digitale. Il est possible néanmoins de limiter cet effet par une conception appropriée.

I.3.1 Caractéristiques d'une capacité hyperfréquence distribuée

Aux fréquences microondes, toute capacité peut se modéliser par l'association en série d'une capacité C , d'une inductance parasite L et d'une résistance de pertes R (cf. figure III - 7). L'impédance présentée par cette capacité s'exprime donc sous la forme:

$$Z_C = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (\text{III - 6})$$

Il faut remarquer que cette capacité n'aura un comportement capacitif que pour des fréquences inférieures à sa fréquence de résonance f_c (cf. figure III - 8). Au-dessus de cette fréquence, la capacité sera dominée par l'influence de l'inductance L .

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L C}} \quad (\text{III - 7})$$

Dans notre cas, la charge capacitive va présenter une forte inductance parasite, limitant ainsi la bande de fréquences de la charge.

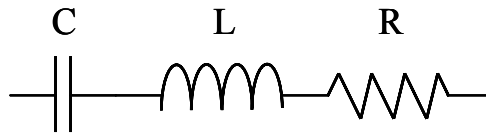


Figure III - 7: Modélisation série d'une capacité hyperfréquence.

Le facteur de qualité d'une capacité est généralement défini par:

$$Q = \frac{|\text{Im}(Z_C)|}{\text{Re}(Z_C)} = \frac{1}{2 \pi f R C} \quad (\text{III - 8})$$

Où f est la fréquence de fonctionnement du dispositif. Cependant ce paramètre n'a réellement de sens physique tant que la fréquence f reste inférieure à la fréquence de résonance de la capacité.

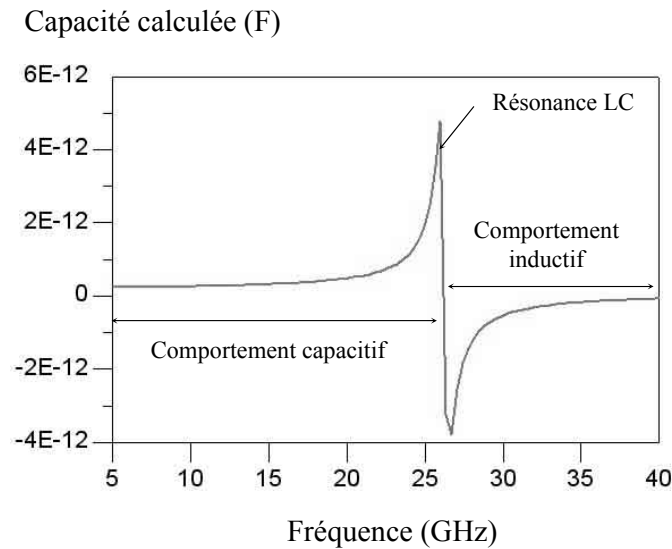


Figure III - 8: Exemple d'évolution de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence.

Pour réaliser un dispositif à fort coefficient de qualité, il faudra alors limiter ses pertes ohmiques. Mais il faut aussi remarquer que ce facteur de qualité se réduit également lorsque la valeur de la capacité digitale augmente. Il sera judicieux de concevoir une charge capacitive présentant de faibles valeurs afin de préserver les performances du dispositif sur lequel elle sera implémentée.

I.3.2 Conception de la charge capacitive digitale

Nous souhaitons concevoir une charge capacitive présentant 3 bits, pour des applications de 1 à 6 GHz. Ce dispositif va être réalisé sur un substrat de silicium en technologie micro-ruban. La capacité présentée devra varier entre 200 et 550fF par pas de 50fF, tout en conservant un fort facteur de qualité pour chaque combinaison.

A partir de ces caractéristiques et de la méthode de synthèse décrite précédemment, la capacité à donner à chacun des bits ainsi que le dimensionnement des trois commutateurs sont déterminés. Ainsi, les solutions du système d'équations (III-5) sont $C_{\text{Bit}1} = 78.5 \text{ fF}$, $C_{\text{Bit}2} = 157 \text{ fF}$, $C_{\text{Bit}3} = 314 \text{ fF}$ et $\gamma = 1.8$.

Pour réaliser chacun des 3 bits, nous avons utilisé une portion de ligne micro-ruban dont nous avons optimisé les dimensions. En effet, une ligne micro-ruban peut présenter un effet capacitif prédominant à condition que cette ligne soit large et courte. Son impédance caractéristique va diminuer en augmentant sa largeur et son inductance parasite sera d'autant plus petite que la longueur de la ligne sera faible. Il faudra cependant veiller à maintenir les dimensions de cette ligne petites devant la longueur d'onde, afin de limiter les pertes par rayonnement et d'éviter tout phénomène de résonance.

Ainsi, chaque bit a été dimensionné grâce au logiciel de simulation électromagnétique *Momentum* d'Agilent, afin qu'aux fréquences d'opération, il présente bien la capacité calculée précédemment. Il en résulte le circuit présenté sur la figure III - 9.

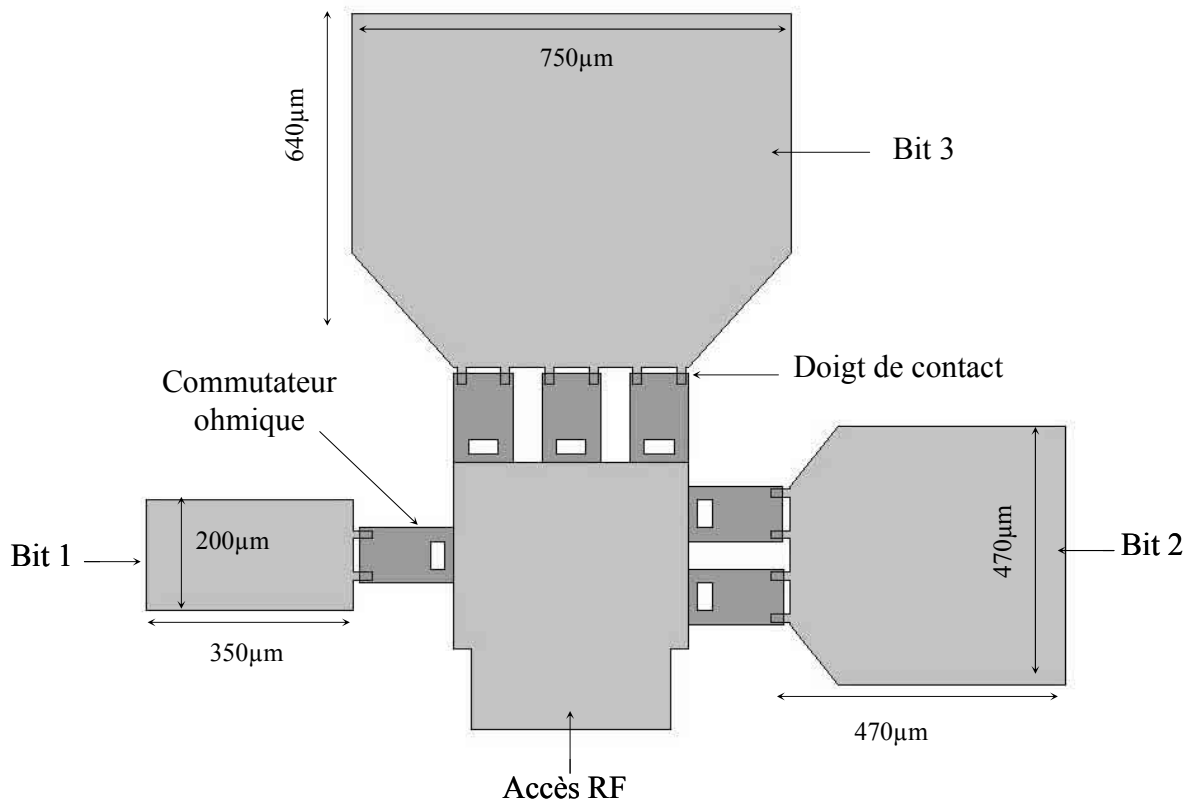


Figure III - 9: Topologie de la charge capacitive digitale à 3bits.

A l'aide de *Momentum*, nous avons également dimensionné les commutateurs ohmiques afin que dans leur état bloqué, ils présentent l'isolation voulue. Nous avons pour cela augmenté les dimensions des doigts de contact (placés à l'extrémité de chaque bit). Nous

avons également placé plusieurs commutateurs en parallèle lorsque cela était nécessaire (cf. figure III -10).

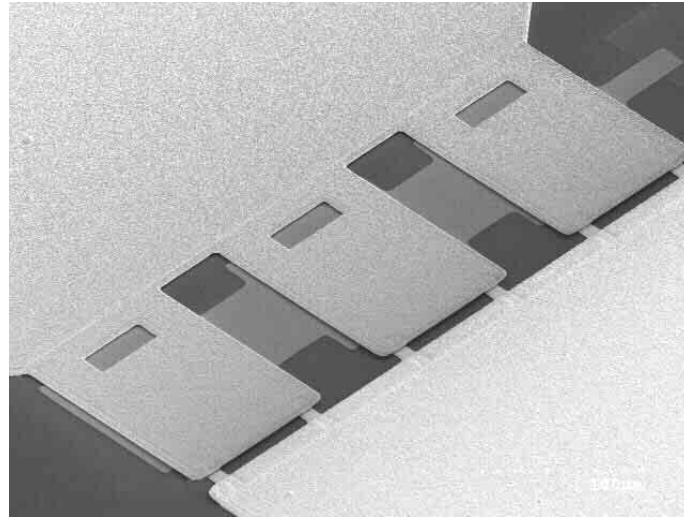


Figure III - 10: Mise en parallèle de trois commutateurs sur le bit n°3.

La mise en parallèle de ces commutateurs augmente la capacité globale $C_{S_i_off}$, mais permet de préserver le facteur de qualité de la capacité digitale. En effet, les commutateurs dédoublés seront associés aux bits de poids les plus forts et donc aux capacités les plus élevées. Ainsi, lorsque ces commutateurs vont être activés, la résistance de contact sera divisée par le nombre de commutateurs mis en parallèle, limitant ainsi les pertes. Par conséquent d'après l'équation III - 8, même si la capacité augmente lorsqu'un bit est activé, le facteur de qualité ne s'effondre pas, puisque les pertes sont réduites.

De plus, cette mise en parallèle assure une transition moins brusque pour le passage du signal entre l'accès RF et chaque bit, limitant ainsi les pertes dans les cantilevers.

Les cinq commutateurs seront ancrés sur une petite portion de ligne directement connectée à l'accès RF de la capacité digitale. Les dimensions de cette ligne d'accès doivent être aussi optimisées, afin que la charge capacitive présente bien la capacité souhaitée lorsque tous les commutateurs sont bloqués.

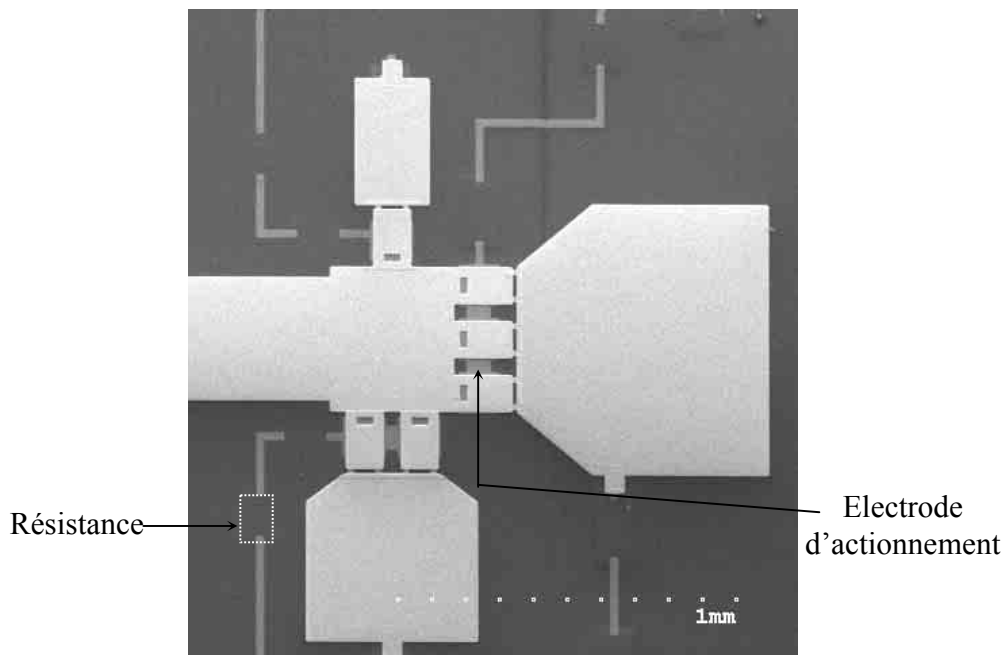


Figure III - 11: Capacité digitale et son réseau de polarisation.

Lorsque tous les éléments ont été mis en place, les dimensions des bits sont réajustées afin que la capacité souhaitée soit obtenue pour chaque combinaison. Le réseau de polarisation des micro-commutateurs est ensuite implanté avec ses résistances et les électrodes d'actionnement (cf. figure III - 11). Le couplage induit dans ces électrodes nécessite de réajuster également les dimensions des doigts de contact des commutateurs. Les résistances de polarisation vont permettre de limiter les fuites de signal dans le réseau et vont donc préserver le facteur de qualité de la capacité.

Les résultats des simulations électromagnétiques sont présentés dans le tableau III - 1 et sur la figure III - 12. Ces simulations tiennent compte des résistances de contact des commutateurs et de l'effet du réseau de polarisation. On peut s'apercevoir que la capacité évolue quasi-linéairement au fur et à mesure des combinaisons. Les valeurs extraites des simulations sont très proches de celles attendues. Mais cela ne reste vrai qu'à condition de ne pas dépasser 5-6GHz. En effet, lorsque le troisième bit devient actif (combinaisons 5 à 8), on peut remarquer que la capacité évolue plus fortement en fonction de la fréquence. En fait, la fréquence de résonance de ce bit se situe à 15GHz (un peu trop proche de nos fréquences d'utilisation). Cette résonance vient par conséquent perturber fortement le fonctionnement de la capacité digitale lorsque la fréquence dépasse 6GHz.

Combinaison	Bits activés	Capacité à 2GHz	Capacité à 5GHz
1	Aucun	199fF	203fF
2	Bit 1	252 fF	259 fF
3	Bit 2	303 fF	315 fF
4	Bit 1 & 2	354 fF	368 fF
5	Bit 3	405 fF	422 fF
6	Bit 1 & 3	454 fF	478 fF
7	Bit 2 & 3	502 fF	530 fF
8	Tous	550 fF	583 fF

Tableau III - 1: Capacités obtenues à 2 et 5GHz pour chaque combinaison.

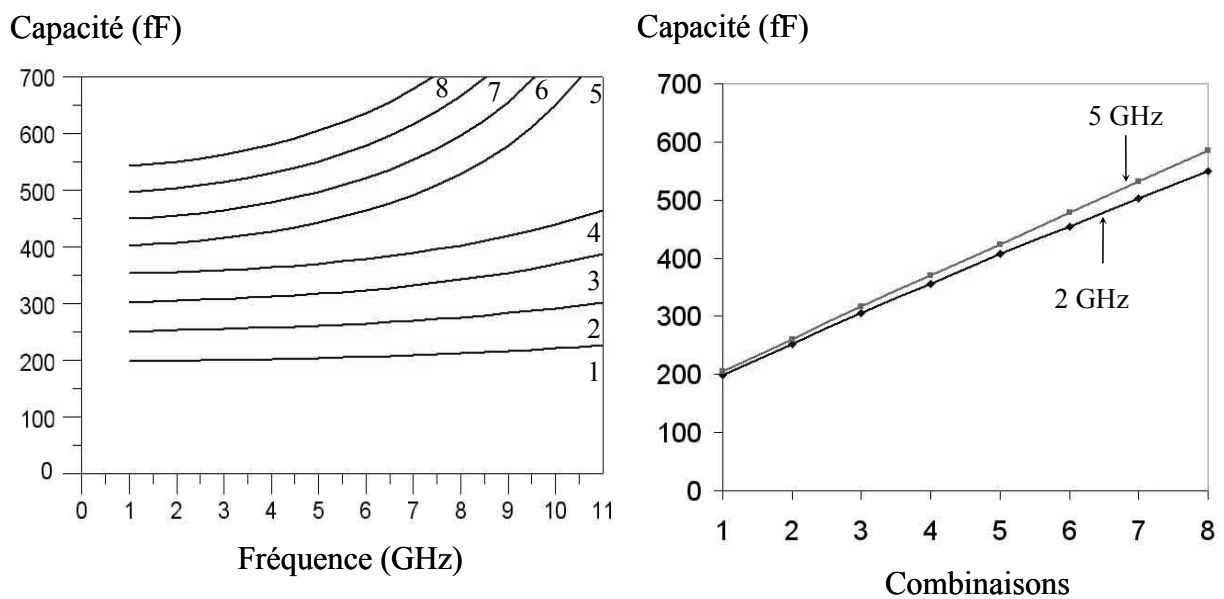


Figure III - 12: Evolution de la capacité pour chaque combinaison (simulations).

I.4 Performances de la capacité digitale

La charge capacitive a été réalisée sur un substrat de silicium haute résistivité de 400 μ m d'épaisseur recouvert d'un film d'oxyde de silicium (1 μ m) afin d'isoler la charge et son réseau de polarisation du substrat. Les micro-commutateurs, implantés sur cette capacité,

sont formés à partir d'un cantilever de $160\mu\text{m}$ de long, $100\mu\text{m}$ de large et $3.5\mu\text{m}$ d'épaisseur, suspendu $1.8\mu\text{m}$ au-dessus de leurs doigts de contact.

Pour mesurer ses performances, la capacité digitale a été connectée à une transition coplanaire CPW vers micro-ruban sans vias, selon le modèle de celle développée par *Emily ZHENG* [122] (cf. figure III - 13). Les performances de cette transition s'avèrent très bonnes pour des fréquences supérieures à 20GHz . Mais pour les fréquences qui nous intéressent, l'absence de vias va être fortement pénalisante. C'est pourquoi nous allons utiliser une calibration type TRL ("Thru Reflect Line") [123], afin de compenser les pertes et le déphasage induits par la transition. De plus, cette calibration va permettre de ramener le plan de mesure exactement à l'entrée de la capacité digitale.

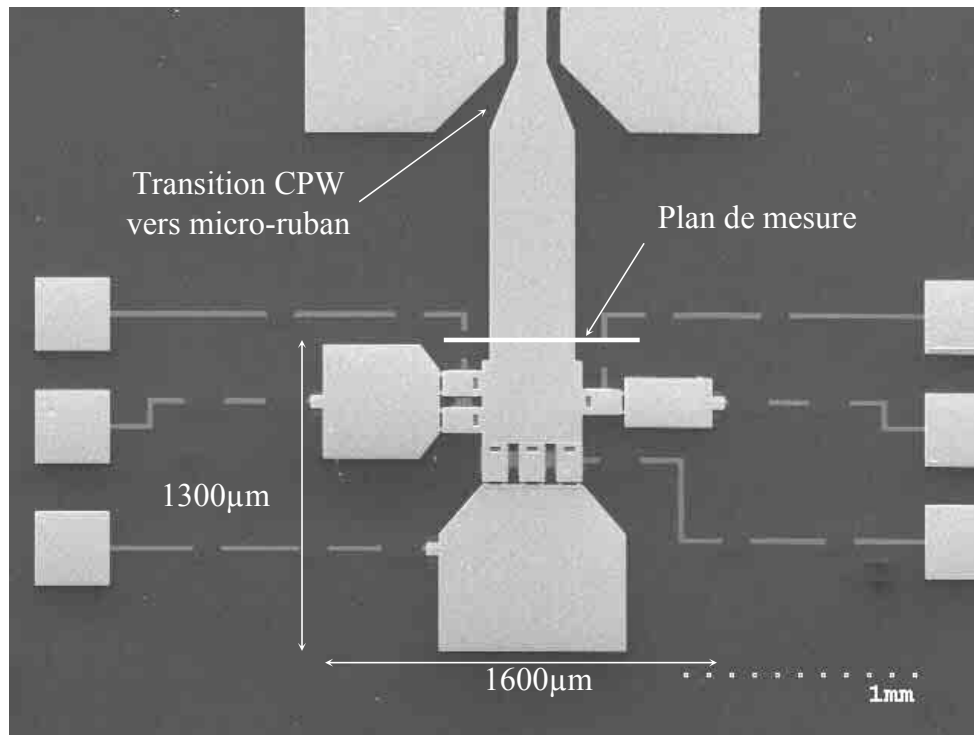


Figure III - 13: Capacité digitale avec sa transition CPW vers micro-ruban.

Cependant, malgré la calibration nous n'avons pas pu mesurer correctement cette capacité pour des fréquences inférieures à 5GHz . En effet à ces fréquences, les mauvaises performances de la transition rendaient la calibration imprécise et instable.

Les résultats des mesures effectuées à 5GHz sont présentés dans le tableau III - 2.

Ces résultats sont relativement proches de ceux obtenus en simulation à la même fréquence. Cependant, la capacité ramenée par le troisième bit semble être un peu trop élevée. L'effet de la fréquence de résonance de ce bit a peut-être été sous-estimé en simulation. Néanmoins, la capacité digitale semble bien évoluer quasi-linéairement avec les différentes combinaisons.

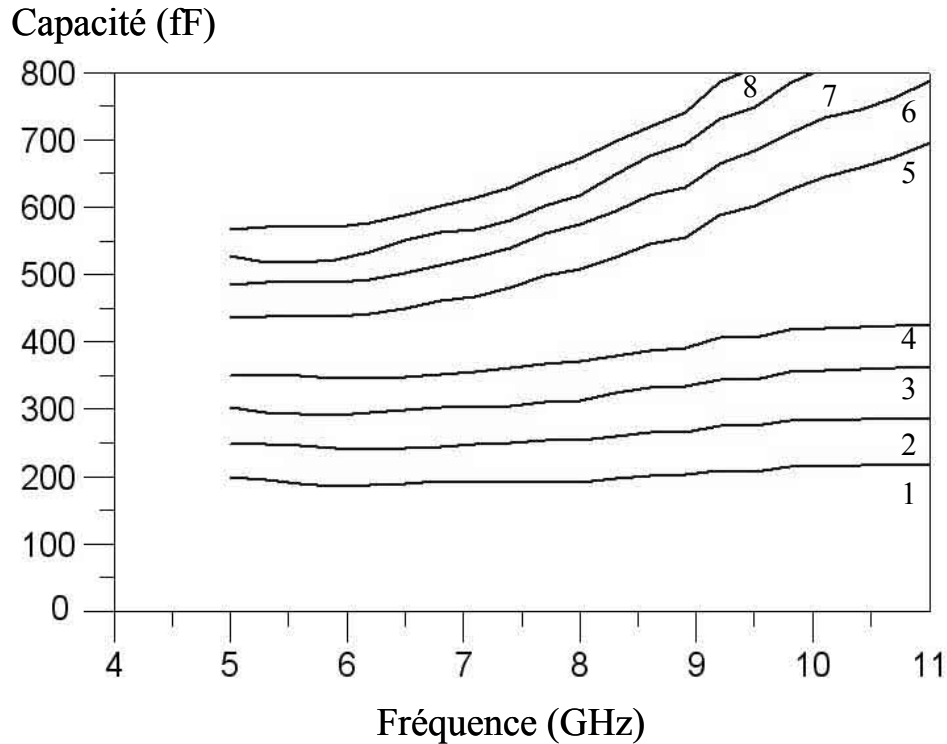


Figure III - 14: Evolution de la capacité en fonction de la fréquence pour chaque combinaison.

