

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008

Thèse n° 52-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Benjamin LACROIX

le 23 Octobre 2008

**Conception de capacités commutées
MEMS RF miniatures et application à la
reconfiguration rapide de déphaseurs**

Thèse dirigée par Pierre Blondy et Arnaud Pothier

JURY :

Nathalie ROLLAND	Professeur, IEMN, Université de Lille 1	Présidente
Raafat R. MANSOUR	Professeur, CIRFE, Université de Waterloo	Rapporteur
Raphaël GILLARD	Professeur, IETR, Université de Rennes 1	Rapporteur
Marc THEVENOT	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Arnaud POTHIER	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Frédéric COURTADE	Ingénieur, CNES, Toulouse	Invité
William REBERNAK	Ingénieur, Thales Communication, Colombes	Invité

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008

Thèse n° 52-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Benjamin LACROIX

le 23 Octobre 2008

**Conception de capacités commutées
MEMS RF miniatures et application à la
reconfiguration rapide de déphaseurs**

Thèse dirigée par Pierre Blondy et Arnaud Pothier

JURY :

Nathalie ROLLAND	Professeur, IEMN, Université de Lille 1	Présidente
Raafat R. MANSOUR	Professeur, CIRFE, Université de Waterloo	Rapporteur
Raphaël GILLARD	Professeur, IETR, Université de Rennes 1	Rapporteur
Marc THEVENOT	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Pierre BLONDY	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Arnaud POTHIER	Chargé de Recherche CNRS, XLIM, Université de Limoges	Examineur
Frédéric COURTADE	Ingénieur, CNES, Toulouse	Invité
William REBERNAK	Ingénieur, Thales Communication, Colombes	Invité

Table des matières

Remerciements	3
Introduction Générale	9
1 Les composants MEMS RF	15
1.1 Introduction	15
1.2 Les composants MEMS (et leurs applications)	16
1.2.1 Introduction et applications aux détecteurs	17
1.2.2 Les MOEMS (Micro-Opto-Electro-Mechanical Systems)	19
1.2.3 Les Bio-MEMS	22
1.2.4 Autres domaines d'applications	22
1.2.5 Les MEMS RF	24
1.3 Les commutateurs MEMS RF	27
1.3.1 Généralités	27
1.3.2 L'actionnement électrostatique	31
1.3.3 Intérêt des micro-commutateurs MEMS RF	36
1.3.4 Exemples de micro-commutateurs MEMS RF	40
1.4 Les capacités variables MEMS RF	42
1.4.1 Principe	43
1.4.2 Les capacités analogiques	45
1.4.3 Les capacités commutées	46
1.5 Applications à des dispositifs accordables ou reconfigurables	47
1.5.1 Introduction	47
1.5.2 Filtrage	48
1.5.3 Déphasage	50
1.5.4 Adaptateurs d'impédance	56
1.5.5 Antennes	59
1.6 Conclusion	61

2	Etude et conception d'un micro-commutateur MEMS RF rapide	67
2.1	Objectif	67
2.2	Etude mécanique	68
2.2.1	Système masse-ressort. Raideur	68
2.2.2	Grandeurs caractéristiques	71
2.2.3	Choix du type de poutre et du matériau	74
2.2.4	La miniaturisation	75
2.2.5	Nouvelle géométrie : un pas de plus vers la rapidité	84
2.3	Etude mécanique de la géométrie proposée	87
2.3.1	La géométrie proposée	87
2.3.2	Optimisation géométrique	89
2.3.3	Conclusion	91
2.4	Fabrication	92
2.4.1	Procédé de fabrication	92
2.4.2	Interférométrie optique	94
2.5	Implémentation	97
2.6	Mesures mécaniques	99
2.6.1	Mesure de la fréquence de résonance mécanique	99
2.6.2	Mesure du temps de commutation	101
2.6.3	Tests en cyclage et en température	106
2.7	Caractérisation RF	107
2.7.1	Mesure de la capacité commutée série	107
2.7.2	Détermination de la capacitance parasite	108
2.7.3	Caractéristique $C(V)$	109
2.7.4	Facteur de surtension Q	111
2.8	Conclusion	113
2.9	Perspectives	115
2.9.1	Perspectives	115
2.9.2	Autres composants MEMS RF miniatures	115
3	Application au déphasage	125
3.1	Principe d'un déphaseur - Les déphaseurs à base de DMTL	125
3.1.1	Caractéristiques d'un déphaseur à base de DMTL	125
3.1.2	Fréquence de Bragg	128
3.1.3	Impédances de la ligne chargée par des capacités commutées MEMS RF	129
3.2	Méthodologie de conception	132