Combinaison	Bits activés	Mesures	Simulations
1	Aucun	199fF	203fF
2	Bit 1	248 fF	259 fF
3	Bit 2	302 fF	315 fF
4	Bit 1 & 2	360 fF	368 fF
5	Bit 3	435 fF	422 fF
6	Bit 1 & 3	485 fF	478 fF
7	Bit 2 & 3	527 fF	530 fF
8	Tous	596 fF	583 fF

Tableau III - 2: Capacités mesurées et simulées à 5GHz pour chaque combinaison

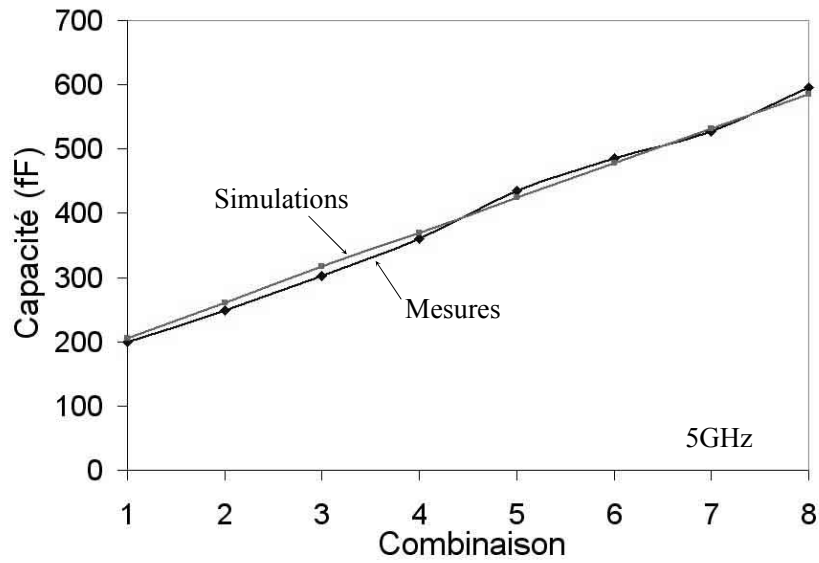


Figure III - 15: Evolution quasi-linéaire de la capacité.

Le coefficient de qualité de la capacité peut s'évaluer à partir de la mesure du coefficient de réflexion en utilisant la formule suivante:

$$Q = \frac{|\text{Im}(Z_C)|}{\text{Re}(Z_C)} = \frac{2|\text{Im}(S_{11})|}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{III - 9})$$

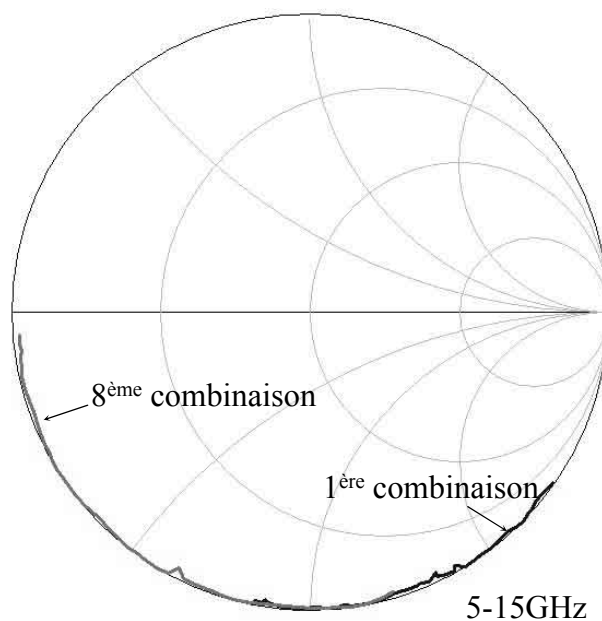


Figure III - 16: Coefficient de réflexion S_{11} mesuré pour la 1^{ère} et la 8^{ème} combinaison.

Cependant cette méthode n'est plus assez précise pour déterminer des forts coefficients de qualité. En effet, l'amplitude du coefficient de réflexion est si faible qu'une petite erreur de mesure entraîne une forte erreur sur la détermination de Q . Des techniques de mesure de fort coefficient de qualité ont été mises au point pour ce genre de dispositif [48], mais nous n'avons pas pu les mettre en œuvre ici.

Dans tous les cas, au vu du niveau du coefficient de réflexion mesuré, le coefficient de qualité de cette capacité est au moins supérieur à 100 pour l'ensemble des combinaisons. En effet, on peut s'apercevoir sur la figure III - 16 que le coefficient de réflexion de la dernière combinaison (sensée avoir le plus faible Q) suit bien le bord de l'abaque de Smith, signe que les pertes de la capacité sont très faibles. A 5GHz, ce facteur de qualité est évalué à 350-400, dépendant de la valeur exacte des résistances de contact des commutateurs et des pertes par rayonnement.

I.5 Conclusion

Nous avons présenté la conception d'une capacité digitale 3bits à fort coefficient de qualité. Les résultats obtenus valident la méthode de synthèse de tels dispositifs. Il peut donc être envisageable d'accroître le nombre de bits.

L'utilisation de nos micro-commutateurs à contact ohmique a permis d'obtenir le pas et la plage de variation de capacité souhaités. De plus, la dégradation du facteur de qualité, suite à l'implantation de ces micro-commutateurs a pu être évitée. En effet, les pertes de la capacité ont été maintenues faibles grâce à la limitation de la valeur de la résistance de contact sur les bits les plus sensibles. Les fortes résistances implantées dans le réseau de polarisation ont également permis de prévenir toute fuite de signal.

II Conception d'un résonateur accordable en fréquence

II.1 Introduction

La conception d'un résonateur reconfigurable constitue la première étape permettant la synthèse d'un oscillateur ou d'un filtre accordable en fréquence. L'accord peut être obtenu en modifiant la longueur électrique du résonateur [62]. D'autres méthodes consistent à diminuer localement la vitesse de propagation du signal [60,61] ou encore à charger le résonateur par une impédance variable. Il est possible aussi d'associer plusieurs composants reconfigurables (discrets ou distribués) pour former un élément résonant [16,66].

Quelle que soit la méthode mise en œuvre, il est judicieux d'utiliser des composants reconfigurables à fort coefficient de qualité afin de préserver celui du résonateur. En effet, il est important de concevoir un résonateur présentant un facteur de qualité suffisant: le filtre ou l'oscillateur, intégrant ce résonateur, présentera alors une meilleure sélectivité et de meilleures performances (faibles pertes...).

Les capacités MEMS type varactors ou de simples micro-commutateurs MEMS (ohmiques ou capacitifs) semblent être des composants idéaux pour assurer ces fonctions d'accord. En effet, ils vont présenter des performances et des facteurs de qualité bien meilleurs que des composants semi-conducteurs traditionnels. Ils seront de plus fabriqués directement sur les résonateurs, au cours du même procédé de réalisation.

II.2 Synthèse d'un résonateur reconfigurable

II.2.1 Résonateur à accord digital présentant un fort facteur de qualité

Un large accord en fréquence peut être réalisé à partir de dispositifs reconfigurables présentant un accord important. Ce genre de structures est souvent plus complexe, plus volumineux et nécessite une longue étude mécanique et électromagnétique. Toutefois, nous préférons utiliser des dispositifs simples dont l'intégration et la fabrication seront plus aisées.

L'autre solution consisterait à doter le résonateur d'un accord discret, réalisé par exemple au moyen d'une charge capacitive digitale. En effet, lorsqu'un résonateur est chargé par une capacité, sa fréquence de résonance diminue. Si cette capacité est reconfigurable, le résonateur devient alors accordable en fréquence.

En diminuant la fréquence du résonateur, l'implantation de la charge va nécessairement réduire le facteur de qualité de celui-ci. Par conséquent, il est intéressant d'utiliser un résonateur non chargé qui présentera un fort coefficient de qualité, afin qu'il se maintienne à une valeur raisonnable, une fois chargé.

II.2.1.1 Synthèse d'un résonateur à fort facteur de qualité

Nous allons utiliser un résonateur distribué, basé sur la résonance demi-onde d'une portion de ligne de transmission. Un dispositif résonant constitué d'éléments localisés ou quasi-localisés, semble être moins performant aux fréquences qui nous intéressent.

Cette ligne sera réalisée dans une configuration micro-ruban, sur un mince substrat de quartz présentant de faibles pertes diélectriques. On montre en effet que les dispositifs micro-rubans présentent généralement un plus fort facteur de qualité que des structures coplanaires. De plus, le substrat sera suspendu 150 μ m au-dessus du plan de masse. La technologie des

lignes suspendues (sur membranes diélectriques ou sur substrat très mince) conduit habituellement à des structures plus volumineuses mais plus performantes en terme de pertes. Enfin, le résonateur sera entièrement blindé au moyen de deux cavités micro-usinées, afin de limiter les pertes par rayonnement (cf. figure III - 17).

Nous espérons ainsi, grâce à ce blindage et à la limitation des pertes de substrat, accroître le facteur de qualité de la ligne résonante.

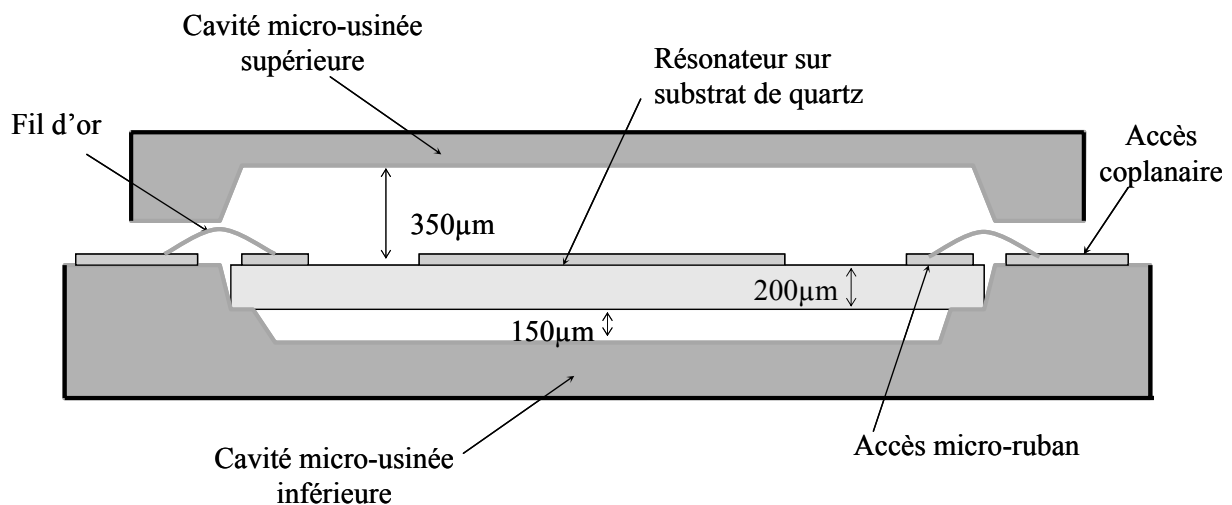


Figure III - 17: Coupe transversale du résonateur blindé.

Le résonateur demi-onde est donc formé d'une ligne de longueur 12.2mm et de largeur 700µm, repliée afin de limiter les dimensions du micro-boîtier (cf. figure III - 18). La largeur de cette ligne a été optimisée afin d'obtenir le meilleur facteur de qualité, sans que les dimensions du résonateur ne soient trop disproportionnées. De plus, le résonateur présente une épaisseur suffisante (3µm) pour limiter les pertes ohmiques sur les conducteurs. Deux accès RF sont placés près de chaque extrémité de la ligne, légèrement découplés afin d'évaluer précisément le coefficient de qualité du résonateur.

Ce résonateur découplé a été réalisé afin de valider sa synthèse et de mesurer son facteur de qualité. Pour cela, les deux cavités (supérieure et inférieure) ont été tout d'abord micro-usinées dans un substrat de silicium par gravure humide. Elles ont été ensuite entièrement métallisées afin de constituer le blindage souhaité. Puis, des accès coplanaires CPW ont été formés en démetallisant localement la surface de la cavité inférieure. Ces accès faciliteront la mesure sous pointes des performances du résonateur.

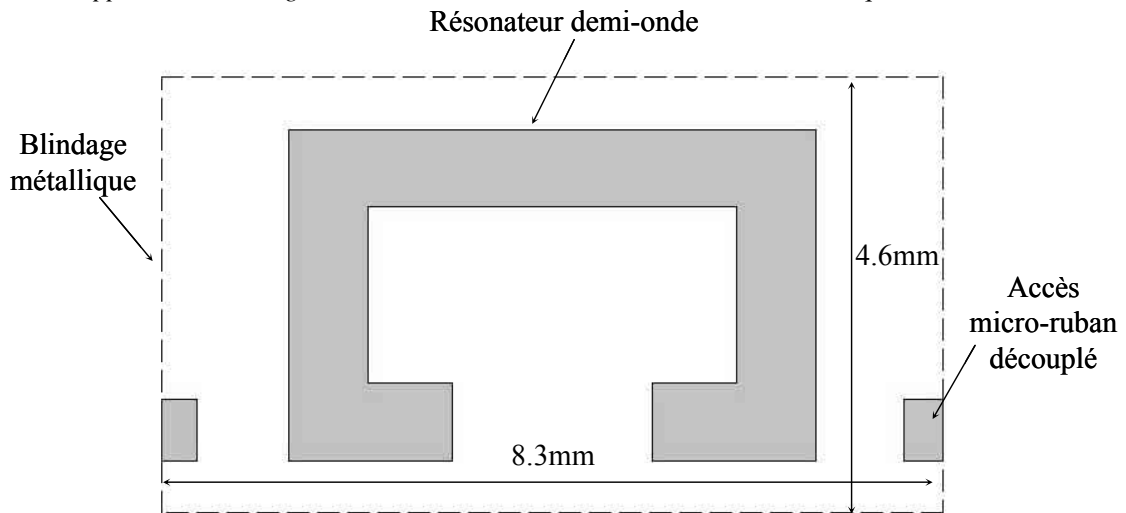


Figure III - 18: Topologie du résonateur blindé.

Une fois le résonateur réalisé, le substrat de quartz est découpé puis collé sur le rebord préalablement formé dans la cavité inférieure (cf. figure III -17). La transition entre l'accès coplanaire (sur le substrat de silicium de la cavité inférieure) et l'accès micro-ruban (sur le substrat de quartz) est réalisée par des fils d'or soudés par thermocompression (cf. figure III - 20). La cavité supérieure est ensuite reportée et collée sur l'autre cavité, blindant ainsi toute la structure, sauf au niveau des deux transitions. A cet endroit, un tunnel a été formé au travers de la cavité, afin de ne pas court-circuiter l'accès coplanaire.

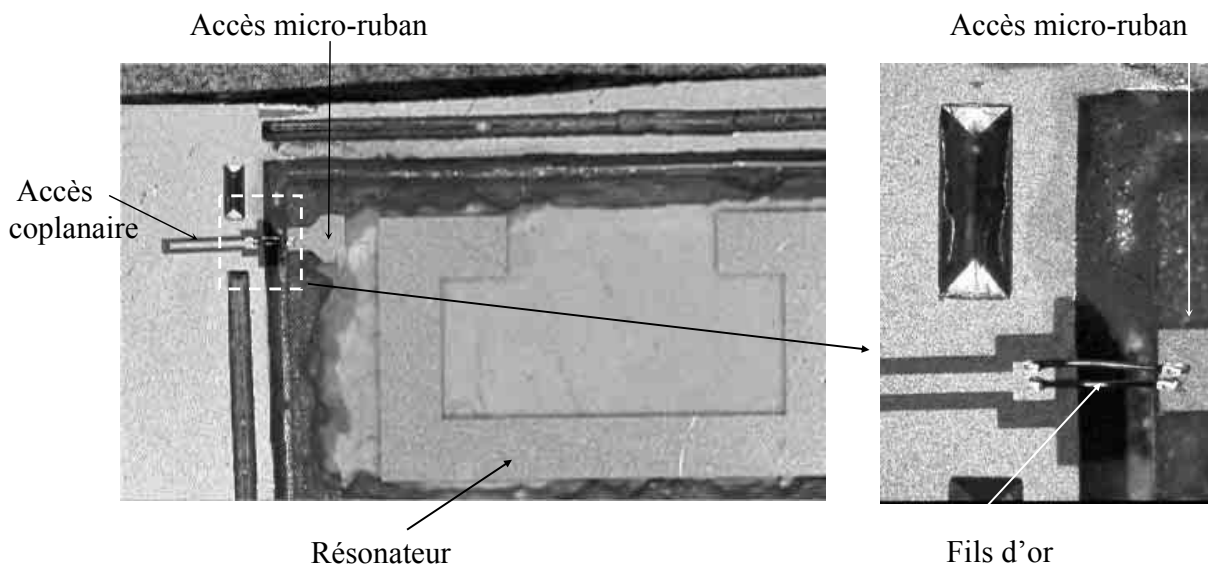


Figure III - 19: Transition coplanaire vers micro-ruban entre les deux substrats.

Les mesures ont confirmé les résultats des simulations menées avec *Momentum* d'Agilent (cf. figure III - 21). Ainsi, nous avons mesuré un facteur de qualité à vide de 202 à 9.7GHz (1^{er} mode de résonance du résonateur) contre 180 en simulation. A 19.9GHz (2nd mode de résonance), le résonateur exhibe un coefficient de qualité de 274 (260 en simulation) et 364 à 28.5 GHz. On peut remarquer que le premier mode de résonance de boîtier apparaît à 34.4GHz (pic n°4). La légère différence de valeurs des fréquences de résonance, mesurées et simulées, s'explique ici par l'épaisseur réelle du substrat de quartz et le fait que les cavités micro-usinées n'ont pas exactement la même forme que le blindage utilisé par le simulateur électromagnétique (forme rectangulaire parfaite).

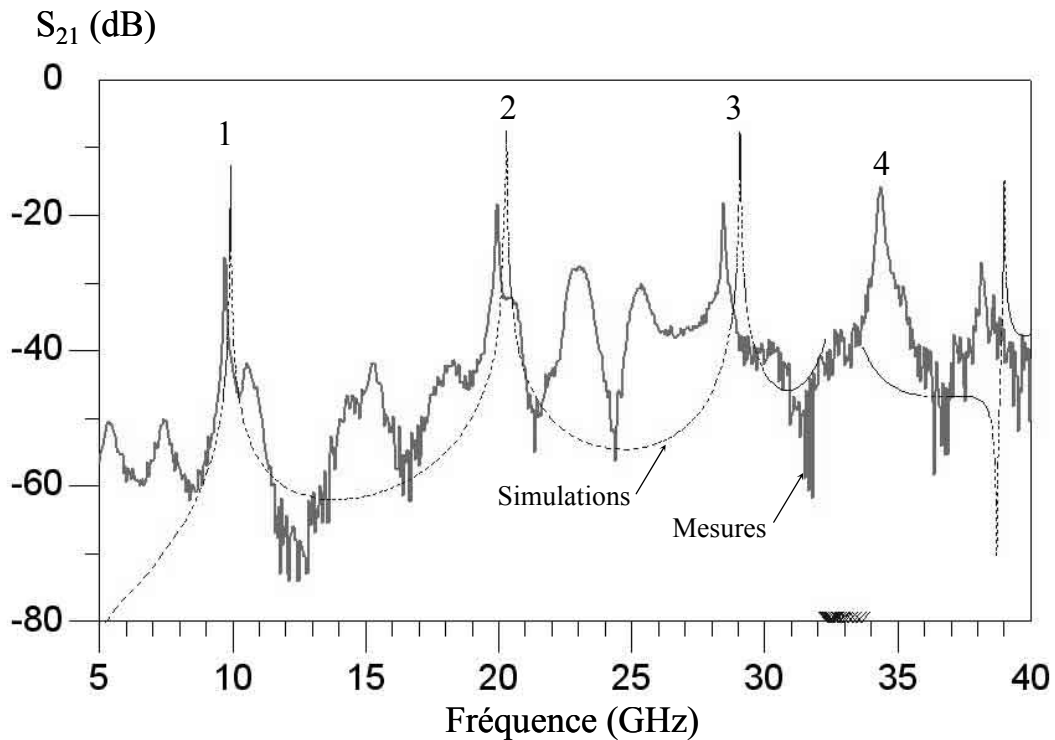


Figure III - 20: Transmission mesurée et simulée du résonateur découplé.

Les résultats obtenus nous permettent de valider la topologie de ce résonateur, que nous allons rendre accordable au moyen d'une charge capacitive. Il était important à nos yeux d'utiliser un dispositif de base présentant les meilleures performances possibles.

II.2.1.2 Comment rendre ce résonateur reconfigurable tout en préservant son facteur de qualité ?

Pour donner de l'accord au résonateur blindé, nous allons utiliser une charge capacitive digitale: en effet, la variation de la valeur de cette capacité va permettre de diminuer la fréquence de résonance. L'utilisation d'un dispositif capacitif reconfigurable permettra d'accorder cette fréquence de résonance. Afin de faciliter l'intégration de cet élément, la forme de ce résonateur va légèrement évoluer.

En effet, nous avons choisi d'utiliser une ligne résonante en forme de "S" (cf. figure III -22), qui sera plus appropriée à l'intégration de bits assez volumineux à chaque extrémité du résonateur.

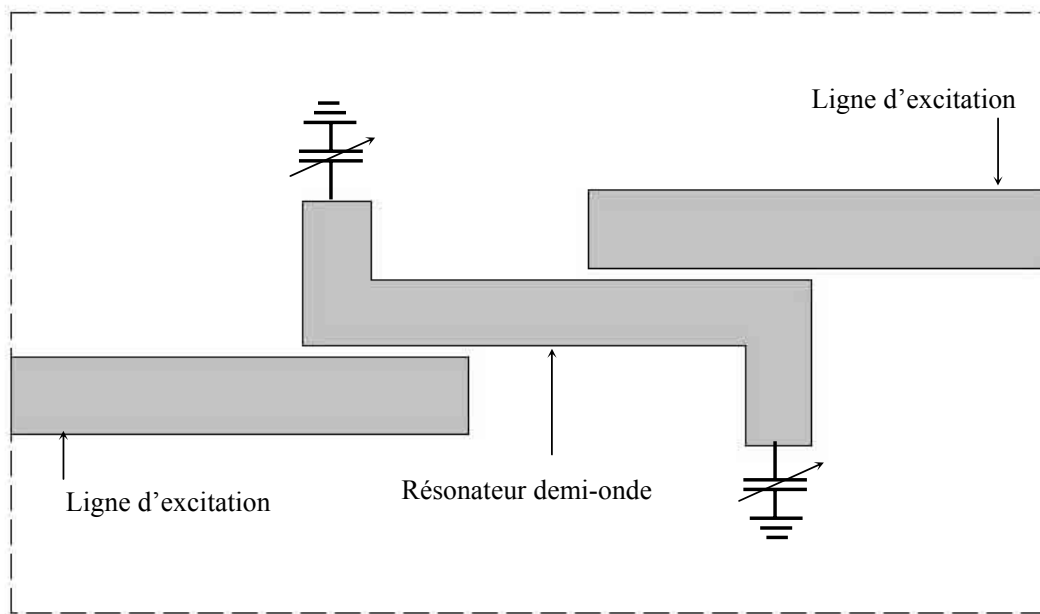


Figure III - 21: Topologie du résonateur reconfigurable.

De plus, la longueur de la ligne a été réduite afin que le résonateur une fois chargé opère dans une bande de fréquence comprise entre 10 et 17GHz. En effet, elle présente désormais une longueur de 6.2mm et son premier mode de résonance apparaît à 18GHz. La largeur de la ligne a également été réduite (600 μ m). Ainsi, en augmentant son impédance, le résonateur devient plus sensible à l'effet de la charge capacitive et l'accord en fréquence

s'accroît. Les simulations électromagnétiques montrent que son facteur de qualité est maintenu à 226.

La charge capacitive que nous avons implémentée sur le résonateur est similaire à celle développée précédemment sur silicium (cf. §I.3.2). A partir de la même méthode de synthèse, nous souhaitons réaliser une capacité digitale à trois bits qui évoluerait linéairement de 70 à 560fF par pas de 70fF. Il faudra donc dimensionner les 3 bits de cette charge, de façon à ce qu'ils présentent respectivement une capacité à la masse de 80fF, 160fF et 320fF. Les fonctions de commutation seront également assurées par nos micro-commutateurs ohmiques. Chaque bit sera muni d'une association parallèle de commutateurs qui devront présenter respectivement une capacité à l'état bloqué de 12fF, 23fF et 46fF.

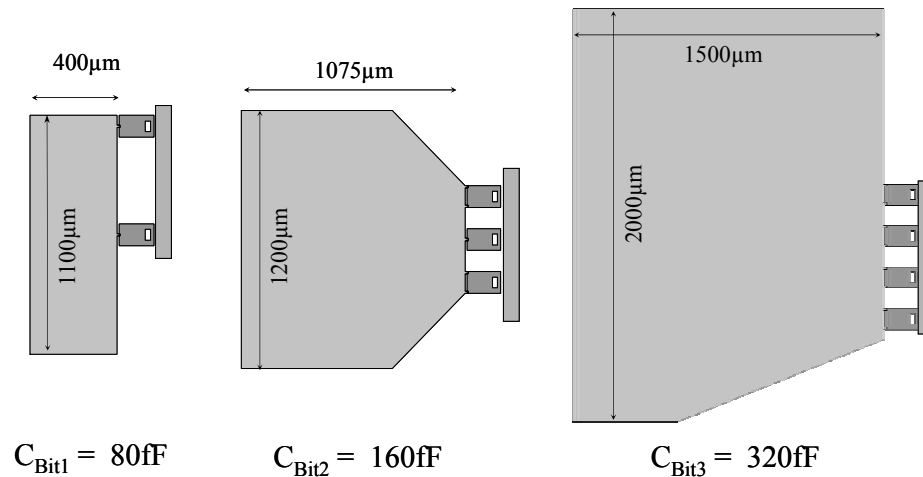


Figure III - 22: Les trois bits de la charge capacitive digitale.

La figure III - 23 présente la géométrie des trois bits du résonateur. Les dimensions de ces portions de lignes micro-ruban ont été optimisées à l'aide du simulateur électromagnétique *Momentum* d'Agilent. De la même façon, le dimensionnement des doigts de contact de chaque micro-commutateur a été étudié pour obtenir les performances souhaitées.

On peut remarquer que pour le premier bit, une configuration parallèle de deux commutateurs à un seul doigt de contact a été préférée à un seul commutateur présentant deux doigts de contact. En effet, la densité de courant sur les bords des conducteurs sera ainsi

mieux répartie. Ceci devrait éviter une dissipation plus importante lors du passage du signal du résonateur vers le bit, et donc préserver le facteur de qualité du résonateur lorsque ce bit sera activé.

Le second bit sera, quant à lui, muni de deux commutateurs à deux doigts de contact et d'un autre à un seul doigt, afin de former à l'état bloqué la capacité de 23fF souhaitée. Enfin, quatre micro-commutateurs présentant deux doigts de contact chacun seront associés au dernier bit.

La charge capacitive est distribuée sur le résonateur afin de le perturber le moins possible. Pour contrôler les couplages d'entrée-sortie, les deux premiers bits seront disposés auprès de la première extrémité de la ligne résonante. Le troisième sera placé sur l'autre extrémité (cf. figure III - 24).

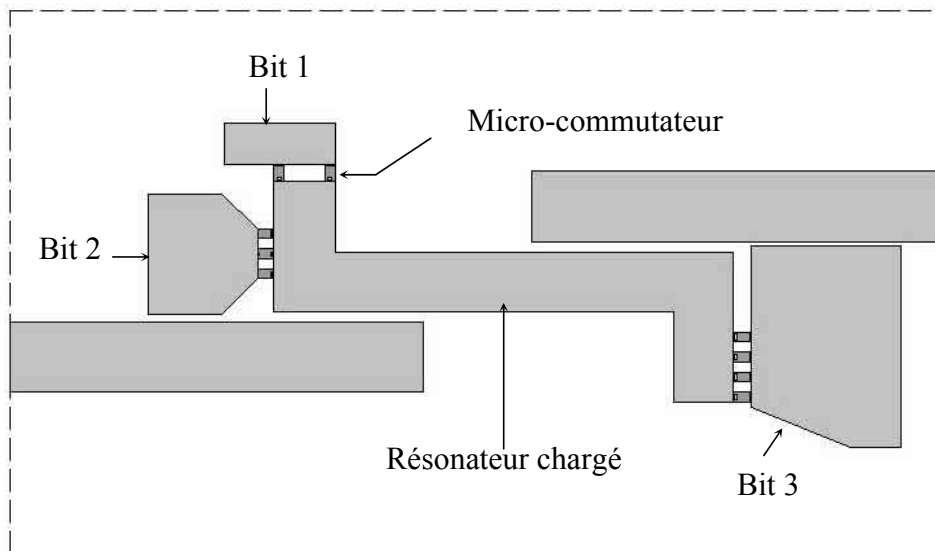


Figure III - 23: Topologie du résonateur digital à trois bits.

En effet, on montre que le premier bit influe relativement peu sur ces couplages. Il peut alors être placé à l'extrémité supérieure du résonateur. Les deux autres bits sont beaucoup plus influents lorsqu'ils sont activés. Le couplage d'entrée-sortie nécessitera par conséquent d'être réajusté. Ces deux bits sont donc disposés de façon à augmenter ce couplage par proximité avec les lignes d'excitation du résonateur (cf. figure III - 24). La distance les séparant de ces lignes est optimisée afin de maintenir un couplage suffisant sur l'ensemble des combinaisons.

Les simulations électromagnétiques prédisent que le résonateur ainsi formé présentera un accord discret de 6.2GHz entre 16.4 et 10.2GHz. Ces performances représentent une agilité en fréquence de 47% autour de 13.3GHz (cf. figure III - 25). Les différentes fréquences de résonances sont résumées dans le tableau III - 3.

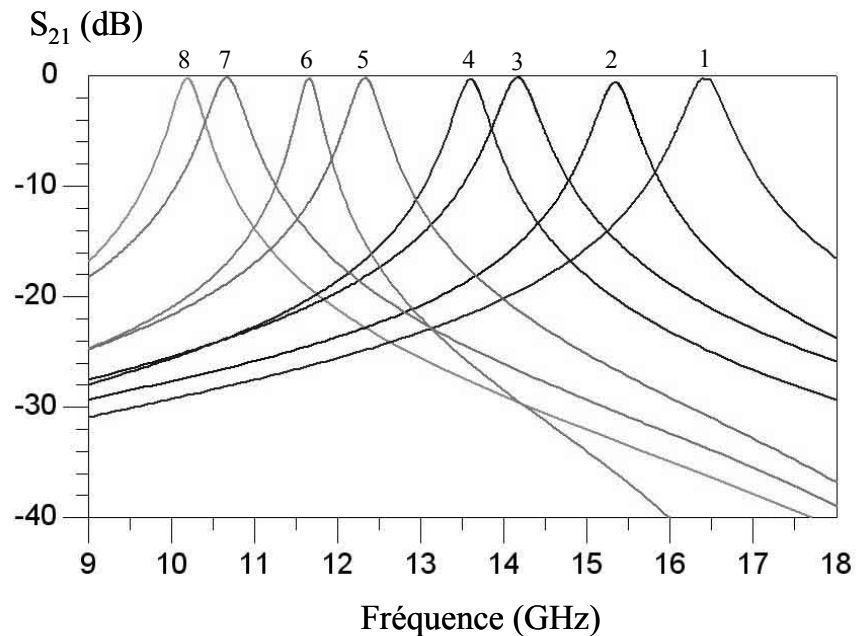


Figure III - 24: Accord en fréquence présenté par le résonateur (simulations sans pertes).

Combinaisons	Bits activés	Fréquence	Facteur de qualité
1	Aucun	16.4GHz	161
2	Bit 1	15.3GHz	140
3	Bit 2	14.1GHz	143
4	Bit 1 & 2	13.6GHz	138
5	Bit 3	12.3GHz	126
6	Bit 1 & 3	11.7GHz	116
7	Bit 2 & 3	10.7GHz	117
8	Tous	10.2GHz	113

Tableau III - 3: Récapitulatif des performances simulées du résonateur (avec le réseau de polarisation).

L'évolution de ces fréquences de résonance dépend de la valeur de la capacité de charge mais également de la position des différents bits sur le résonateur. En effet, la symétrie

du résonateur est fortement perturbée lorsqu'une forte charge capacitive est appliquée uniquement à une extrémité de la ligne demi-onde. Si cette capacité était équitablement répartie aux deux extrémités, la variation de fréquence serait plus élevée.

L'implantation du réseau de polarisation reste un point délicat. En effet, notre micro-commutateur nécessite trois lignes de polarisation. La première est reliée à l'électrode d'actionnement afin d'y apporter la tension nécessaire. La seconde est connectée au cantilever afin d'imposer un potentiel nul, créant ainsi une différence de potentiel entre la micro-poutre et son électrode d'actionnement. Et enfin la dernière est associée aux doigts de contact, afin d'y imposer également un potentiel nul, prévenant ainsi toute différence de potentiel entre le cantilever et les doigts de contact. Lorsque le cantilever est actionné, un potentiel créé entre ces deux parties du commutateur peut générer un courant au travers des points de contact qui risque de souder le cantilever aux doigts.

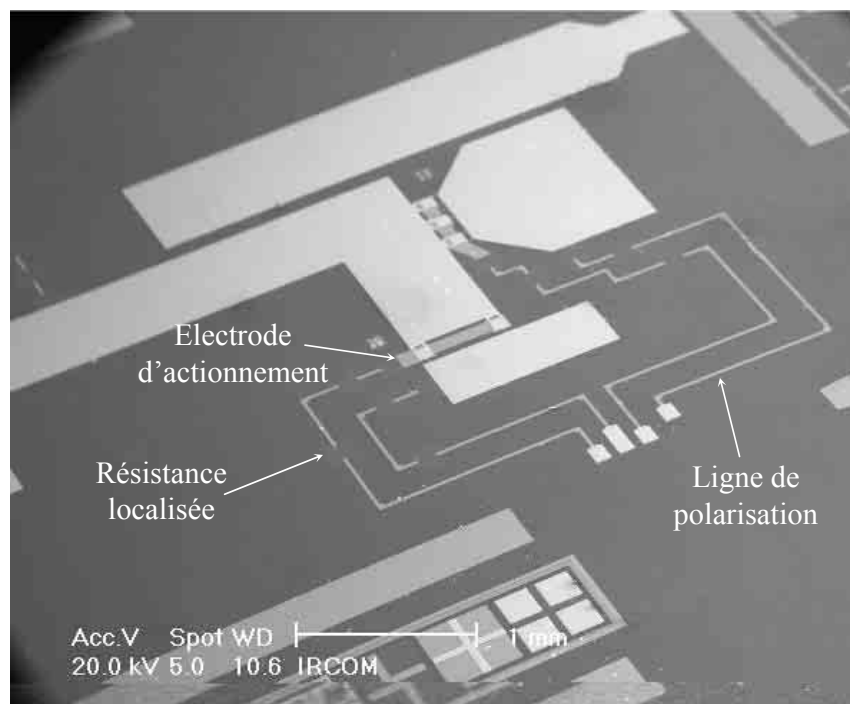


Figure III - 25: Les deux premiers bits et leur réseau de polarisation.

Par conséquent, les trois séries de commutateurs du résonateur nécessiteraient neuf lignes de polarisation. En réalité, les cantilevers étant tous ancrés sur la ligne demi-onde, uniquement sept lignes seront nécessaires. Il y aura donc trois lignes de polarisation pour

chaque électrode d'actionnement, trois pour chaque bit (doigts de contact des commutateurs) et une pour la ligne résonante. (cf. figure III - 26 et figure III - 27)

L'utilisation de fortes résistances apparaît ici indispensable pour éviter toute fuite de signal hyperfréquence dans ce réseau. En effet, il est nécessaire de découpler l'actionnement des micro-commutateurs du dispositif hyperfréquence, afin de préserver les performances du résonateur.

La valeur à donner à ces résistances est aussi très importante. Il s'agit de présenter un quasi-circuit ouvert au signal hyperfréquence dès le début des lignes de polarisation. Pour cela il faut utiliser des résistances localisées de très forte valeur. Si cette valeur est trop faible, une partie du signal se dissipera dans les résistances, augmentant ainsi le niveau de pertes du résonateur et dégradant son facteur de qualité.

Le positionnement de ces résistances a été optimisé pour limiter les couplages entre les lignes de polarisation et le résonateur. De plus, nous avons placé plusieurs résistances espacées sur une même ligne afin d'éviter les modes de résonance qui pourraient s'établir sur ce réseau. (cf. figure III -28). Ces résistances sont réalisées à partir d'un film très résistif de carbone dopé (100-500k Ω), déposé par ablation laser [105].

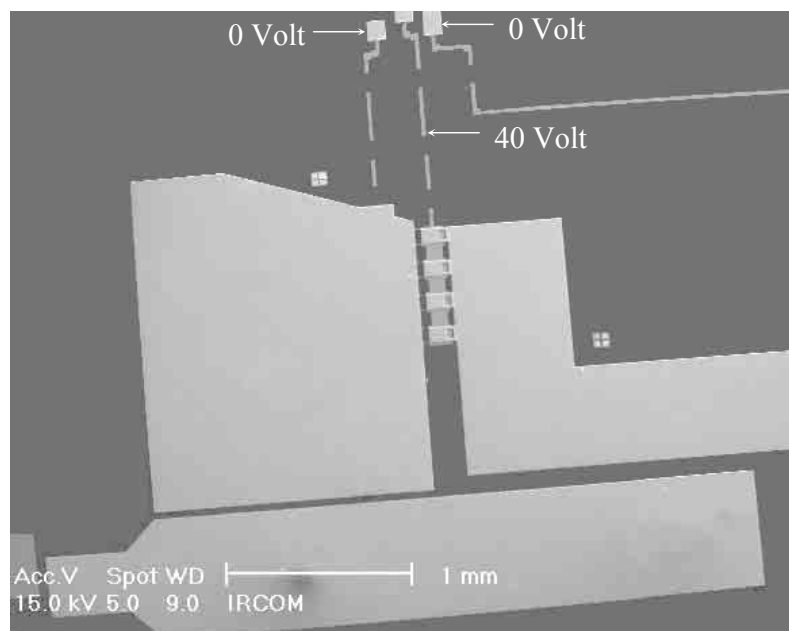


Figure III - 26: Le troisième bit et son réseau de polarisation.

Le tableau III - 3 présente les facteurs de qualité calculés par *Momentum* pour chacune des combinaisons. Ces calculs prennent en compte des pertes de résistance de contact des micro-commutateurs ainsi que l'effet du réseau de polarisation incluant nos résistances. Le coefficient de qualité du résonateur évolue de 226, lorsqu'il est non chargé, à 161 lorsqu'il est chargé avec tous ses bits inactivés, jusqu'à finalement 113 pour la valeur de charge capacitive maximale.

Comme nous l'avons prévu, l'implantation de la charge capacitive dégrade le coefficient de qualité de la ligne résonante. Ainsi afin de concevoir un résonateur reconfigurable avec un fort coefficient de qualité, il est nécessaire d'utiliser un résonateur non chargé présentant un facteur de qualité le plus élevé possible. Nous pouvons remarquer que les efforts pour préserver le facteur de qualité de la structure ont été efficaces. En effet, la dégradation de ce facteur reste relativement faible pour chaque combinaison. Grâce à la disposition en parallèle des commutateurs, et à l'implantation des fortes résistances dans le réseau de polarisation, les pertes du résonateur ont été fortement limitées. Les simulations montrent que pour la dernière combinaison (la plus sensible), le facteur de qualité du résonateur s'effondrerait en dessous de 40 si les résistances de polarisation n'étaient que d'un kilo-Ohm; alors que sans réseau de polarisation, le résonateur présenterait un facteur de qualité de 116.

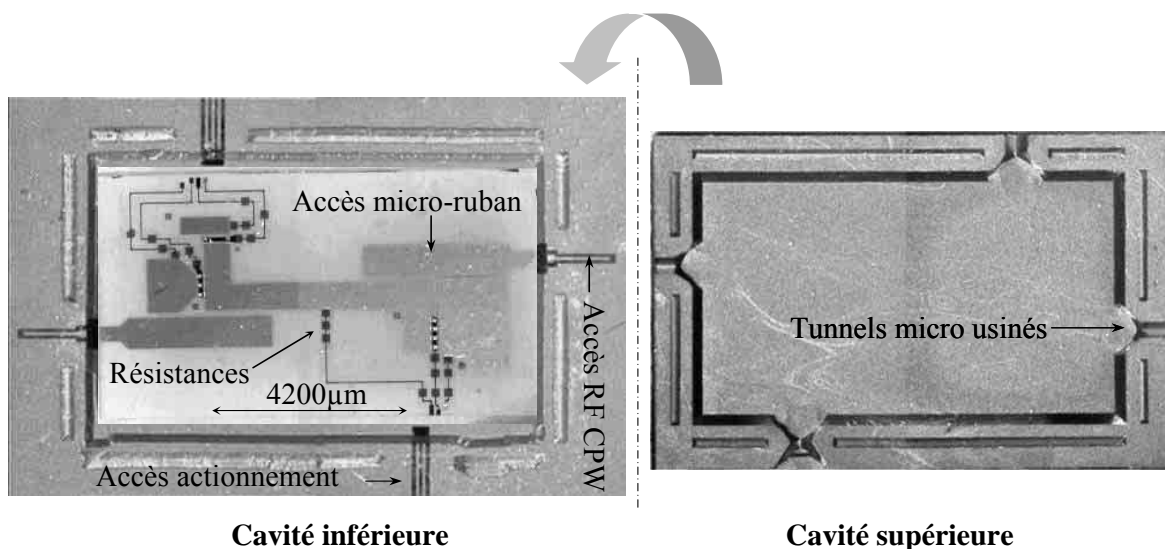


Figure III - 27: Vue d'ensemble du résonateur digital disposé dans ses cavités micro-usinées (la connectique entre les accès du résonateur et sa cavité inférieure est réalisée au moyen de fils d'or soudés par thermocompression).

II.3 Conclusion

Nous avons développé une topologie de résonateur planaire accordable en fréquence à fort coefficient de qualité. Pour cela, le résonateur est placé sur un mince substrat de quartz présentant une faible permittivité et de faibles pertes, suspendu dans un boîtier métallique blindant l'ensemble de la structure. Grâce à l'intégration d'une charge capacitive digitale, le résonateur est pourvu d'un accord discret sur une large plage de fréquence (47% autour de 13.3GHz). L'objectif principal de cette étude, était de déterminer comment maintenir le coefficient de qualité du résonateur à une valeur élevée, malgré le changement de sa fréquence de fonctionnement. Nous avons montré qu'il fallait prêter une attention particulière aux charges capacitives (à leur facteur de qualité propre) ainsi qu'à leur disposition sur ce résonateur. De plus, il est également nécessaire de limiter les fuites de signal dans le réseau de polarisation.

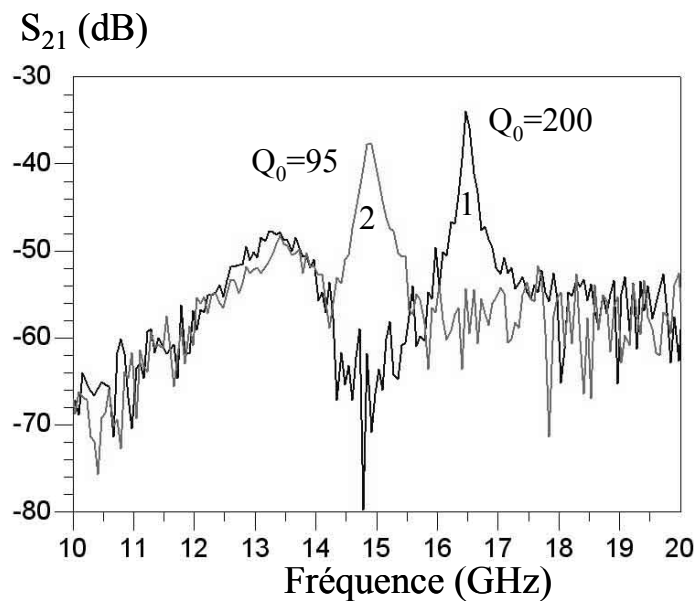


Figure III - 28: Facteur de qualité mesuré pour les 2 premières combinaisons du résonateur.

Les résultats obtenus en simulation sont très intéressants; ils valident la démarche que nous avons suivie pour préserver les performances du résonateur, tout en le dotant d'un accord en fréquence important. La réalisation d'un démonstrateur est en cours. Un premier résonateur blindé a tout d'abord été fabriqué selon le même procédé qu'au paragraphe II.2.1.1. Ce résonateur a été réalisé découplé afin d'observer l'évolution du facteur de qualité lors de

l'activation des différents bits. Cependant lors du report de la cavité supérieure (cf. figure III - 28), certains fils d'or, utilisés pour transmettre au travers la cavité supérieure la polarisation nécessaire aux bits du résonateur, ont été accidentellement court-circuités. Par conséquent nous n'avons pu observer que deux premières configurations du résonateur. L'accord en fréquence entre ces deux configurations est similaire à celui attendu, et le coefficient de qualité à l'état non chargé (1) est légèrement plus élevé que prévu (200 contre 160) que nous attribuons à des pertes plus faibles que celles considérées en simulation. Par contre la seconde configuration (lorsque le premier bit est activé) présente un facteur de qualité assez dégradé que nous attribuons à des résistances de contact des commutateurs plus élevées que prévu (liées à notre avis à des résidus de la couche sacrificielle non totalement supprimée lors de la libération des commutateurs). D'autres réalisations sont en cours et nous espérons pouvoir valider cette topologie très rapidement.

Néanmoins nous avons poursuivi cette démarche de conception pour la synthèse de filtres basés sur cette topologie de résonateur. Les performances mesurées de ces filtres ainsi que des résonateurs élémentaires, sont présentées dans le chapitre suivant.

III Conception de filtres commutables en fréquence

Dans le cadre d'une collaboration avec l'université de Georgia Tech (Georgia Institute of Technology Atlanta USA), nous avons réalisé la synthèse et la fabrication de filtres commutables en fréquence. Ces filtres utilisent des résonateurs couplés similaires à celui présenté précédemment. Cependant, ils ne comporteront que deux bits et ne seront pas blindés. L'objectif de cette étude est de valider l'utilisation de ce type de résonateur pour la réalisation de filtres deux pôles à accord digital. Le prototype de filtrage devra de plus être conservé lors du changement de fréquence de fonctionnement.

III.1 Synthèse d'un filtre deux pôles reconfigurable en fréquence

Nous allons dans un premier temps étudier la topologie d'un filtre passe bande reconfigurable qui opère avec des fréquences de fonctionnement à 12, 13, 14 et 15GHz. Les quatre états de ce filtre nécessitent la mise en place de deux charges capacitives commutables (2 bits). Il faudra étudier l'effet de ces charges et de leur position sur les couplages (d'entrée-sortie et inter-résonateur) du filtre, afin de conserver pour chaque fréquence de fonctionnement les performances du filtre (bande relative et niveau de pertes dans la bande passante).

III.1.1 Etude des couplages des quatre configurations

La réponse d'un filtre deux pôles va dépendre de l'intensité du couplage entre chaque résonateur (couplage inter-résonateur) qui peut être modélisée par un coefficient de couplage k . Cette réponse est également liée aux couplages entre les lignes d'excitation et chacun des

résonateurs (couplage d'entrée-sortie). L'interaction entre ces lignes et les résonateurs est généralement modélisée par un coefficient de qualité externe Q_e (inversement proportionnel au couplage d'entrée-sortie).

La valeur de ces deux types de couplage est fixée par la géométrie des deux résonateurs et par leur position. Dans le cas de résonateurs couplés par proximité, ces couplages sont davantage dominés par le champ électrique. Par conséquent, lors du changement de fréquence de fonctionnement, si les différents couplages évoluent incorrectement, la réponse du filtre et ses performances seront dégradées (cf. figure III - 29).

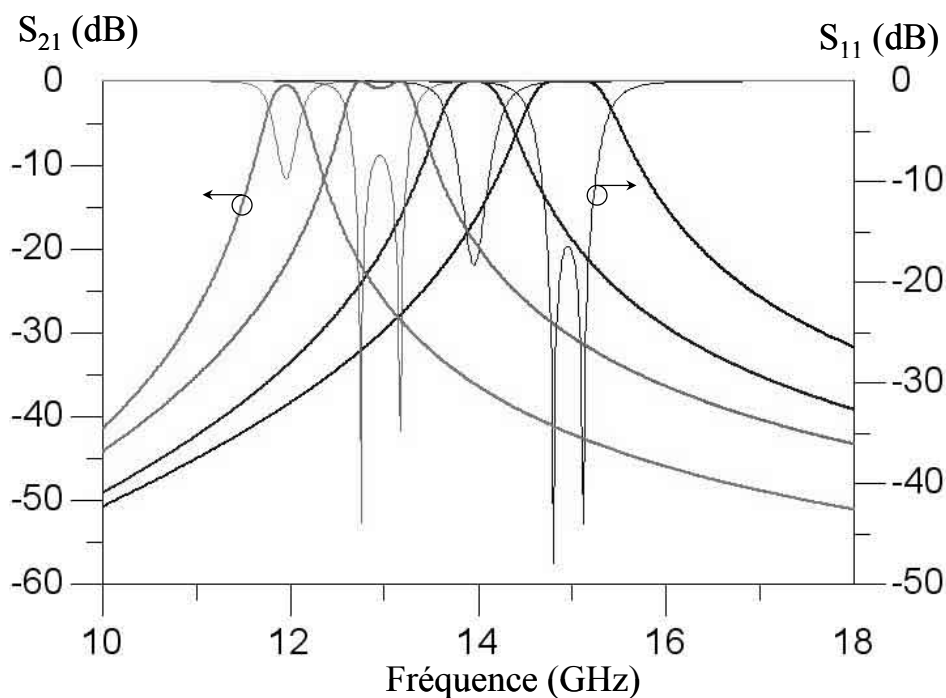


Figure III - 29: Exemple des quatre états d'un filtre reconfigurable où les couplages ne sont pas maîtrisés.

Afin de conserver les performances du filtre lors du changement de fréquence, nous nous sommes aidés de schémas équivalents en éléments localisés, utilisés lors de la synthèse de filtre. En effet, il est nécessaire de comprendre comment doivent évoluer ces couplages pour maintenir le prototype de filtrage.

La figure III - 30 représente la topologie d'un filtre deux pôles série. Chacun des résonateurs y est modélisé par l'association série d'une résistance de perte R , d'une capacité C

et d'une inductance L . Cette capacité et cette inductance fixent la fréquence f_0 de résonance du résonateur telle que:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} \quad (\text{III - 10})$$

Où la valeur de la capacité C est modifiée pour simuler le changement de fréquence des résonateurs lorsque leurs bits sont commutés.

Ces deux résonateurs sont couplés entre eux par une mutuelle inductance M , et les couplages d'entrée-sortie sont modélisés par deux transformateurs de rapport N .

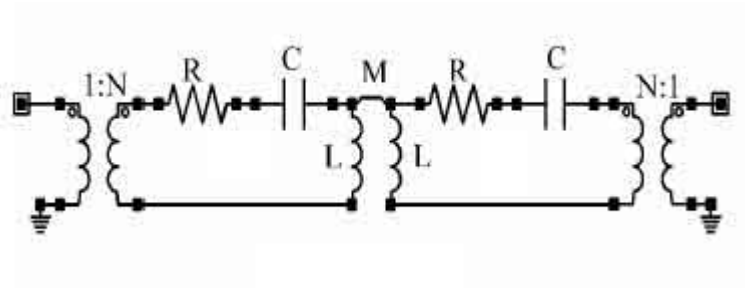


Figure III - 30: Modélisation d'un filtre deux pôles par des éléments localisés.

Les paramètres N et M vont dépendre des coefficients de qualité externes, d'entrée-sortie ainsi que du coefficient de couplage inter-résonateur.

$$N = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot Z_0 \cdot C \cdot Q_e} \quad \text{et} \quad M = k.L \quad (\text{III - 11})$$

Où f_0 est la fréquence de résonance des résonateurs et Z_0 l'impédance de charge des lignes d'excitation.

Ainsi, à partir de cette modélisation, on peut s'apercevoir que le prototype du filtre peut être conservé à condition que le produit $k \times Q_e$ soit maintenu constant pour les quatre fréquences de fonctionnement (cf. figure III - 31). Les couplages d'entrée-sortie doivent par conséquent évoluer de façon inversement proportionnelle au couplage inter-résonateur.

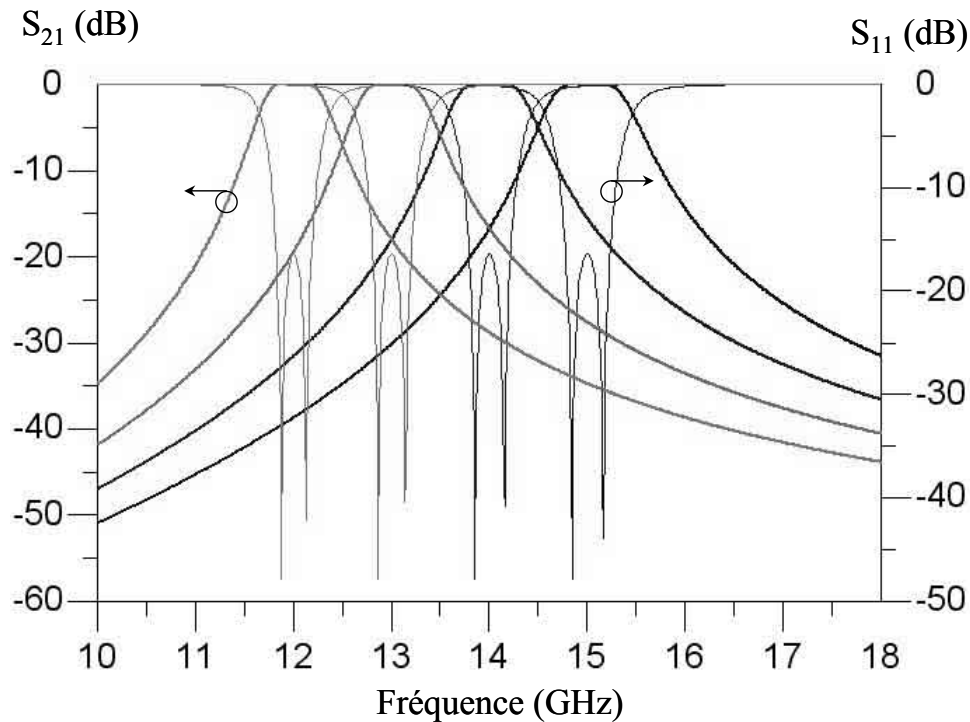


Figure III - 31: Exemple des quatre états d'un filtre reconfigurable où les couplages sont maîtrisés.

Par conséquent, pour concevoir ce filtre il est nécessaire d'utiliser une topologie de résonateur qui permet facilement de contrôler ces couplages. De plus, le positionnement des différents bits sur les résonateurs doit être rigoureusement étudié afin de maîtriser leurs influences sur les couplages des deux résonateurs.

III.1.2 Conception et optimisation électromagnétique du filtre digital

Nous avons choisi de conserver un résonateur en forme de " S ", mieux appropriée à l'intégration de charges capacitives à chaque extrémité (cf. figure III - 32). Les deux résonateurs sont formés à partir d'une ligne demi-onde micro-ruban de dimensions $3400 \times 400 \mu\text{m}^2$, réalisée sur un substrat de silicium.

Ces deux résonateurs sont couplés entre eux par proximité (couplage essentiellement capacitif). Ils sont excités également par proximité par deux lignes micro-rubans adaptées sur

50Ω. La forme de ces lignes et leur disposition par rapport aux résonateurs, permettent d'ajuster le couplage d'entrée-sortie lorsque les charges capacitatives sont activées.

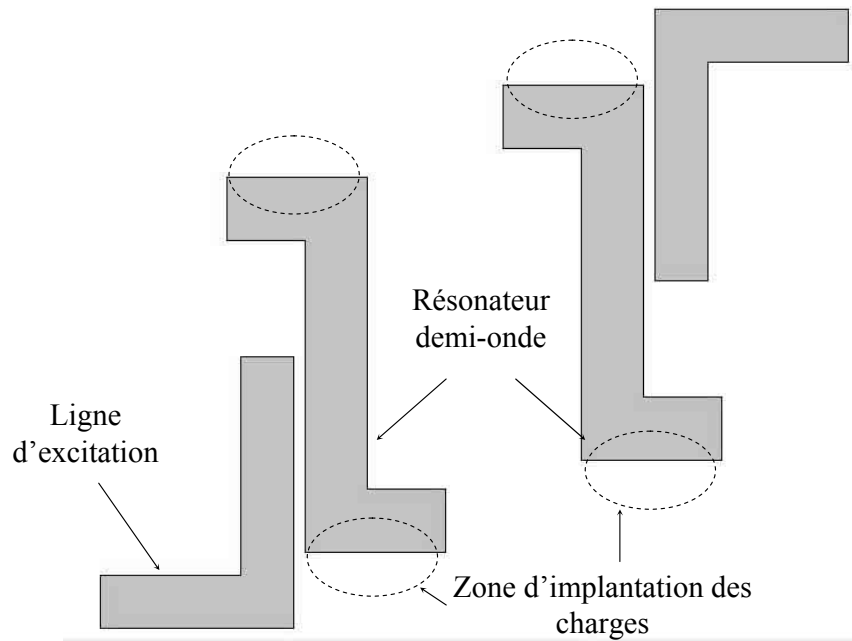


Figure III - 32: Topologie du filtre deux pôles.

Dans cette configuration, l'agencement des résonateurs et des lignes d'excitation permet de conserver une certaine souplesse pour intégrer les quatre charges capacitatives. De plus, cette configuration reste symétrique, évitant ainsi des couplages indésirables.

Avant de définir comment mettre en place les différentes charges de ce filtre, nous allons former et dimensionner ses bits afin que les quatre fréquences de fonctionnement souhaitées soient obtenues. Il faut également limiter les pertes de ces charges capacitatives afin qu'elles ne dégradent pas le facteur de qualité des résonateurs. En effet, il est important de préserver ce facteur de qualité afin de converser un faible niveau de pertes dans la bande passante du filtre, pour chaque combinaison.

Comme pour le résonateur présenté au paragraphe II.2.1.2, les deux charges capacitatives sont réalisées à partir de portions de ligne micro-ruban de longueur petite devant la longueur d'onde (à la fréquence de travail). Cette restriction sur la longueur permet de limiter la valeur de l'inductance de cet élément. Une combinaison de plusieurs micro-

commutateurs à contact ohmique (disposés en parallèle) est associée à chacun des bits (cf. figure III - 33). Cette configuration parallèle permet de réduire les pertes de ces deux charges, en limitant la résistance de contact globale des commutateurs et en assurant une meilleure transition entre le résonateur et les bits.

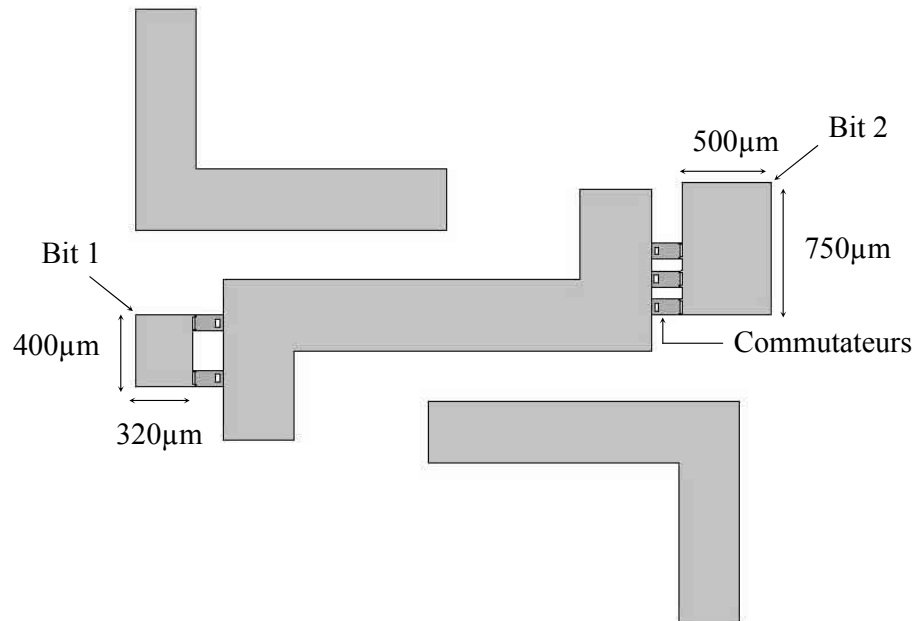


Figure III - 33: Charges capacitives implémentées sur le résonateur.

Les dimensions de chaque bit ont été optimisées par simulations électromagnétiques (logiciel *Momentum* d'Agilent) pour donner au résonateur l'accord en fréquence souhaité (cf. figure III - 34 et tableau III - 4). L'évolution de la capacité de charge pour les différentes combinaisons est présentée dans le tableau III - 5 (dans ce cas, nous n'avons pas recherché une évolution linéaire). Un accord de 1GHz pour chaque combinaison a été atteint en simulation, sans que le facteur de qualité du résonateur en soit fortement dégradé. En effet, le résonateur non chargé présentait un coefficient de qualité de 115.

Combinaisons	Bits activés	Fréquence	Facteur de qualité
1	Aucun	15.16GHz	103
2	Bit 1	14.13GHz	100
3	Bit 2	13.16GHz	99
4	Bit 1 & 2	12.28GHz	96

Tableau III - 4: Performances simulées du résonateur digital (sans réseau de polarisation).

Ces performances peuvent s'expliquer par les très faibles pertes des capacités venant charger le résonateur (faibles résistances de contact des commutateurs et métallisations épaisses et larges). Le facteur de qualité de ces charges dépend de ces pertes mais aussi de la valeur de la capacité ainsi que de la fréquence de fonctionnement (cf. équation III - 8). Lorsque les différents bits sont commutés, la valeur capacitive de la charge globale augmente, mais la fréquence de résonance du résonateur diminue. Ainsi, le coefficient de qualité de la charge totale ne s'effondre pas lorsque les différents bits sont activés. Par conséquent, grâce à leur fort facteur de qualité, les deux bits vont relativement peu perturber les performances du résonateur.

Combinaisons	Fréquence	Charge du Bit1	Charge du Bit2	Charge totale
1	15.16GHz	52fF	60fF	112fF
2	14.13GHz	142fF	60fF	202fF
3	13.16GHz	52fF	295fF	347fF
4	12.28GHz	138fF	286fF	424fF

Tableau III - 5: Calculs des valeurs des charges capacitatives appliquées au résonateur.

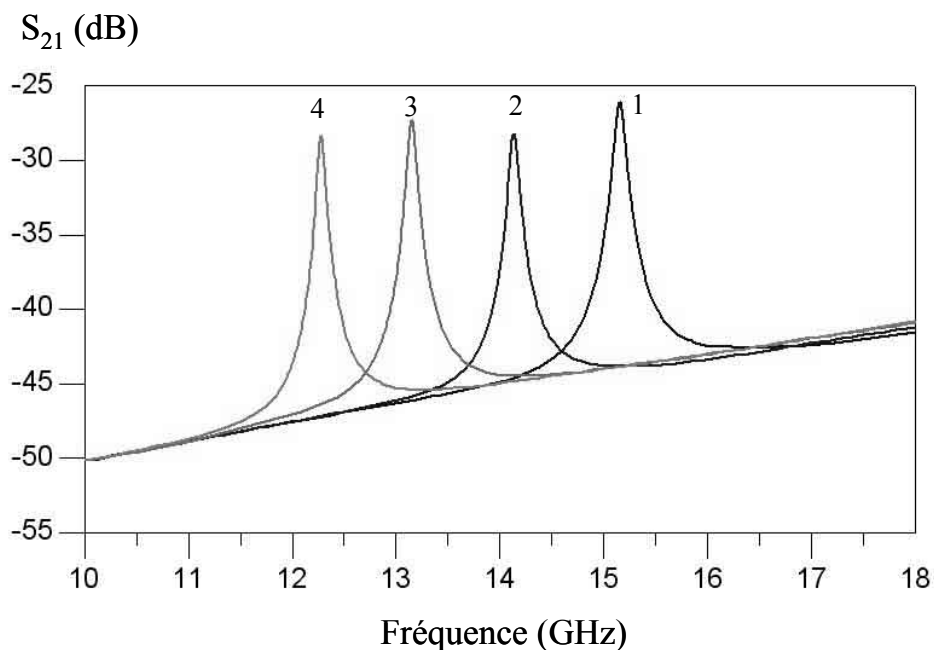


Figure III - 34: Performances simulées du résonateur digital découplé.

A partir de la topologie présentée sur la figure III - 32, les charges capacitatives sont disposées sur chaque résonateur, tout en conservant la symétrie du filtre (cf. figure III - 35). Le bit de poids faible (faible encombrement) est placé sur la ligne demi-onde près des lignes d'excitation. Cette proximité permet d'ajuster le couplage d'entrée-sortie lorsque ce bit est activé. L'autre bit est placé à l'autre extrémité du résonateur, permettant ainsi d'ajuster le couplage inter-résonateur.

Le positionnement de ces charges capacitatives est optimisé afin que le filtre conserve son prototype de filtrage pour chaque fréquence de fonctionnement (maintien du produit $Q_e \times k$ constant). Les différents couplages du filtre s'avèrent plus faciles à contrôler si les charges ne sont pas placées trop près des extrémités de chaque résonateur. En effet placés au bout de la ligne demi-onde, les bits vont agir comme une portion de ligne venant prolonger le résonateur, et non comme une réelle charge capacitive.

Le réglage optimal est obtenu avec la topologie présentée sur la figure III - 35. Le premier bit est placé très proche des lignes d'excitation, compensant ainsi la diminution du couplage inter-résonateur lorsqu'il sera activé. Le second est positionné de façon à augmenter le couplage k afin de contrebalancer la diminution du facteur de qualité externe Q_e lorsque ce bit sera activé.

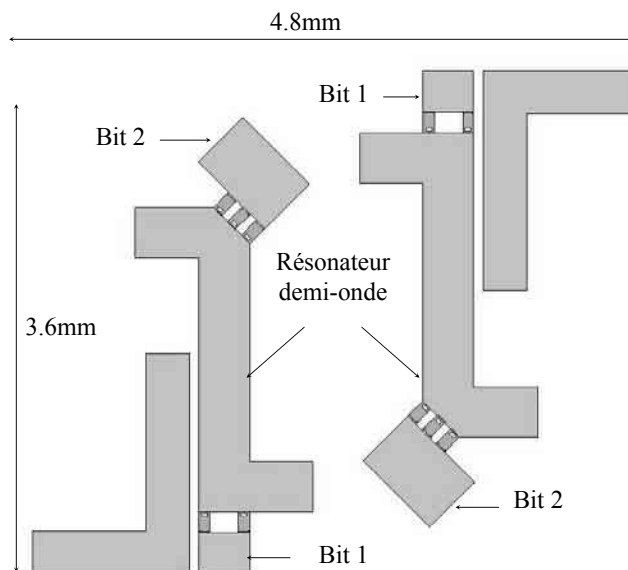


Figure III - 35: Topologie du filtre digital.

Les performances du filtre simulées avec *Momentum* sont présentées sur la figure III - 36. On peut noter que l'accord en fréquence souhaité est quasiment obtenu (2.76GHz). De plus, le prototype de filtrage est bien maintenu d'une combinaison à l'autre. Comme le montre le tableau III - 6, la bande relative est conservée pour chaque combinaison et les pertes dans la bande passante restent relativement constantes. Ces pertes ne tiennent pas compte de l'effet du réseau de polarisation des micro-commutateurs. Ce faible niveau de pertes est lié au fort facteur de qualité des résonateurs qu'il faudra préserver lors de l'implantation de ces lignes de polarisation (cf. figure III - 37).

Combinaisons	Fréquence centrale	Bande passante	Bande relative	Pertes dans la bande
1	14.95GHz	880MHz	5.9%	-1.85dB
2	14.01GHz	790MHz	5.6%	-1.95dB
3	13GHz	750MHz	5.8%	-1.95dB
4	12.17GHz	690MHz	5.7%	-2dB

Tableau III - 6: Récapitulatif des performances simulées du filtre digital.

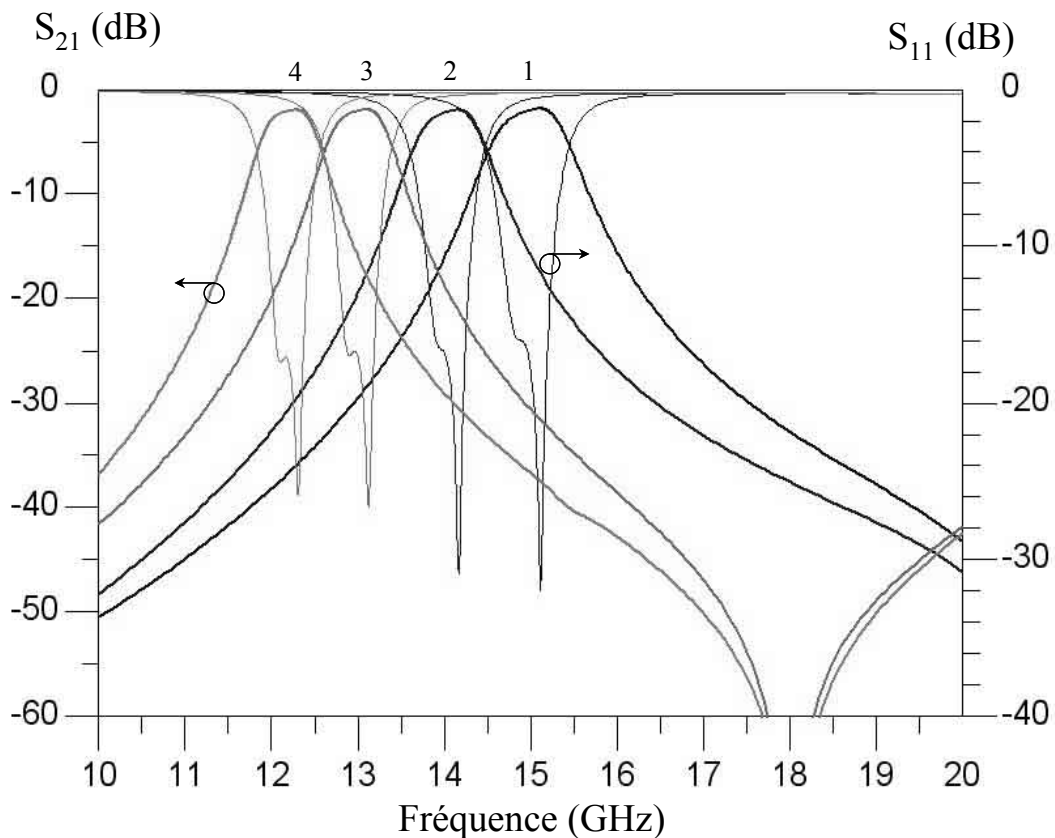


Figure III - 36: Performances simulées du filtre digital pour ses quatre combinaisons.

Le filtre comporte 2×2 bits qui nécessitent trois lignes de polarisations chacun (cf. §II.2.1.2), le filtre aurait normalement besoin de douze lignes au total. La configuration des résonateurs ne permet pas de relier directement l'actionnement des bits similaires entre eux, sans interférer sur les couplages. Mais il est possible de réduire à huit le nombre de plots de polarisation nécessaires (cf. figure III - 37).

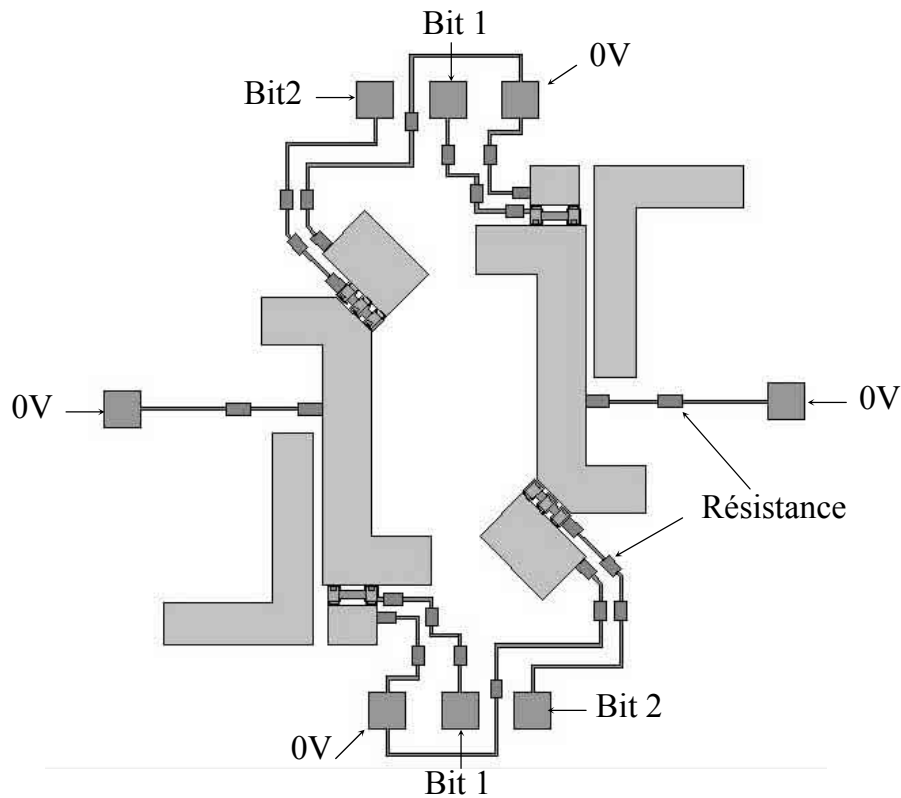


Figure III - 37: Le filtre deux pôles digital à deux bits et son réseau de polarisation.

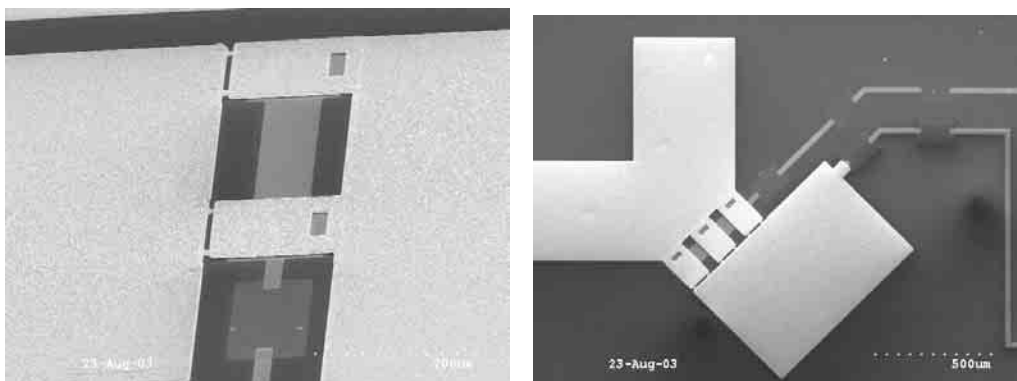


Figure III - 38: Positionnement des résistances de polarisation.

Afin d'éviter la fuite de signal dans le réseau de polarisation, de fortes résistances localisées (100-500k Ω) seront disposées sur ces lignes. Ces résistances seront efficaces si elles sont placées au plus près des électrodes d'actionnement et des charges capacitives (cf. figure III - 38). Grâce à leur forte valeur, ces résistances ne vont que légèrement perturber le filtre et surtout elles permettront de préserver le coefficient de qualité des charges capacitives.

III.1.3 Mesures et performances du filtre

Le filtre a été réalisé sur un substrat de silicium haute résistivité de 400 μm d'épaisseur, recouvert d'un film d'oxyde de silicium (1 μm) pour isoler le filtre et son réseau de polarisation du substrat (cf. figure III - 39). Afin de mesurer ces performances, une transition coplanaire (CPW) vers micro-ruban réalisée sans vias [122], a été implantée sur les deux lignes d'excitation du filtre (cf. figure III - 40). Grâce à une calibration de type TRL ("Thru-Reflect-line") [123], les plans de référence pour la mesure, sont ramenés dans le plan de la ligne d'excitation, compensant ainsi les perturbations induites par cette transition. Cette calibration est réalisée au moyen du logiciel *Multical* de NIST.

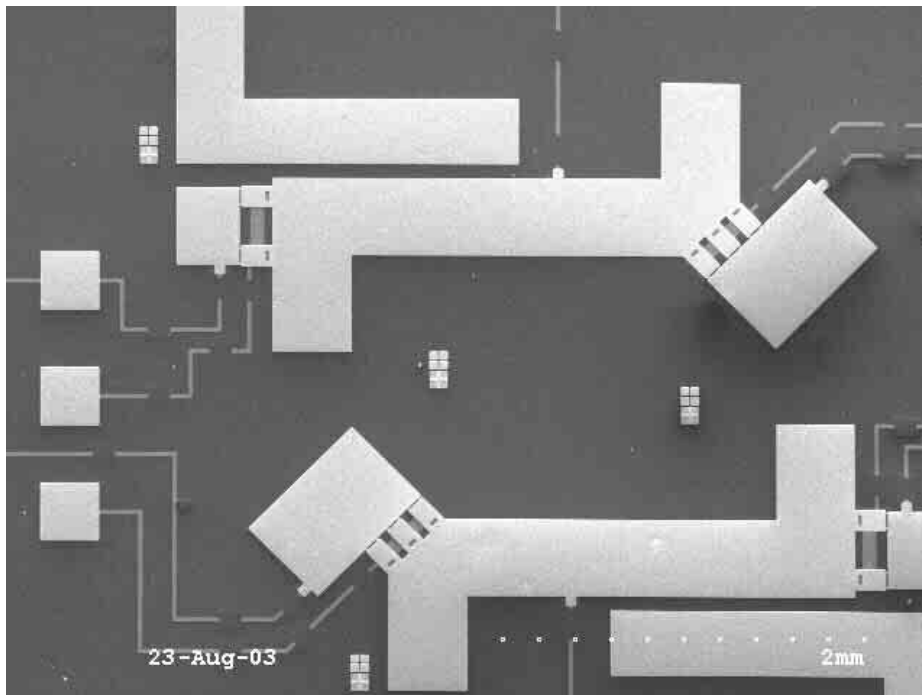


Figure III - 39: Filtre digital réalisé.

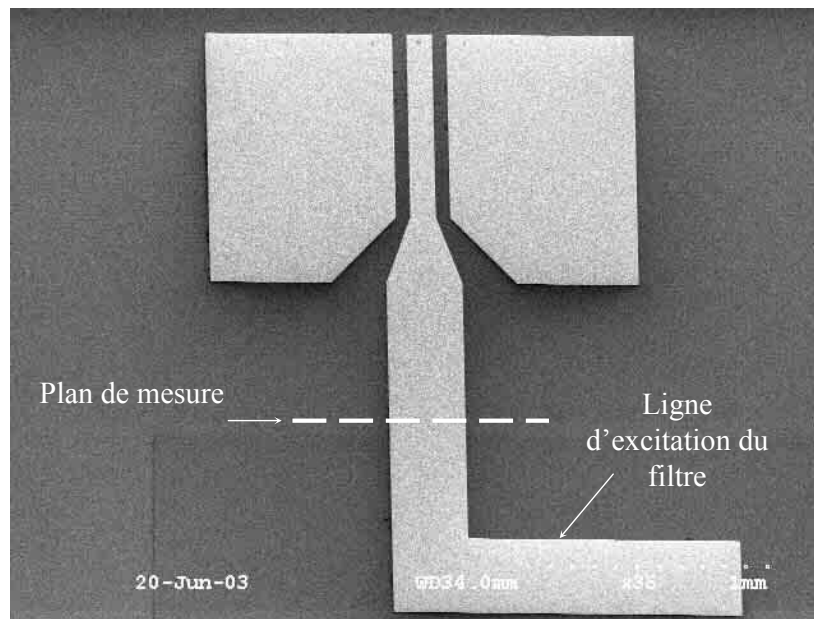


Figure III - 40: Transition coplanaire (50 Ω) vers micro-ruban (50 Ω) sans vias.

Les performances calibrées du filtre sont présentées sur la figure III – 41. Le filtre présente un accord de 2.87GHz avec un prototype de filtrage qui est conservé pour chacune des quatre combinaisons. En effet, on peut remarquer que le filtre possède une bande relative quasi-constante (5.6-5.8%) avec un faible niveau de pertes d'insertion dans la bande passante (supérieur à -3dB, cf. tableau III - 6). Il en résulte de faibles pertes par réflexion pour chaque configuration du filtre (inférieures à -15dB dans la bande). L'atténuation du premier pôle de la réponse du filtre peut s'expliquer par la présence de pertes par rayonnement. Cet effet pourrait être réduit en blindant électromagnétiquement le filtre.

Combinaisons	Fréquence centrale	Bande passante	Bande relative	Pertes dans la bande
1	15.07GHz	842MHz	5.6%	-2.63dB
2	14.11GHz	808MHz	5.7%	-2.91dB
3	13.1GHz	760MHz	5.8%	-2.80dB
4	12.2GHz	712MHz	5.8%	-2.94dB

Tableau III - 7: Récapitulatif des performances mesurées du filtre digital.

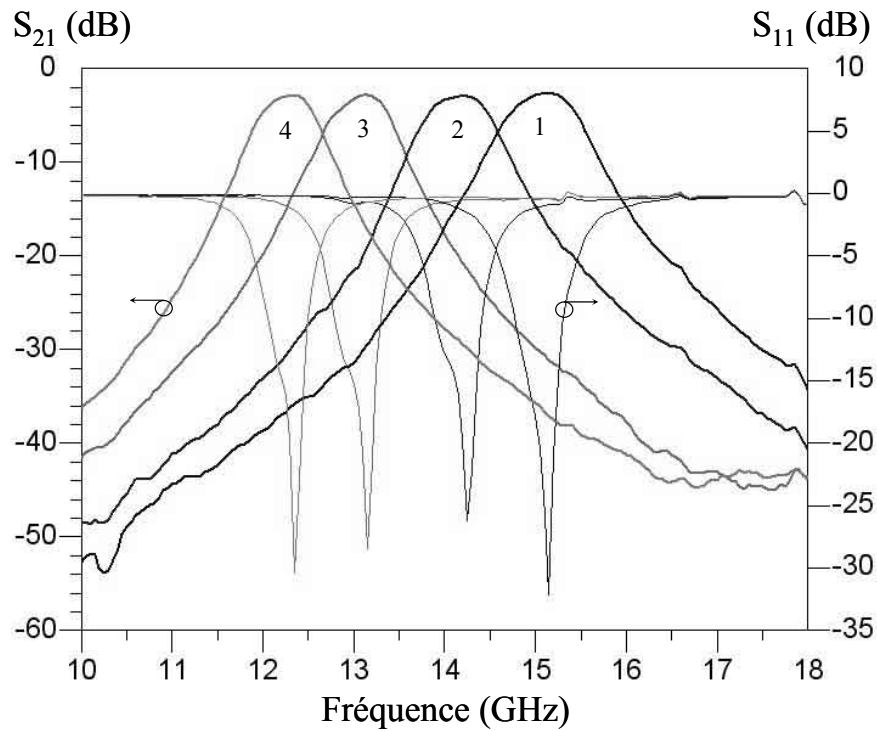


Figure III - 41: Performances mesurées du filtre reconfigurable en fréquence.

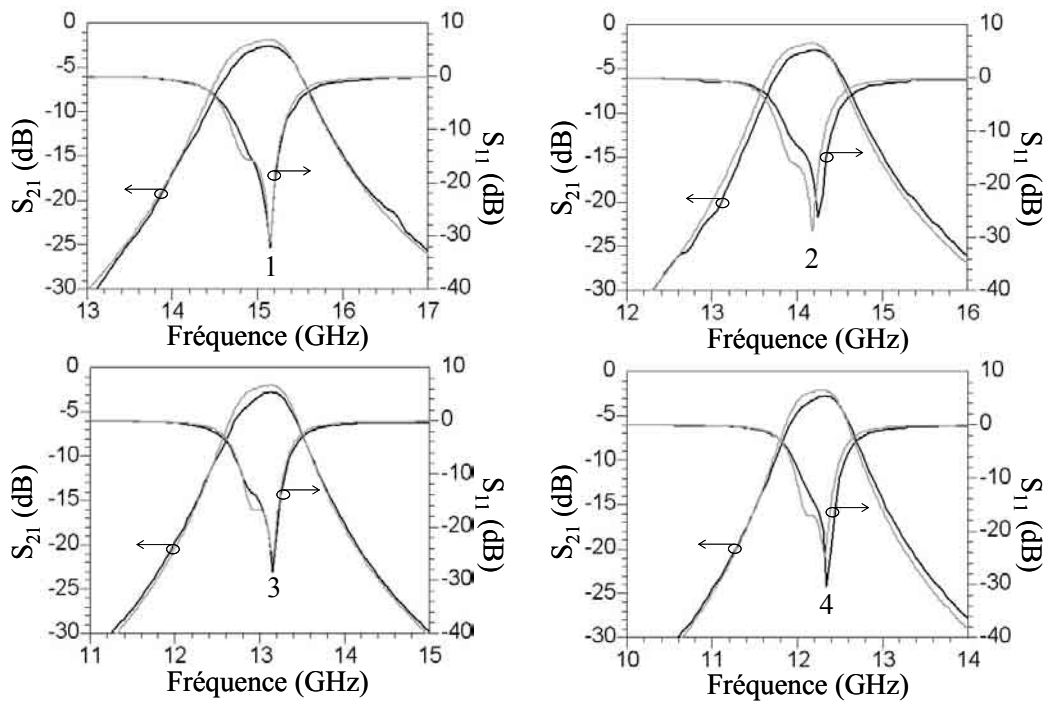


Figure III - 42: Comparaison mesures/simulations électromagnétiques (*Momentum*).

Les performances mesurées s'avèrent très proches des résultats obtenus par simulations électromagnétiques (cf. figure III - 42). On peut noter un léger décalage des

fréquences de résonance et un niveau de pertes mesuré dans la bande passante légèrement plus élevé. Ces différences peuvent s'expliquer en partie par l'effet du réseau de polarisation non pris en compte lors des simulations ainsi que par la conductivité réelle et l'épaisseur des métallisations réalisées.

Pour quantifier l'influence de ce réseau, nous avons réalisé séparément un résonateur, et évalué son facteur de qualité. Ce résonateur est découplé de ses lignes d'excitation pour une mesure plus précise (cf. figure III - 43). Les performances ainsi obtenues sont présentées sur la figure III - 44 et résumées dans le tableau III - 8.

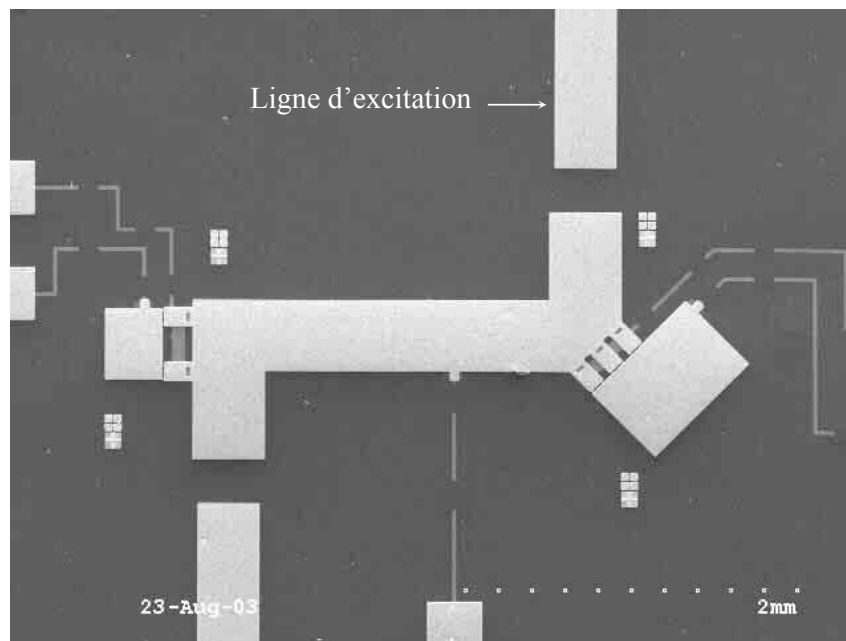


Figure III - 43: Résonateur deux bits découplé avec son réseau de polarisation.

Combinaisons	Bits activés	Fréquence	Facteur de qualité
Réalisé sans ligne de polarisation	Aucun	15.00GHz	86
1	Aucun	14.95GHz	79
2	Bit 1	14.10GHz	81
3	Bit 2	13.10GHz	79
4	Bit 1 & 2	12.25GHz	77

Tableau III - 8: Performances mesurées du résonateur digital.

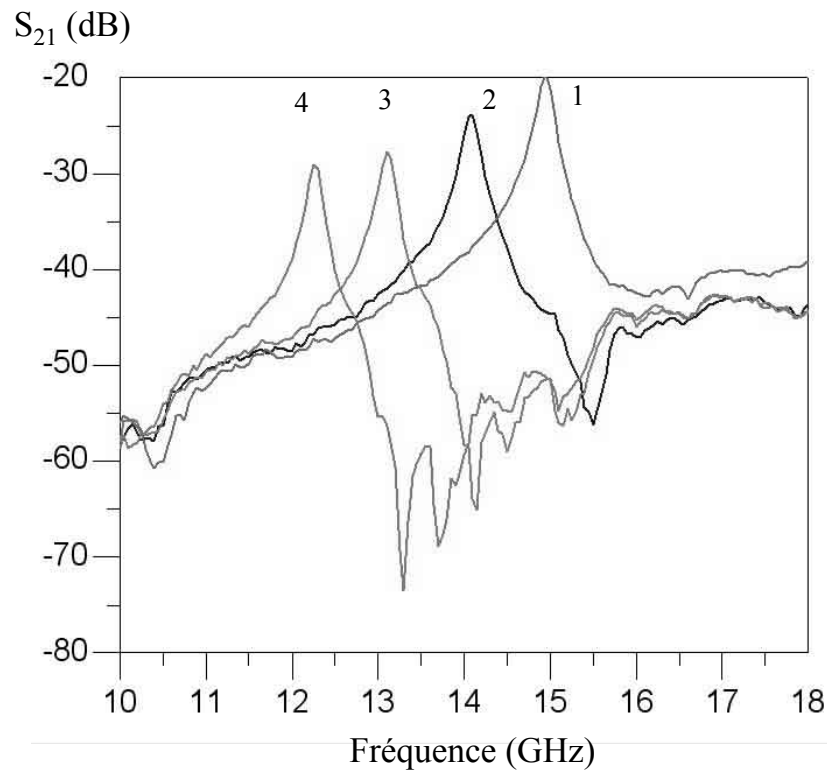


Figure III - 44: Performances mesurées du résonateur digital.

Ainsi, on peut remarquer que le réseau de polarisation ne dégrade que légèrement le facteur de qualité du résonateur: il s'élève à 79 avec les lignes de polarisation contre 86 sans. En revanche, comme l'avaient prévu les simulations électromagnétiques, ce facteur de qualité reste quasiment constant pour chaque combinaison. Ce fort coefficient de qualité permet alors de conserver un faible niveau de pertes dans la bande passante du filtre pour chacune de ses quatre configurations.

III.1.4 Conclusion

Nous avons développé une topologie de filtres passe-bande reconfigurables en fréquence, capable d'opérer sur la bande de 12-15GHz, avec un accord discret de 20% autour de 13.6GHz. Les performances de ces filtres sont très bonnes avec des pertes faibles dans la bande passante, quasi-constantes d'une configuration à l'autre, et avec une bande relative de 5.6-5.8%, conservée dans leurs quatre états.

Nous pensons que ces résultats sont liés au fort facteur de qualité des charges capacitives formant les deux bits de ce filtre et à la faible influence du réseau de polarisation des micro-commutateurs sur la propagation du signal RF.

Nous allons maintenant présenter l'étude d'un second filtre construit sur cette topologie, qui présenterait un accord plus important. Nous essaierons également de définir les limites de cette topologie de filtres reconfigurables en fréquence.

III.2 Synthèse d'un filtre deux pôles reconfigurable présentant un accord en fréquence de 6GHz

Afin d'accroître l'accord en fréquence, le filtre doit être muni de bits ayant plus d'influence sur les résonateurs. Une solution consiste à augmenter la valeur de la capacité de charge.

III.2.1 Conception et optimisation électromagnétique du filtre passe bande

La bande d'opération visée pour ce filtre est 9-15GHz avec des fréquences de fonctionnement à 9, 11, 13, et 15GHz. Les quatre états du filtre nécessiteront l'étude et le dimensionnement de deux charges capacitives commutables (2 bits) qu'il faudra positionner sur chaque résonateur de façon à contrôler l'évolution des couplages du filtre. Ces charges devront également être conçues pour ne pas trop dégrader le facteur de qualité du résonateur et afin d'assurer un faible niveau de pertes dans la bande passante du filtre.

A partir d'une ligne demi-onde de dimensions $3300 \times 400 \mu\text{m}^2$, similaire à celle que nous avons utilisée précédemment, nous avons dimensionné les deux charges capacitives afin d'obtenir les quatre fréquences de résonance souhaitées (cf. figure III – 45). Les valeurs de

ces capacités aux fréquences de fonctionnement ont été extraites par simulations et sont présentées dans le tableau III - 9.

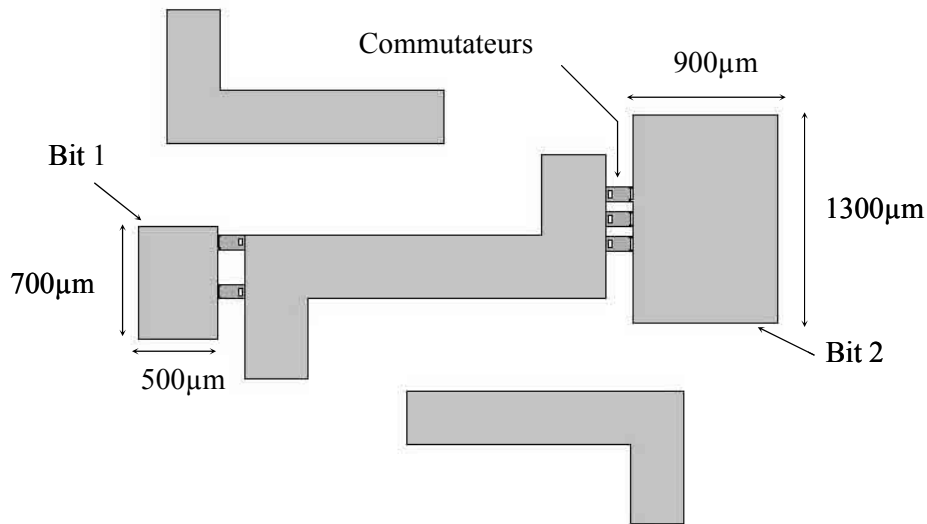


Figure III - 45: Nouvelles charges capacitatives implémentées sur le résonateur

Combinaisons	Fréquence	Charge du Bit1	Charge du Bit2	Charge totale
1	15.28GHz	52fF	66fF	118fF
2	13.13GHz	287fF	65fF	352fF
3	11.19GHz	51fF	923fF	974fF
4	9.69GHz	252fF	800fF	1052fF

Tableau III - 9: Calculs des valeurs des charges capacitatives appliquées au résonateur.

On peut remarquer que la forte capacité nécessaire pour obtenir la troisième fréquence de résonance (11GHz), nous a contraint à concevoir un bit avec des dimensions importantes. Ce bit ne va pas se comporter comme une charge capacitative à valeur quasi-constante dans la bande de fréquence qui nous intéresse. En effet, son inductance parasite L est élevée et conduit à une résonance LC du bit à 16.4GHz.

La proximité de cette résonance va induire deux problèmes. Le second bit venant charger le résonateur présente une capacité qui diminue fortement avec la fréquence (cf. figure III - 8). Par conséquent, la valeur présentée pour la dernière combinaison (tous bits activés), n'est plus assez forte pour obtenir la fréquence du résonateur souhaitée (cf. tableau

III - 9). De plus, cette inductance élevée va contribuer à réduire le facteur de qualité du bit aux fréquences voisines de la résonance LC . Il faut alors veiller à maintenir ce coefficient de qualité élevé en réduisant les pertes induites par les micro-commutateurs et en réalisant un bit large et épais pour réduire ses pertes ohmiques.

Les performances simulées du résonateur découplé sont présentées dans le tableau III - 10. Les dimensions du bit de poids fort ont été optimisées afin de limiter la dégradation du facteur de qualité du résonateur lorsqu'il sera activé.

Combinaisons	Bits activés	Fréquence	Facteur de qualité
1	Aucun	15.28GHz	102
2	Bit 1	13.13GHz	101
3	Bit 2	11.19GHz	90
4	Bit 1 & 2	9.69GHz	89

Tableau III - 10: Performances simulées du second résonateur digital (sans réseau de polarisation).

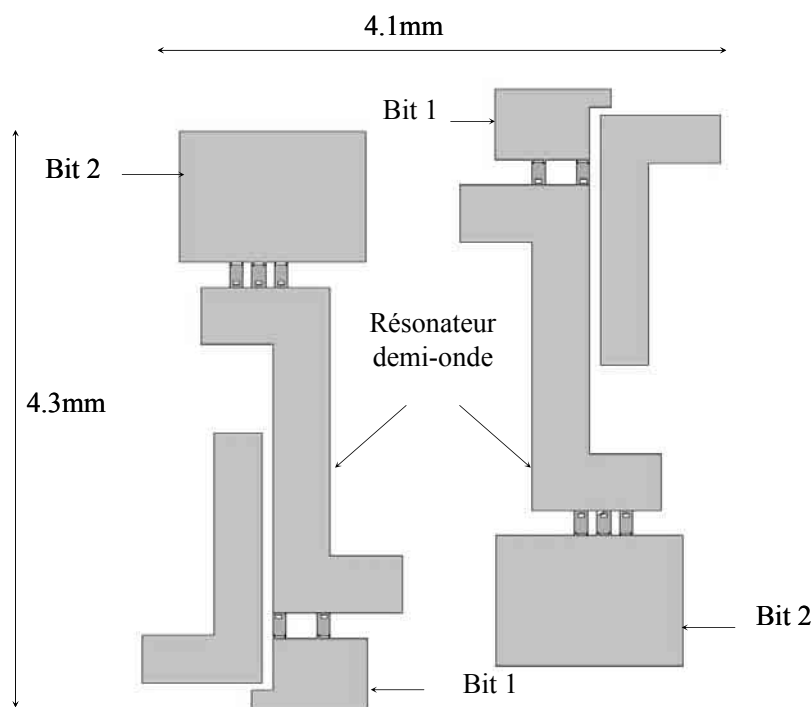


Figure III - 46: Topologie du second filtre digital.

Le positionnement des charges sur les résonateurs a été optimisé afin de conserver le prototype du filtre pour chacune de ses fréquences de fonctionnement. Les résultats de cette optimisation électromagnétique sont présentés sur la figure III - 47 et sont plus amplement détaillés dans le tableau III - 11.

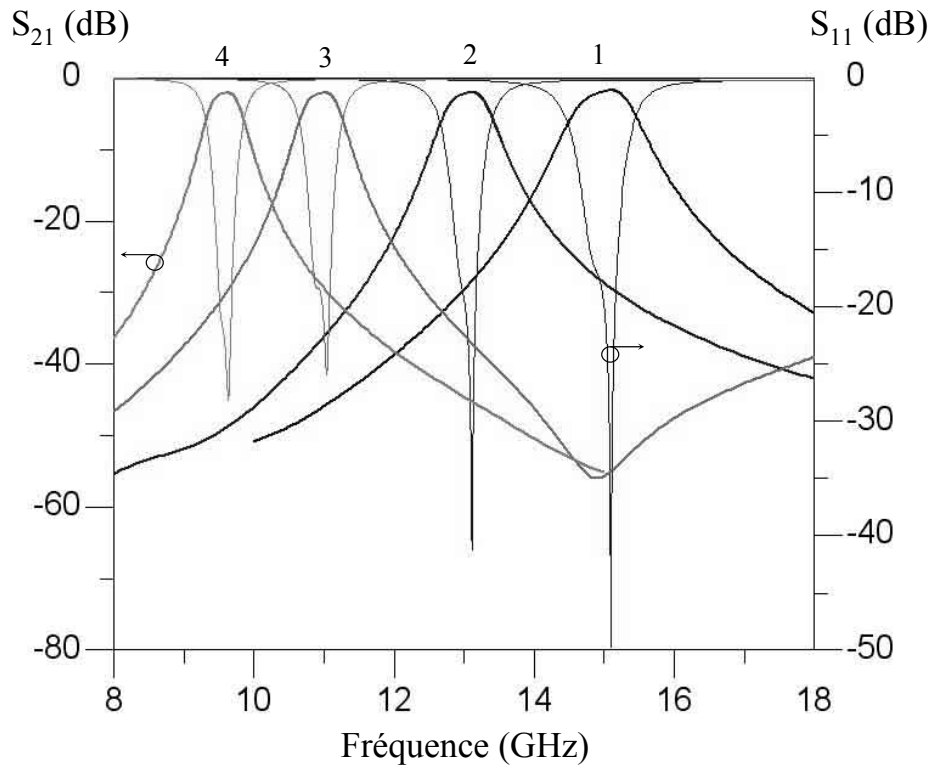


Figure III - 47: Performances simulées du second filtre digital pour ses quatre états.

Ces résultats mettent en évidence que l'accord en fréquence attendu sera difficile à obtenir, limité par le comportement en fréquence du bit de poids fort. En revanche, le filtre présente un faible niveau de pertes et relativement constant dans la bande passante pour chaque combinaison, avec un prototype de filtrage quasiment conservé.

Combinaisons	Fréquence centrale	Bande passante	Bande relative	Pertes dans la bande
1	14.95GHz	880MHz	5.9%	-1.8dB
2	13.03GHz	690MHz	5.3%	-2.0dB
3	10.96GHz	560MHz	5.1%	-2.1dB
4	9.56GHz	490MHz	5.1%	-2.1dB

Tableau III - 11: Récapitulatif des performances simulées du filtre digital.

III.2.2 Mesures et performances du filtre

Ce filtre est fabriqué sur un substrat de silicium haute résistivité de $400\mu\text{m}$ d'épaisseur, recouvert d'un film d'oxyde de silicium ($1\mu\text{m}$) (cf. figure III – 48). Pour actionner ses micro-commutateurs, un réseau de polarisation, similaire à celui du premier filtre réalisé, y est implémenté.

Afin de mesurer ces performances, des transitions coplanaires (CPW) vers micro-ruban identiques à celles du premier filtre sont utilisées (cf. figure III – 40). Les mesures présentées sur la figure III - 49 ne tiennent pas compte de l'effet de ces transitions, grâce à une calibration de type TRL.

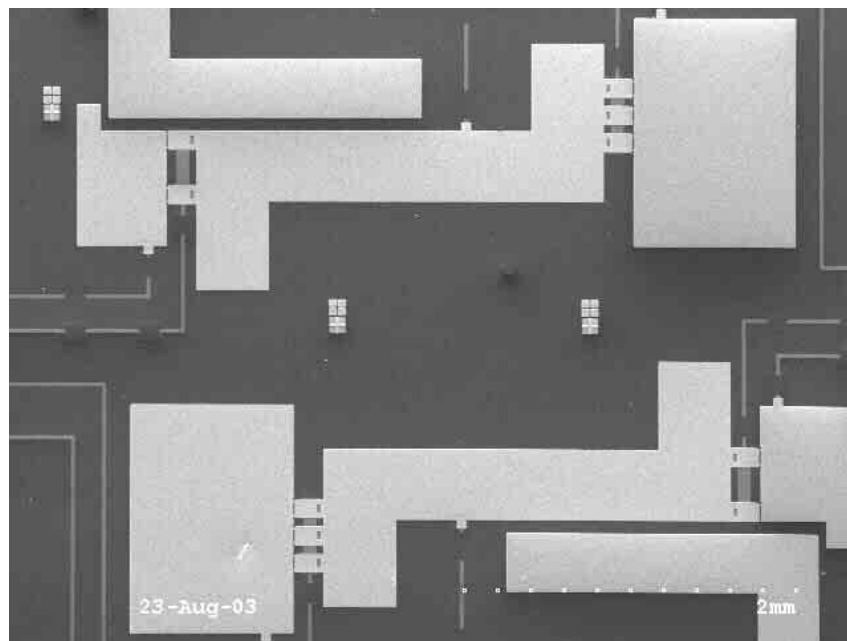


Figure III - 48: Second filtre digital réalisé.

Combinaisons	Fréquence centrale	Bande passante	Bande relative	Pertes dans la bande
1	14.95GHz	870MHz	5.8%	-2.6dB
2	13.11GHz	700MHz	5.3%	-2.8dB
3	11.05GHz	600MHz	5.4%	-2.6dB
4	9.55GHz	520MHz	5.4%	-3.2dB

Tableau III - 12: Récapitulatif des performances mesurées du filtre digital.

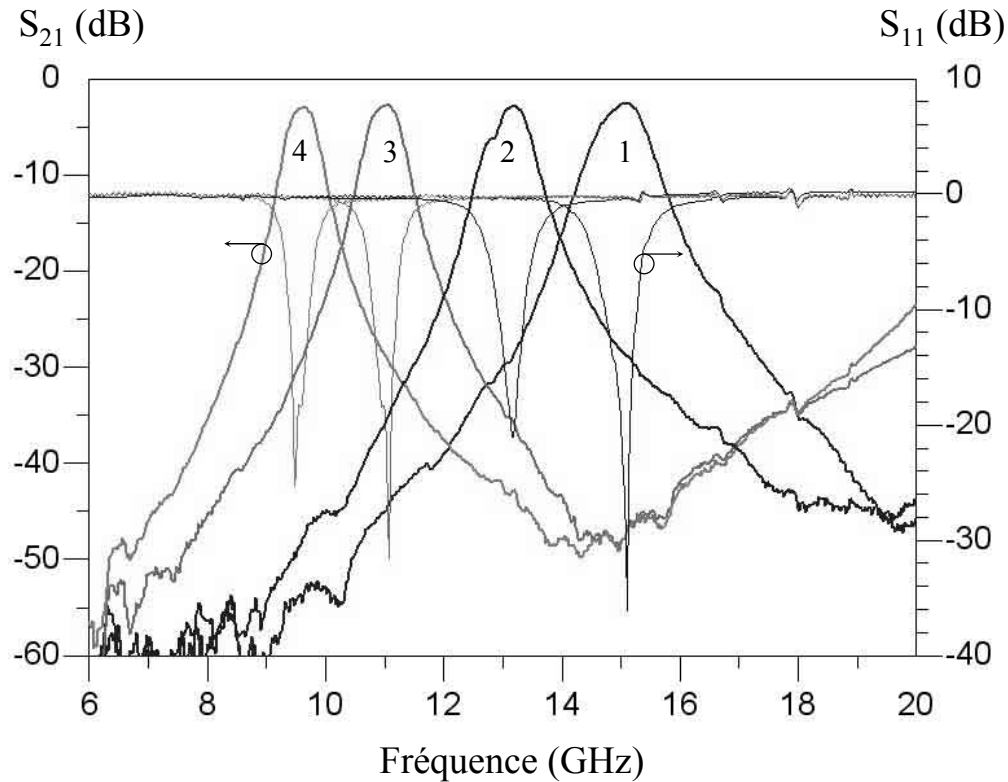


Figure III - 49: Performances mesurées du second filtre digital.

Finalement, le filtre présente un accord de 5.4GHz en fréquence correspondant à un accord discret de 44% autour de 12.25GHz. Il conserve de plus son prototype de filtrage pour chacune de ses quatre combinaisons. En effet, sa bande relative reste quasi-constante et le niveau de pertes d'insertion dans la bande passante reste faible (supérieur à -3.2dB (cf. tableau III - 12). Il en résulte de faibles pertes par réflexion pour chaque configuration du filtre (inférieures à -15dB dans la bande).

Les résultats de ces mesures semblent très bien correspondre à ceux obtenus par simulations électromagnétiques (cf. figure III - 50). En effet, les fréquences de résonance et les largeurs de bande passante du filtre sont très proches de celles prévues par les simulations. Le niveau de pertes mesuré est ici également légèrement plus élevé.

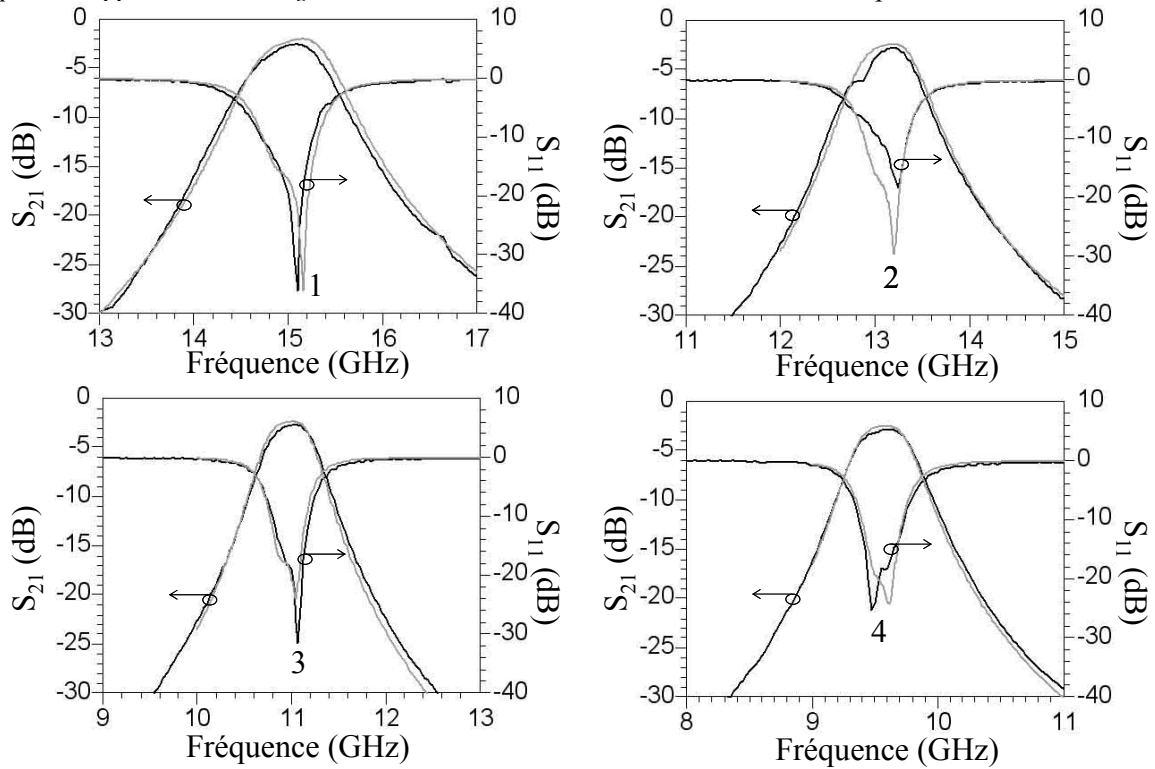


Figure III - 50: Comparaison mesures/simulations électromagnétiques (*Momentum*).

L'effet du réseau de polarisation n'ayant pas été pris en compte dans les simulations électromagnétiques, nous avons réalisé à nouveau un résonateur découplé afin de mettre en évidence l'influence du réseau de polarisation sur le facteur de qualité des résonateurs du filtre (cf. figure III – 51).

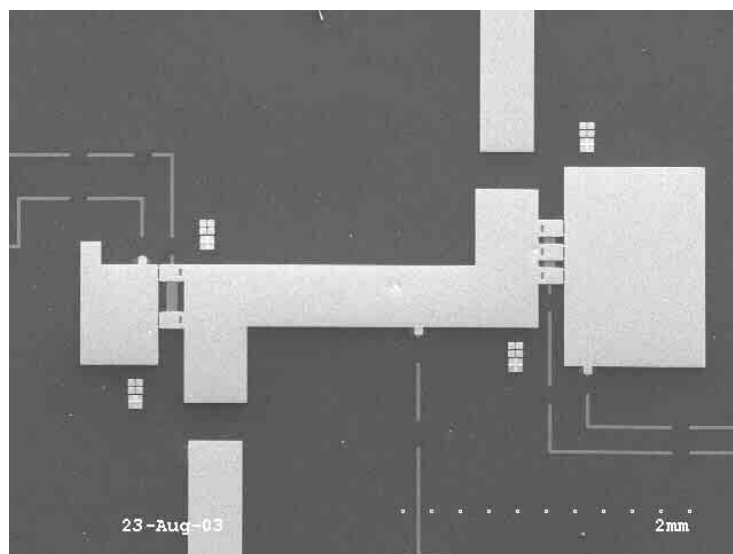


Figure III - 51: Second résonateur digital découplé.

Les performances de ce résonateur sont présentées sur la figure III - 52 et résumées dans le tableau III - 13. On peut remarquer que le réseau de polarisation n'affecte que légèrement le facteur de qualité du résonateur. En effet comme pour le résonateur réalisé précédemment, les fortes résistances placées sur les lignes de polarisation, empêchent les fuites de signal RF. En revanche lorsque le second bit est activé, nous n'avons pas observé de dégradation du coefficient de qualité, comme l'avaient prévu les simulations. En effet, le facteur de qualité du résonateur reste quasiment constant pour ses quatre fréquences d'opération. Ces performances peuvent être attribuées à des résistances de contact (des commutateurs) plus faibles et à une épaisseur de métallisations plus élevée que celles considérées dans nos simulations.

Combinaisons	Bits activés	Fréquence	Facteur de qualité
Réalisé sans ligne de polarisation	Aucun	15.06GHz	86
1	Aucun	15.03GHz	79
2	Bit 1	13.07GHz	77
3	Bit 2	11.13GHz	80
4	Bit 1 & 2	9.7GHz	75

Tableau III - 13: Performances mesurées du résonateur digital.

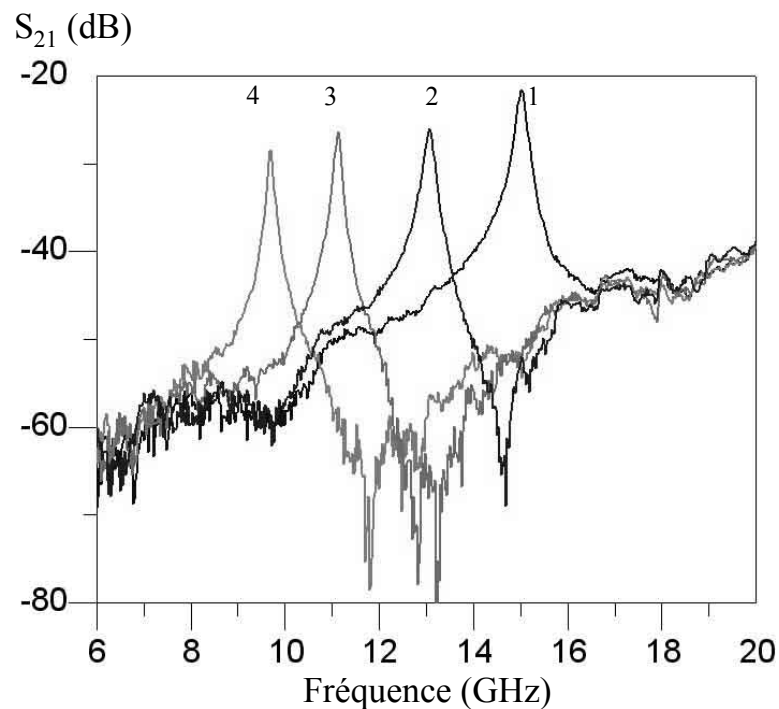


Figure III - 52: Performance mesurée du second résonateur digital découplé.

Afin de vérifier l'influence des résistances de polarisation, nous avons utilisé un film de silicium dopé par diffusion thermique. Dans ce cas, les résistances localisées ne valent que quelques kilo-Ohms (2-6k Ω). Les performances d'un filtre intégrant ces résistances dans son réseau de polarisation, sont présentées sur la figure III – 53 et sont comparées à celles obtenues avec des résistances en carbone dopé (500-1000 k Ω).

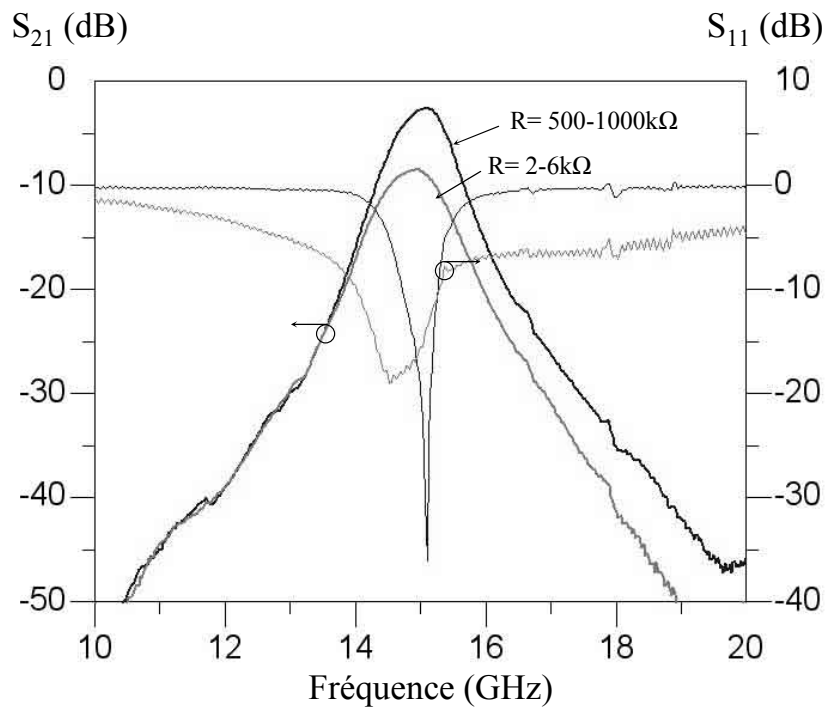


Figure III - 53: Effets des résistances de polarisation sur les performances du filtre.

Le filtre muni de faibles résistances présente un niveau de pertes dans la bande passante beaucoup plus important (8.5dB contre 2.6dB). Ces résistances sont en fait trop faibles; du signal hyperfréquence peut y pénétrer et s'y dissiper, dégradant ainsi le facteur de qualité des résonateurs et par conséquent celui du filtre. Ces mesures valident notre choix d'isoler le réseau de polarisation du reste du filtre en utilisant des résistances localisées de forte valeur.

III.3 Conclusion

Nous avons développé une topologie de filtres deux pôles reconfigurables en fréquence. Ces filtres, réalisés dans une technologie planaire, restent très compacts (dizaines

de millimètres carrés). Plusieurs micro-commutateurs MEMS y sont implémentés afin de réaliser les fonctions de commutation permettant l'accord en fréquence souhaité. Les performances obtenues sont très bonnes, essentiellement parce que ces micro-commutateurs sont des composants à très faibles pertes. Nous avons également veillé à ne pas dégrader les coefficients de qualité de ces filtres, en utilisant un réseau de polarisation sans fuite de signal RF et en synthétisant des charges à fort facteur de qualité.

Le principal intérêt de cette topologie réside dans le fait que le prototype de filtrage présenté pour chaque état du filtre est maintenu, avec de faibles pertes par réflexion dans la bande passante (inférieures à -15dB). En outre, l'accord en fréquence (44% autour de 12.25GHz), réalisé avec le second filtre met en évidence le potentiel de cette topologie.

Nous pensons que les performances pourraient être encore améliorées en blindant ces filtres, augmentant ainsi le facteur de qualité des résonateurs et protégeant les commutateurs. De plus si cette encapsulation est rendue hermétique, les structures MEMS pourraient opérer dans des conditions optimales pour leur fonctionnement.

Peut-on réaliser un accord encore plus important ? Ceci est possible mais sous certaines conditions. En effet, le second filtre est formé avec un bit assez volumineux. A des fréquences supérieures à 16.5GHz, ce bit n'a plus un comportement capacitif (cf. figure III - 8). Par conséquent il apparaît difficile d'augmenter encore ses dimensions pour accroître l'accord du filtre. Il faudrait en fait réduire l'inductance parasite de la charge capacitive tout en maintenant un très faible niveau de pertes. Une solution serait peut-être de micro-usiner localement le substrat sous ce bit, afin de réduire l'épaisseur de silicium et augmenter ainsi la valeur de la capacité formée entre la métallisation de cette charge et le plan de masse du filtre. Une autre alternative serait de placer les deux charges capacitives plus près des extrémités du résonateur demi-onde, pour qu'elles aient une plus forte influence. Cependant, les couplages du filtre risquent d'être plus difficiles à contrôler.

Mais quelle que soit la solution choisie, il faudra surtout veiller à ce que le coefficient de qualité de cette charge reste élevé pour préserver celui des résonateurs. Sans cela, les performances du filtre se dégraderont très certainement au fur et à mesure que sa fréquence diminuera.

IV Conclusions et perspectives

A partir de notre micro-commutateur MEMS à contact ohmique, nous avons développé plusieurs circuits hyperfréquences reconfigurables. Ces commutateurs ont été essentiellement utilisés pour mettre en oeuvre des fonctions d'accord digital sur le principe de charges commutées. Ce type d'accord est très intéressant pour sa stabilité en température. En effet, contrairement à un dispositif MEMS accordable continûment, un changement de température n'influera pas sur les états passants ou bloqués des commutateurs d'une structure digitale. Par conséquent ses performances hyperfréquences resteront quasiment inchangées.

Nous avons étudié trois types d'applications pour nos micro-commutateurs : des capacités variables par pas constant, des résonateurs à fort coefficient de qualité accordables en fréquence et des filtres passe-bande présentant un large accord en fréquence. Les très bonnes performances mesurées, sur les circuits ainsi réalisés sont essentiellement liées à celles présentées par les micro-commutateurs (faibles pertes à l'état passant et bonne isolation à l'état bloqué).

En effet, les faibles pertes de ce composant ont permis de concevoir des charges capacitatives commutables à fort coefficient de qualité, que nous avons utilisées pour réaliser les fonctions d'accord digital de nos circuits. Ces forts facteurs de qualité ont ainsi permis de préserver les performances intrinsèques de ces circuits hyperfréquences. De plus, grâce à la bonne reproductibilité des performances présentées par nos commutateurs, l'intégration d'un nombre important de ces composants au sein d'un filtre ne devrait pas poser de problème de fiabilité à long terme, à condition de les faire fonctionner dans une atmosphère dépourvue d'humidité.

Il reste donc encore du travail à faire sur ces dispositifs, notamment sur leur encapsulation hermétique et sur l'influence de cette encapsulation sur leurs performances. De plus, les topologies présentées ici pourraient être améliorées par l'ajout de bits supplémentaires permettant d'augmenter le nombre de combinaisons possibles. Les fonctions

d'accord sur les filtres pourraient également être perfectionnées en implémentant des couplages reconfigurables, afin de réaliser un accord en fréquence et/ou un accord en bande. Enfin, il serait intéressant de généraliser cette topologie à la synthèse d'un filtre trois ou quatre pôles.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le travail de recherche présenté dans ce mémoire a été consacré à la conception et à la réalisation de commutateurs micromécaniques. Cette activité a débouché sur l'intégration de ces commutateurs dans des systèmes hyperfréquences, afin de réaliser des fonctions de reconfiguration et d'accord en fréquence. Ce travail a été en partie axé sur le développement d'un procédé technologique de fabrication, couplé à l'étude de conception électromagnétique et mécanique des structures présentées précédemment.

Dans un premier chapitre, nous avons tout d'abord situé l'objet de notre étude, parmi la multitude de dispositifs aujourd'hui issus de la technologie de fabrication MEMS. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés au fonctionnement des micro-commutateurs de type micro-poutre, dont nous avons mis en valeur les atouts et les défauts, en les comparant à leurs principaux concurrents: les commutateurs électromécaniques et semi-conducteurs. Nous avons également défini quelques domaines d'applications potentiels pour cette nouvelle génération de composants hyperfréquences. Enfin, nous avons présenté les principales étapes du procédé de réalisation que nous avons mis au point, ce procédé étant la base de l'optimisation mécanique de notre micro-commutateur.

Dans un second chapitre, nous avons présenté les étapes de conception mécanique et électromagnétique du micro-commutateur. Cette conception a été menée, en tenant compte des contraintes de réalisation. L'objectif était de réaliser un dispositif simple et fiable, restant facile à intégrer dans des systèmes plus complexes. Les choix et les compromis, faits lors de cette étude, ont été validés par une caractérisation électromagnétique et mécanique des dispositifs réalisés. Cette optimisation a conduit à la fabrication de micro-commutateurs sur substrat de silicium, présentant de très bonnes performances. Ainsi à l'état bloqué, le micro-commutateur possède une isolation supérieure à -37,5dB à 2GHz et -18dB à 20GHz. Des tensions d'actionnement supérieures ou égales à 50V permettent d'obtenir un faible niveau de

perles d'insertion qui évolue de -0.06dB à 500MHz à 0,3dB à 20GHz. Il en résulte un facteur de mérite de 64THz à 2GHz.

D'un point de vue mécanique ces commutateurs présentent de faibles temps de commutation pour des structures de cette géométrie (8 μ s pour 60V appliqués pouvant être réduits à 4 μ s pour 100V). Des premiers tests de fiabilité ont montré que le commutateur placé sous vide, peut être actionné au-delà d'un milliard de cycles sans subir de défaillance.

Dans un dernier chapitre, nous avons cherché à développer de nouveaux systèmes microondes reconfigurables en mettant à profit cette technologie MEMS. Cette étude était basée sur l'intégration de notre micro-commutateur MEMS à contact ohmique, avec le souci de limiter la dégradation des performances des circuits planaires sur lesquels il est implémenté. En effet, bien que le commutateur soit très performant, nous avons montré que son implémentation avec le réseau de polarisation restait délicate et qu'il était nécessaire d'y prêter une grande attention. Nous avons ainsi synthétisé une capacité variable discrète trois bits, dont la variation (de 200 à 580fF) est quasi-constante pour chacun de ses 8 états. Les pertes de cette capacité ont été maintenues faibles, lui permettant ainsi de maintenir un fort coefficient de qualité pour toutes ses combinaisons. Nous avons également développé une méthode de synthèse pour réaliser cette capacité, pouvant se généraliser à un nombre de bits plus important ou à d'autres types de micro-commutateurs.

Nous avons aussi conçu un résonateur planaire à fort coefficient de qualité, présentant un accord discret en fréquence sur une bande de 16.5 à 10GHz. Pour réaliser cet accord ce résonateur est chargé par une capacité digitale à trois bits, similaire à celle décrite précédemment. Le résonateur a été entièrement blindé afin d'en réduire les pertes et d'améliorer son facteur de qualité. Ce résonateur pourrait constituer l'élément filtrant d'un oscillateur accordable ou s'intégrer dans un filtre.

Nous avons utilisé cette topologie de résonateur pour la conception de filtres accordables en fréquence, en collaboration avec l'Université de Georgia Tech (Atlanta USA) où nous avons fabriqué et mesuré ces circuits. L'objectif de cette étude était de concevoir une topologie de filtre accordable (accord discret) dont le prototype de filtrage et les performances seraient conservés pour chacune de ses configurations. Les performances de cette topologie de filtres dépendent fortement de celles des micro-commutateurs l'équipant. Nous avons également montré que le réseau de polarisation a aussi une forte influence sur les pertes du filtre, qui ont été limitées grâce à l'intégration de fortes résistances sur ces lignes de

polarisation. Cette topologie a permis la synthèse de deux filtres deux pôles, le premier opérant sur une bande de 12 à presque 15GHz, avec un accord discret de 20% autour de 13.6GHz, et le second opérant de 9.7 à 15GHz avec un accord en fréquence de 44% autour de 12.25GHz. Ces deux filtres présentent de très bonnes performances avec de faibles pertes (supérieures à -3dB) pour chacune de leurs combinaisons, grâce au maintien du facteur de qualité de chacun des résonateurs à une forte valeur.

Les résultats obtenus au cours de ce travail de recherche sont intéressants pour la suite et ouvrent de nombreuses perspectives. Nous avons démontré, sur quelques cas particuliers, quel pouvait être l'apport de composants MEMS performants, intégrés dans des systèmes microondes "classiques". Le micro-commutateur développé dans notre laboratoire peut encore évoluer. Nous envisageons par exemple de supprimer la couche diélectrique qui protège l'électrode d'actionnement. Ce film isolant, sous de fortes tensions d'actionnement, pénalise la fiabilité du commutateur. Pour préserver l'électrode mobile du composant d'un contact direct avec son électrode d'actionnement, il est nécessaire de modifier la géométrie de la structure.

En ce qui concerne les filtres accordables en fréquence présentés dans ce mémoire, on peut envisager d'aller encore plus loin à partir de la topologie développée. Nous souhaitons blinder ces filtres pour en réduire le rayonnement et donc les pertes. La mise en boîtier s'avère également nécessaire afin d'encapsuler l'ensemble du filtre, plutôt que chaque structure MEMS individuellement. Cette encapsulation globale apparaît, à l'heure actuelle, la solution au problème de fiabilité des commutateurs, la plus facile à mettre en œuvre.

Sur le plan de la synthèse, il serait intéressant de doter ces filtres d'un accord en bande passante en plus de leur accord en fréquence. On peut également imaginer généraliser notre étude à la synthèse de filtres multi-pôles accordables en fréquence, afin d'accroître la réjection hors bande.

Il existe bien d'autres applications où nos micro-commutateurs pourraient s'implémenter. Par exemple, la thèse de *Sébastien HITIER* est consacrée à l'étude de l'implémentation du micro-commutateur dans des réseaux (matrices) de commutation. Ainsi, les premiers résultats obtenus avec la réalisation d'un dispositif SP2T (Single Pole 2 Throw),

sont assez prometteurs (pertes d'insertion meilleures que 0.3dB et isolation supérieure à 26dB sur une bande 0.5-6GHz)

Nous nous sommes associés à d'autres laboratoires de recherche pour développer, autour de ce micro-commutateur, d'autres systèmes microondes reconfigurables. Ainsi, avec l'Université de Pérouse en Italie (*Antonella AMMACCAPANE* et *Roberto SORRENTINO*), nous travaillons sur la synthèse d'un déphaseur trois bits sur un substrat céramique. Avec l'Université de Georgia Tech (*Emily ZHENG* et *John PAPAPOLYMEROU*) nous participons au développement d'un adaptateur d'impédance pour un amplificateur. Et finalement nous sommes associés avec le LEST à Brest (*Erwan FOURN* et *Gérard TANNE*) pour la réalisation de filtres multinormes.

Annexe 1: Equation de la déflexion d'un
cantilever soumis à une force localisée

Pour établir l'équation donnant la déflexion du cantilever en fonction de l'intensité de la force appliquée, nous utilisons la méthode de double intégration de l'équation des moments fléchissant. Dans le cas d'une poutre sollicitée en flexion, la théorie des poutres montre que le moment fléchissant résultant M_f , calculé en un point quelconque de la ligne moyenne d'une poutre, s'exprime en fonction de la dérivée seconde de la déflexion $z(x)$ sous la forme suivante.

$$M_f = E.I. \frac{\partial^2 z}{\partial x^2} \quad (\text{A1 - 1})$$

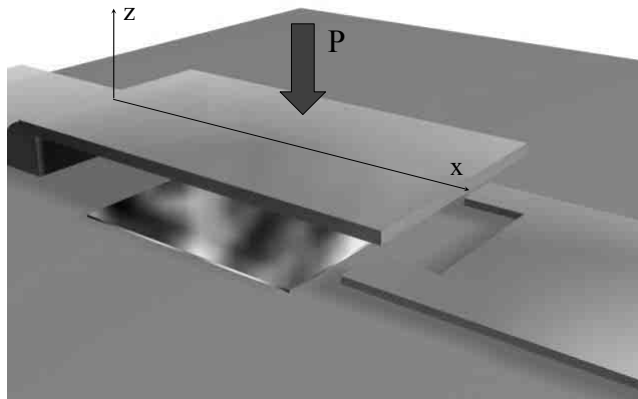


Figure A1 - 1: Structure type cantilever

Par double intégration de cette équation sur la longueur de la poutre, on obtient l'expression de la déflexion $z(x)$ sous l'action de la force appliquée:

$$z(x) = \iint \left(\frac{M_f}{E.I} dx \right) dx + Cte_1 \cdot x + Cte_2 \quad (\text{A1 - 2})$$

Où E représente le module de Young du matériau constituant la poutre, I le moment quadratique de la section droite de la poutre et Cte_1 et Cte_2 les constantes d'intégration qui seront déterminées à partir des conditions aux limites imposées par les appuis du cantilever (ici son point d'ancrage).

Le moment quadratique dépend essentiellement de la géométrie de la structure et est défini sous la forme suivante:

$$I = \iint_S z^2 dS \quad (A1 - 3)$$

Où S est l'aire de la section de droite. Dans le cas d'une poutre à section rectangulaire, en intégrant sur S on obtient:

$$I = W \int z^2 dz = \left. \frac{W \cdot z^3}{3} \right|_{-\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} = \frac{W \cdot h^3}{12} \quad (A1 - 4)$$

Nous souhaitons obtenir l'équation de la déflexion d'un cantilever de longueur L , soumis à une force \vec{P} appliquée à une distance a du point d'ancrage (cf. Figure A1 - 2). L'ancrage du cantilever au point A se modélise par une condition d'encastrement. Cette condition impose l'invariabilité de la section de la membrane encastree: au point d'ancrage on

aura $z(x_A) = 0$ et $\left. \frac{\partial z}{\partial x} \right|_{x=x_A} = 0$.

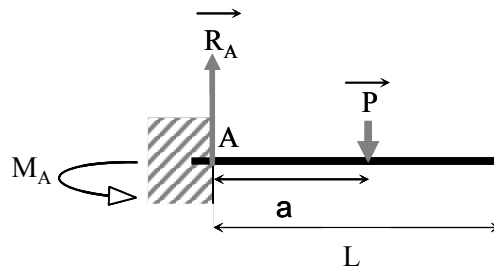


Figure A1 - 2: Cantilever soumis à une force localisée

La condition d'encastrement suppose également que le cantilever est supporté par son ancrage. Lorsque la membrane va être sollicitée en flexion, il va exercer une contre réaction se modélisant par un effort tranchant $\overrightarrow{R_A}$ associé à un moment résultant $\overrightarrow{M_A}$ pris par rapport au point d'appui (cf. Figure A1 - 2).

L'expression du moment fléchissant, calculé en n'importe quel point x du cantilever, est donnée par :

$$M_f(x) = R_A \cdot x - P \langle x - a \rangle^1 - M_A \quad (\text{A1 - 5})$$

Où $\langle x - a \rangle^1$ représente la fonction de singularité d'ordre 1 en $x = a$. Cette fonction est ici utilisée pour décrire la discontinuité du moment fléchissant en $x = a$. La fonction de singularité d'ordre n $f_n(x)$ prise par rapport au point a, se définit pour $n \geq 0$ par:

$$f_n(x) = \langle x - a \rangle^n \quad (\text{A1 - 6})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} f_n(x) = (x - a)^n & \text{lorsque } x \geq a \\ f_n(x) = 0 & \text{lorsque } x < a \\ \int_{-\infty}^x \langle x - a \rangle^n dx = \frac{\langle x - a \rangle^{n+1}}{n + 1} \end{cases}$$

L'application du principe fondamental de la statique [109] impose que la somme des forces ainsi que la somme des moments appliqués au cantilever soient nulles:

$$\begin{cases} P - R_A = 0 \end{cases} \quad (\text{A1 - 7})$$

$$\begin{cases} M_A - R_A \cdot L + P \cdot (L - a) = 0 \end{cases} \quad (\text{A1 - 8})$$

On déduit alors que $P = R_A$ et $M_A = P \cdot a$. Le moment fléchissant se réduit ainsi à:

$$M_f(x) = P \cdot x - P \langle x - a \rangle^1 - Pa \quad (\text{A1 - 9})$$

A partir de cette expression du moment fléchissant, l'équation A1- 1 est alors intégrée, permettant ainsi d'obtenir l'équation régissant la déflexion du cantilever.

$$E.I.z(x) = P \cdot \frac{x^3}{6} - P \cdot \frac{\langle x - a \rangle^3}{6} - P \cdot a \cdot \frac{x^2}{2} + Cte_1 \cdot x + Cte_2 \quad (A1 - 10)$$

Les propriétés de l'ancrage en A ($x = 0$) imposent que les constantes d'intégration Cte_1 et Cte_2 soient nulles. L'équation mécanique régissant la déflexion du cantilever soumis à une force de flexion localisée en un point $x = a$, s'exprime alors sous la forme.

$$\text{Pour } 0 < x < a \quad z(x) = - \frac{P \cdot x^2}{6 \cdot E \cdot I} [3 \cdot a - x] \quad (A1 - 11)$$

$$\text{Pour } a < x < L \quad z(x) = - \frac{P \cdot a^2}{6 \cdot E \cdot I} [3 \cdot x - a] \quad (A1 - 12)$$

Cette méthode de l'intégration de l'équation des moments fléchissants peut se généraliser à d'autres géométries de structures soumises à d'autres formes de sollicitations (force uniformément répartie ou plusieurs forces appliquées...). D'autres configurations sont développées plus amplement par R.J Roark et W.C Young dans [124].

Références Bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] K E PETERSEN

"Silicon as mechanical material"
Proceedings of the IEEE, 1982, p.420-457

[2] R.T HOWE, R.S MULLER

"Polycrystalline silicon micromechanical beams"
Journal of the Electrochemical Society, Juin 1983, vol.130, n°6: p1420 - 1423

[3] F GOODENOUGH

"Airbags boom when IC accelerometer sees 50G"
Electronic Design, Aout 1991, p45-56.

[4] ANALOG DEVICES

<http://www.analog.com/iMEMS/mpd/products.html>

[5] DELPHI

<http://www.delphi.com>

[6] N YAZDI, F AYAZI, K NAJAFI

"Micromachined inertial sensors"
Proceedings of the IEEE, Aout 1998, vol. 86, n° 8, 1640 - 1659

[7] J-S PARK, Y B GIANCHANDAN

"A capacitive absolute-pressure sensor with external pick-off electrodes"
Journal of Micromechanics and Microengineering, Octobre 2000, p528 – 533

[8] D.B BART VAN DER SCHOOT, N.F. de ROOIJ, H SUNDGREN, I LUNDSTRÖM

"A low-power micromachined MOSFET gas sensor"
Journal of microelectromechanical systems, Septembre 2000, vol. 9, n°. 3, p.303-308

[9] V.A AKSYUK, S.ARNEY, N.R.BASAVANHALLY, D.J.BISHOP, C.A.BOLLE, C.C.CHANG, R.FRAHM, A.GASPARYAN, J.V.GATES, R.GEORGE, C.R.GILES, J.KIM, P.R.KOLODNER, T.M.LEE, D.T.NEILSON, C.NIJANDER, C.J.NUZMAN, M.PACZKOWSKI, A.R.PAPAZIAN, R.RYF, H.SHEA, M.E.SIMON

"238'238 surface micromachined optical crossconnect with 2dB maximum loss"
Presentation at Optical Fiber Communications Conference (OFC) 2002

[10] LUCENT TECHNOLOGIES

<http://www.lucent.com>

[11] G.A MAGEL

"Micromachining in optics"
Presentation at OSA Annual Meeting Octobre 1996

[12] SANDIA NATIONAL LABORATORIES TECHNOLOGIES

<http://mems.sandia.gov>

[13] CEA LETI: laboratoire d'électronique de technologie de l'information

<http://www-leti.cea.fr>

[14] DEBIOTECH

<http://www.debiotech.com>

[15] C GOLDSMITH, A MALCZEWSKI, Z.J. YAO, S CHEN, J EHMKE, D. HINZEL

"RF MEMS variable capacitors for tunable filters"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 1999, Vol 9, p362 - 374

[16] J BRANK, J YAO, M EBERLY, A MALCZEWSKI, K VARIAN, C GOLDSMITH

"RF MEMS-based tunable filters"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2001, Vol 11, p276 - 284.

[17] **R.L BORWICK, P.A. STUPAR, J.F. DENATALE, R ANDERSON, R ERLANDSON**

"MEMS Capacitors Implemented Into RF Filter Systems"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003, vol. 51, n° 1 p 315 -319

[18] **R. BORWICK, P. STUPAR, J. DENATALE, R. ANDERSON, C. TSAI, K. GARRET**

"A high Q, large tuning range tunable capacitor for RF applications"
IEEE MEMS Conference Technical Digests, 2002, p669 – 672

[19] **N.S BARKER**

"Distributed MEMS transmission lines"
Ph.D. dissertation, EECS Dept, Université de Michigan, Ann Arbor Michigan USA, 1999

[20] **A DEC, K SUYAMA**

"Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, n° 12, Décembre 1998, p.2587- 2596

[21] **L DUSSOPT, G.M. REBEIZ**

"High-Q millimeter-wave MEMS varactors: extended tuning range and discrete-position designs"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2002, Vol 2, p 1205 -1208

[22] **D PEROULIS, L.P.B. KATEHI**

"Electrostatically-tunable analog RF MEMS varactors with measured capacitance range of 300%"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, p 1205 –1208.

[23] **C.T.-C NGUYEN**

"Micromechanical resonators for oscillators and filters"
Proceedings of the 1995 IEEE International ultrasonics symposium, p. 489 - 499.

[24] **F.D BANNON, J. R CLARK, C.T.-C. NGUYEN**

"High frequency microelectromechanical IF filters"
IEEE International electron devices meeting, 8-11 Décembre. 1996, p. 773 - 776.

[25] **K WANG, Y YU, A.C WONG, C.T.-C NGUYEN**

"VHF free-free beam high-Q micromechanical resonators"
12th International IEEE Micro Electro Mechanical Systems Conference, 17-21Janvier 1999, p. 453-458.

[26] T MATSUDA

"L and S band low loss filters using SAW resonators"
IEEE Ultrasonics Symposium 1994, p. 163-167.

[27] J.Y PARK, H.C LEE, K.H LEE, H.M LEE, Y.J KO, J.H SHIN, S.H MOON, J.U BU

"Micromachined FBAR RF filters for advanced handset applications"
The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, 8-12 Juin 2003, p 911-914

[28] M HARA, J KUYPERS, T ABE, M ESASHI

"Aluminium nitride based thin film bulk acoustic resonator using germanium sacrificial layer etching"
The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, 8-12 Juin 2003, p 1780-1783

[29] R RUBY

"FBAR filters and duplexers for mobile communication systems"
Workshop on new technologies for microwave and millimeter wave filters *IEEE International Microwave Symposium, Juin 2003*

[30] J.B YOON, B KIM, Y.S CHOI, E YOON

"3-D construction of monolithic passive components for RF and microwave ICs using thick-metal surface micromachining technology"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003, vol 51, n° 1 p279 - 288

[31] G.E PONCHACK

"RF transmission lines on silicon substrate "
29nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 1999, p 158-161

[32] K. M STROHM, F.J SCHMÜCKLE, B SCHAUWECKER, W HEINRICH, J.F LUY

"Silicon micromachined CPW transmission lines"
32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002, p895 - 896.

[33] T.M WELLER, L.P.B KATEHI, G.M REBEIZ

"High performance microshield line components"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Mars 1995 vol 43, n° 3, p 534-543.

[34] P BLONDY, A.R. BROWN, D CROS, G.M REBEIZ

"Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Décembre 1998 vol 46, n° 12, p 2283-2288.

[35] K GRENIER

"Conception, réalisation et caractérisation de structures micro-usinées sur silicium"
Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, soutenue le 24 Novembre 2000.

[36] M CHATRAS

"Filtres micro-usinés faible bande pour les applications spatiales"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 15 Décembre 2003.

[37] E.C PARK, Y.S CHOI, S HONG, E YOON

"Fully integrated low phase-noise VCOs with on-chip MEMS inductors"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 289-296

[38] J.B Yoon

"3D-MEMS approaches to inductors"
Workshop on Integrated Passives, *IEEE International Microwave Symposium, Juin 2003*

[39] G.W. DAHLMANN, E.M. YEATMAN, P.R. YOUNG, I.D. ROBERTSON, S LUCYSZYN

"MEMS high Q microwave inductors using solder surface tension self-assembly"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Mai 2001 Vol 1. p 329 -332

[40] MESCAP

<http://www.mescap.com>

[41] L DUSSOPT G.M. REBEIZ

"A very low phase noise SiGe VCO at X-band frequencies"
Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Ann Arbor Michigan, 2001 p 219 221

[42] Z LI, D ZHANG, T LI, W WANG, G WU

"Bulk micromachined relay with lateral contact"
Journal of Micromechanics and Microengineering, 2000, vol 10, p 329-333

[43] C.A HALL, R.C LUETZELSCHWAB, R.D STREETER, J.H VANPATTEN

"A 25 watt RF MEM-tuned VHF bandpass filter"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 1, p 503 -506

[44] G.M. REBEIZ, J.B. MULDAVIN

"RF MEMS switches and switch circuit"
IEEE Microwave magazine, Décembre 2001, p.59- 71

[45] P.M ZAVRACKY, S MAJUMDER, N.E MCGRUER

"Micromechanical switches fabricated using nickel surface micromachining"
Journal of microelectromechanical systems, Mars 1997, vol. 6, n°3, p 3- 9

[46] J.Y PARK, Y.J YEE, H.J NAM, J.U BU

"Micromachined RF MEMS tunable capacitors using piezoelectric actuators"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Mai 2001 p.2111- 2114

[47] M SULFRIDGE, T SAIF, N MILLER, K O'HARA

"Optical actuation of a bistable MEMS"
Journal of microelectromechanical systems, Octobre 2002, vol 11, n° 5, p.574- 583

[48] G.M. REBEIZ

"RF MEMS: Theory, Design, and Technology"
John Wiley & Sons; 1st edition June 15, 2002, ISBN: 0471201693.

[49] L DUSSOPT, G.M. REBEIZ

"Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Avril 2003, vol 51, n° 4, p.1247- 1256

[50] B. PILLANS, J. KLEBER, C. GOLDSMITH, M. EBERLY

"RF power handling of capacitive RF MEMS devices"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2002, Vol1, p 329 -332

[51] J.B. MULDAVIN, R BOISVERT, C BOZLER, S RABE, C KEAST

"Power handling and linearity of MEM capacitive series switches"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol3, p 2119 -2122

[52] N.E MCGRUER, G.G ADAMS, X YAN, L CHEN, S MAJUMDER

"Reliability physics of MEMS microswitch contacts"
Workshop on Modeling of RF MEMS Switches, *IEEE International Microwave Symposium, Juin 2002*

[53] MACOM: MA4AGSW Series

<http://www.macom.com>

[54] G.M. REBEIZ, G.L TAN, J.S HAYDEN

"RF MEMS phase shifters: design and applications"
IEEE Microwave magazine, Juin 2002, p. 72- 81

[55] M KIM, J.B. HACKER, R.E MIHAIOVICH, J.F DENATALE

"A monolithic MEMS switched dual-path power amplifier"
IEEE microwave and wireless components letters, Juillet 2001, vol 11, n° 7, p 285-286

[56] G.L TAN, R.E MIHAIOVICH, J.B. HACKER, J.F DENATALE, G.M REBEIZ

"Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 297-304

[57] J.B. HACKER, R.E MIHAIOVICH, M KIM, J.F DENATALE

"A Ka-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 305-308

[58] B.A CETINER, J.Y QIAN, H.P CHANG, M BACHMAN, G.P LI, F DE FLAVIIS

"Monolithic integration of RF MEMS switches with a diversity antenna on PCB substrate"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 332-335

[59] A ZIAEI, T DEAN, E GIRARD, M CHARRIER, H LEGAY, B PINTE, P BONDAVALLI, R GILLARD

"Commutateur MEMS pour la réalisation d'Antenne à Réseau Réflecteur à faibles pertes"
13èmes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 3B -3

[60] A ABBASPOUR-TAMIJANI, L DUSSOPT, G.M REBEIZ

"Miniature and tunable filters using MEMS capacitors"
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Juillet 2003, Vol: 51 n° 7, p: 1878 -1885

[61] D MERCIER, P BLONDY, J.C ORLIANGES, T DELAGE, C CHAMPEAUX, J.C ORLIANGES, A CATHERINOT

"Millimeter wave tune-all bandpass filters"
Accepté à la publication dans IEEE Transactions on microwave theory and techniques

[62] E FOURN A POTHIER, C CHAMPEAUX, P TRISTANT, A CATHERINOT, P BLONDY, G TANNE, E RIUS, C PERSON, F HURET

"MEMS switchable interdigital coplanar filter"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 320-323

[63] E FOURN, C QUENDO, E RIUS, A POTHIER, P BLONDY, C CHAMPEAUX, J.C ORLIANGES, A CATHERINOT, G TANNE, C PERSON, F HURET

"Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 1, p 523 -526

[64] T PAILLOT, P BLONDY, D CROS, P GUILLON, J.C ORLIANGES, C CHAMPEAUX, A CATHERINOT

"Implementation of a tunable coplanar filter"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 3, p 1755 -1758

[65] Y LIU, A BORGIOLO, A.S NAGRA, R.A YORK

"Tunable millimeter-wave filters using a coplanar waveguide and micromachined variable capacitors"
Journal Micromechanics and Microengineering, 2001, Vol 11, p 706–712

[66] H.T KIM, J.H PARK, Y. K KIM, Y KWON

"Low-loss and compact V-band MEMS-based analog tunable bandpass filters"
IEEE Microwave and wireless components letters, Novembre 2002 vol 12, n° 11, p.432-4341

[67] Y LIU, A BORGIOLO, A.S NAGRA, R.A YORK

"Distributed MEMS transmission lines for tunable filter applications"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2001, Vol 11, p. 254 - 260

[68] B LAKSHMINARAYANAN, T WELLER

"Tunable bandpass filter using distributed MEMS transmission lines"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 3, p 1789 -1792

[69] R.M YOUNG J. D. ADAM, C. R. VALE, T. T. BRAGGINS, S. V. KRISHNASWAMY, C. E. MILTON, D. W. BEVER, L. G. CHOROSINSKI, L. CHEN, D. E. CROCKETT, C. B. FREIDHOFF, S. H. TALISA, E. CAPELLE, R. TRANCHINI, J.R. FENDE, J. M. LORTHIOIR, A. R. TORRES

"Low-loss bandpass RF filter using MEMS capacitance switches to achieve a one-octave tuning range and independently variable bandwidth"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003 Vol 3, p 1781 -1784

[70] R.D STREETER, C.A HALL, R WOOD, R MAHADEVAN

"VHF high-power tunable RF bandpass filter using microelectromechanical microrelays"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 11: Mars 2001: p 261 - 275

[71] J PAPAPOLYMEROU, K.L LANGE, C.L GOLDSMITH, A MALCZEWSKI, J KLEBER.

"Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 271-278

[72] H.T KIM, S JUNG, K KANG, J.H PARK, Y.K KIM, Y KWON

"Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band"
IEEE transactions on microwave theory and techniques, Décembre 2001 vol 49, n° 12, p 320-2400

[73] Z.J YAO, S CHEN, S ESHELMAN, D DENNISTON, C GOLDSMITH

"Micromachined low-loss microwave switches"
IEEE journal of microelectromechanical systems, juin 1999 vol. 8, no. 2 p 129-134

[74] J.Y PARK, G.H KIM, K.W CHUNG, J.U BU

"Fully integrated micromachined capacitive switches for RF applications"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2000, Vol 1, p 283 -286.

[75] R.E MIHAIOVICH, M KIM, J.B HACKER, E.A SOVERO, J STUDER, J.A HIGGINS, J.F. DENATALE

"MEM relay for reconfigurable RF circuits"
IEEE Microwave Wireless and Components Letter, Février 2001, vol 11, p 53-55.

[76] P BLONDY, D MERCIER, D CROS, P GUILLON, P REY, P CHARVET, B DIEM, C ZANCHI, L PAPIERRE, J SOMBRIN, J.B QUOIRIN

"Packaged mm-wave thermal MEMS Switches"
31nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2001, p.47- 49

[77] P BLONDY, D CROS, P GUILLON, P REY, P CHARVET, B DIEM, C ZANCHI, L PAPIERRE, J.B QUOIRIN

"Low Voltage High Isolation MEMS Switches"
Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Ann Arbor Michigan, 2001, p 47- 49

[78] S MAJUMDER, N.E MCGRUER, G.G ADAMS, P.M ZAVRACKY, R.H MORISSON, J KRIM

"Study of contacts in an electrostatically actuated microswitch"
Sensor and Actuator A 93, 2001, p.19- 26

[79] B MCCARTHY, G.G ADAMS, N.E MCGRUER, D POTTER

"A dynamic model, including contact bounce, of an electrostatically actuated microswitch"
Journal of microelectromechanical systems, juin 2002, vol 11, n° 3, p.276- 283

[80] S. MAJUMDER, J. LAMPEN, R. MORRISON, J. MACIEL

"MEMS switches"
IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Mars 2003, p.12- 15

[81] W.P TAYLOR, O BRAND, M.G ALLEN

"Fully integrated magnetically actuated micromachined relays"
Journal of microelectromechanical systems, Juin 1998, vol 7, n° 2, p.181- 191

[82] M RUAN, J SHEN, C.B. WHEELER

"Latching micromagnetic relays"
Journal of microelectromechanical systems, Décembre 2001, vol 10, n° 4, p.511- 517

[83] MICROLAB

<http://www.microlab.net>

[84] S DUFFY, C BOZLER, S RABE, J KNECHT, L TRAVIS, P WYATT, C KEAST, M GOUKER

"MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry"
IEEE Microwave and wireless components letters, Mars 2001, Vol 11, n 3, p.106-108

[85] A.P DASILVA, C VAUGHAN

"Motorola MEMS switch technology for high frequency applications"
Microelectromechanical Systems Conference, Aout 2001, p.22 - 24

[86] I SCHIELE, J HUBER, C EVERS, B HILLERICH, F KOZLOWSKI

"Micromechanical relay with electrostatic actuation"
The 6th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Chicago, 16-19 Juin 1997, p 1165-1168

[87] S DUFFY, C BOZLER, S RABE, J KNECHT, L TRAVIS, P WYATT, C KEAST, M GOUKER

"MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry"
IEEE Microwave and wireless components letters, Mars 2001, Vol 11, n 3, p.106-108

[88] Y CAI, L.P.B KATEHI

"Series switch compatible with CMOS technology"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2002, Vol 2, p 1221 –1224.

[89] G.L TAN, G.M. REBEIZ

"DC-26 GHz MEMS Series-Shunt Absorptive Switches"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2001, Vol 1, p 325 -328

[90] J.B MULDAVIN, G.M. REBEIZ

"Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches"
IEEE Microwave and wireless components letters, Aout 2001, Vo. 11, n° 8, p 334-336

[91] J.B MULDAVIN, G.M. REBEIZ,

"All-metal high-isolation series and series/shunt MEMS switches"
IEEE Microwave and wireless components letters, Septembre 2001, Vol. 11, n° 9, p 373 -375

[92] J.L TAN, G.M. REBEIZ,

"A DC-Contact MEMS shunt switch"
IEEE Microwave and wireless components letters, Juin 2002, Vo. 12, n° 6, p 212-214

[93] D HYMAN, A SCHMITZ, B WARNEKE, T.Y HSU, J LAM, J BROWN, J SCHAFFNER, A WALSON, R.Y LOO, G.L TANGONAN, M MAHREGANY, J LEE

"Surface micromachined RF MEMS switches on GaAS substrates"
International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Aout 2001, Vol. 9, n° 4, p 348-361.

[94] S.C CHEN, D CARUTH, M FENG

"Broadband low actuation voltage RF MEMS switches"
Proceedings IEEE GaAs IC symposium, Novembre 2000, p 161-164

[95] M ADAMSCHIK, J KUSTERER, P SCHMID, K.B SCHAD, D GROBE, A FLOTTER, E KOHN

"Diamond microwave micro relay"
Diamond and Related Materials, 2002, Vol 11, p 672–676.

[96] V MILANOVIC', M MAHARBIZ, K.S. J PISTER

"Batch transfer integration of RF microrelays"
IEEE microwave and guided wave letters, Aout 2000, Vo. 10, n° 8, p 313 – 315.

[97] D PEROULIS, S PACHECO, K SARABANDI, L.P.B. KATEHI

"MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2000, p 1217 – 1220

[98] K Suzuki, S Chen, T Marumoto, Y Ara, R Iwata

"A micromachined RF microswitch applicable to phased-array antennas"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 1999. Vol 4 p 1923 -1926

[99] X ROTTENBERG, H JANSEN, P. FIORINI, W DE RAEDT, H.A.C TILMANS.

"Novel RF-MEMS capacitive switching structures"
32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002, p809 - 812.

[100] C CHANG, P CHANG

"Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss"
Sensors and Actuators, 2000, Vol 79, p 71–75

[101] D PEROULIS, K SARABANDI, L.P.B KATEHI

"Low Contact Resistance Series MEMS Switches"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2002, Vol 1, p 223 -226

[102] D HAH, EYOON, S HONG

"A low voltage actuated micromachined microwave switch using torsion springs and leverage"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2000, p 157 - 160

[103] B SCHAUWECKER, K.M STROHM, W SIMON, J MEHNER, J.F. LUY

"Toggle-switch - A new type of RF MEMS switch for power applications"
IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2002, Vol 1, p 219 -222

[104] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, C. CHAMPEAUX

"Performances et fiabilité de micro commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF "
13èmes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 3B -1

[105] J.C ORLIANGES

"Optimisation du dépôt par ablation laser de films minces d'alumine et de carbone pur et dopé, propriétés des films et intégration dans la fabrication de MEMS RF "
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 28 novembre 2003.

[106] M.J MADOU

"Fundamentals of Microfabrication: The Science of Miniaturization"
Wiley & Sons; 1st edition (June 15, 2002) ISBN: 0471201693

[107] T DELAGE

"Optimisation du dépôt de films minces de BSTO et de tricouches YBCO/BSTO/YBCO phénomènes de croissance et d'interfaces, application à la réalisation de composants hyperfréquences accordables"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 14 novembre 2003.

[108] D MERCIER

"Conception, modélisation, fabrication et caractérisation de composants MEMS RF"
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, soutenue le 10 Décembre 2003.

[109] J.L FANCHON

"Guide de la mécanique"
Edition Nathan, 1998

[110] <http://www.webelements.com>

[111] S.D SENTURIA

"Microsystem design"
Kulwer academic publisher, janvier 2001, ISBN: 0792372468

[112] S PAMIDIGHANTAM, R PUERS, K BAERT, H.A.C TILMANS

"A Pull-in voltage analysis of electrostatically actuated beam structures with fixed-fixed and fixed-free end conditions"

Journal of Micromechanics and Microengineering, Décembre 2002, p458 – 464

[113] J.I SEEGER, S.B CARY

"Stabilisation of electrostatically actuated mechanical devices"

The 6th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Chicago, 16-19 Juin 1997, p 1133 - 1136

[114] J.I SEEGER, S.B CARY

"Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches"

IEEE transactions on components and packaging technology, Septembre 1999, Vol 22, n° 3, p 357 - 364

[115] J SCHIMKAT

"Contact materials for microrelays"

The eleventh annual international MEMS Workshop proceedings, Janvier 1998, p 190 -194

[116] SUGAR

<http://www-bsac.eecs.berkeley.edu/cadtools/sugar/sugar/>

[117] ANSYS

<http://www.ansys.com/ansys/mems/index.htm>

[118] D MERCIER, E BERLAND, A POTHIER, P BLONDY, D CROS, S VERDEYME

"Méthode de modélisation pour les micro-commutateurs MEMS"

13 émes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 3B -4

[119] L.M CASTANER S.D SENTURIA

"Speed energy optimisation of electrostatic actuators based on pull-in"

Journal of microelectromechanical systems, Septembre 1999, vol. 8, n° 3, p.290-297

[120] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"Low loss ohmic switches for RF frequency applications"
32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002, p 805 - 808.

[121] A. POTHIER, A. AMMACCAPANE, D. MERCIER, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, R. SORRENTINO AND P. BLONDY

"High Q Three Bits Digitally Tunable MEMS Capacitance"
Soumis à IEE electronic letters

[122] G ZHENG, P KIRBY, A RODRÍGUEZ, J. PAPAPOLYMEROU, M TENTZERIS, L DUNLEAVY

"Design and on-wafer measurement of a w-band via-less CPW RF probe pad to microstrip transition"
33rd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2003.

[123] R. MARKS

"A multiline method of network analyzer calibration"
IEEE Microwave Theory and Techniques, Juillet 1991, vol 39, n° 7, pp. 1205-1215.

[124] R.J ROARK, W.C YOUNG

"Formulas for Stress and Strain"
New York: McGraw-Hill 6th edition, 1989

PUBLICATIONS PERSONNELLES

REVUE INTERNATIONNALE AVEC COMITE DE LECTURE

[1] E. FOURN, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, P. BLONDY, G. TANNÉ, E. RIUS, C. PERSON, F. HURET

"MEMS switchable interdigital coplanar filter"

IEEE transactions on microwave theory and techniques, Janvier 2003 vol 51, n° 1, p 320-323

[2] A. POTHIER, A. AMMACCAPANE, D. MERCIER, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, A. CATHERINOT, R. SORRENTINO AND P. BLONDY

"High Q Three Bits Digitally Tunable MEMS Capacitance"

Soumis à IEE electronic letters

CONGRES INTERNATIONAUX

[3] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, P. GUILLON, J C. ORLIANGES, C. CHAMPEAUX, , A. CATHERINOT

"High Q Switchable Planar Resonator Loaded with a MEMS Digital Capacitance"

33nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2003 Munich, Allemagne.

[4] E FOURN, C QUENDO, E RIUS, A POTHIER, P BLONDY, C CHAMPEAUX, J.C ORLIANGES, A CATHERINOT, G TANNE, C PERSON, F HURET

"Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMS cantilevers"

IEEE International Microwave Symposium Digest, Juin 2003, Vol 1, p 523 -526

[5] A POTHIER, D. MERCIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"MEMS Tunable Filters and Resonators"

3rd Workshop on MEMS for millimeterwave communications « MEMSWAVE », Heraklion Crète, 26–28 Juin 2002

[6] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"Low loss ohmic switches for RF frequency applications"

32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002 Milan, Italie, p 805 - 808.

[7] E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, G. TANNÉ, C. PERSON, F. HURET, P. BLONDY, A. POTHIER, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"Bandwidth and Center Frequency Tunable Bandpass Filter"
32nd European Microwave Conference (EuMC), Septembre 2002 Milan, Italie., p 801 - 804.

[8] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"Packaged MEMS tunable resonators"
IEEE International Semiconductor Conference CAS 2002 Sinaia, Roumanie, 8-13 octobre 2002, Vol 1, p: 33 -36

[9] P. BLONDY, A POTHIER, J.C ORLIANGES, D. CROS, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"MEMS Tunable Resonators and Filters"
31nd European Microwave Conference, Workshop on Micromachining and MEMs, Londres, Septembre. 2001

CONGRES NATIONAUX

[10] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, C. CHAMPEAUX

"Performances et fiabilité de micro commutateurs MEMS à contact ohmique pour des applications RF "
13èmes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 3B -1

[11] D MERCIER, E BERLAND, A POTHIER, P BLONDY, D CROS, S VERDEYME

"Méthode de modélisation pour les micro-commutateurs MEMS"
13 émes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 3B -4

[12] E. FOURN, C. QUENDO, E. RIUS, A. POTHIER, P. BLONDY, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT, G. TANNE, C. PERSON, F. HURET

"Filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale à capacités variables de type MEMS"
13 émes Journées Nationales Microondes, mai 2003, LILLE, CDROM: 2A -1

[13] A POTHIER, P. BLONDY, D. CROS, S VERDEYME, P. GUILLON, C. CHAMPEAUX, P. TRISTANT, A. CATHERINOT

"Résonateurs millimétriques encapsulés accordables par des structures MEMS "
12ème Forum de l'Interconnexion et du Packaging Microélectronique, Versailles, 3-5 juin 2002, p 23-28

[14] C. CHAMPEAUX, T. DELAGE, J. C. ORLIANGES, A. CATHERINOT, A. POTHIER, P. BLONDY, J.F. SEAUX, V. MADRANGEAS, D. CROS

"Dépôt par ablation laser UV nanoseconde pour la réalisation de composants télécoms"
Conférence invitée UVX 2002, Ile d'Oléron, 11-14 juin 2002