3.2.1	Les paramètres d'entrée	132
3.2.2	Les paramètres de sortie	133
3.2.3	Conception d'un déphaseur	135
3.3	Le déphaseur étudié	141
3.3.1	Présentation de la cellule élémentaire	141
3.3.2	Conception en éléments localisés	143
3.3.3	Simulation électromagnétique	145
3.4	Procédé de fabrication	150
3.5	Mesures	152
3.5.1	Présentation du substrat	152
3.5.2	Mesure du temps de commutation	153
3.5.3	Mesures hyperfréquences	158
3.5.4	Tenue en puissance	161
3.6	Conclusion	162
Conclusion Générale		167
Annexes		173
A Constantes élastiques		173
A.1	Constantes élastiques	173
A.2	Le module de Young	174
A.3	Le coefficient de Poisson	174
B Les contraintes		177
B.1	L'allongement relatif	177
B.2	Notion de contrainte	178
B.3	La contrainte résiduelle	178
C Les procédés de dépôt de couches minces		179
C.1	Evaporation par effet Joule	179
C.2	PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition)	180
C.3	Ablation Laser	181
C.4	Pulvérisation DC	181
D Lithographie		183
D.1	La gravure	183
D.2	Le "lift-off"	183

E	Le moment quadratique	187
E.1	Moment quadratique d'une poutre en "U"	187
E.2	Exemple de calcul	188

Table des figures

1.1	Premier composant MEMS - Transistor à grille résonante - Nathanson (1967) . . .	16
1.2	Accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices [1] : (a) Puce ADXL 202. (b) (c) Gros plans	17
1.3	Principe de fonctionnement de l'accéléromètre ADXL 202 : (a) Au repos. (b) Détection d'une accélération	18
1.4	Contrôleur de jeu sensible au déplacement	18
1.5	Accéléromètre 3D ADXL 330	19
1.6	Exemples de micromiroirs [2] : (a) Micromiroir inclinable (b) Micromiroir vertical	19
1.7	(a) Réseau de 44 miroirs et exemples de micromiroirs développés au laboratoire XLIM : (b) (c) à l'état haut, et (d) à l'état bas	20
1.8	Système de vidéo-projection DLP à base de micromiroirs par Texas Instruments .	20
1.9	Micromiroirs intégrés dans les systèmes de vidéo-projection DLP	21
1.10	(a) Pico-projecteur Texas Instruments (b) et intégration dans un téléphone mobile.	21
1.11	Bio-capteur permettant la caractérisation électrique de cellules : (a) schéma et (b) photographie.	22
1.12	Exemples de circuits micro-usinés pour des applications biologiques : (a) Micro-pince [3] (b) Micro-colonnes [4] (c) Micro-aiguille [4]	23
1.13	Pilule équipée d'une caméra capable de diagnostiquer des cancers	23
1.14	Exemples de circuits micro-usinés [5] : (a) (b) Micro-moteurs (c) Micro-pinces .	24
1.15	Antenne pastille alimentée par ligne microruban [6]	25
1.16	Exemples d'inductances micro-usinées [7] [8]	25
1.17	Inductance variable [9]. (a) Schéma de principe. (b) Photographie au MEB. . . .	26
1.18	Vue en coupe d'un résonateur BAW de type membrane	27
1.19	Photographies de poutres (a) mono-encastree et (b) bi-encastree développées à XLIM.	28
1.20	Cantilever développé par Radant MEMS [10]	29
1.21	Schéma électrique équivalent d'un commutateur ohmique monté en série : (a) à l'état haut et (b) à l'état bas	30

1.22 Schéma équivalent d'un commutateur capacitif monté en parallèle	30
1.23 Schéma de principe d'une capacité soumise à un actionnement vertical	31
1.24 Illustration du phénomène d'effondrement	33
1.25 Procédé de fabrication d'un commutateur conçu pour des applications de puissance.	38
1.26 (a) Schéma d'un cantilever conçu pour des applications de puissance et (b) photographie au MEB de ces cantilevers développés à XLIM implantés sur ligne coplanaire	38
1.27 (a) Schéma et (b) photographie au MEB d'un commutateur capacitif sans diélectrique	40
1.28 Micro-commutateur capacitif de Raytheon	41
1.29 Micro-commutateur ohmique de Radant MEMS	41
1.30 Commutateur ohmique rapide développé au CEA-Léti	42
1.31 Principe de l'actionnement latéral suivant une dimension	44
1.32 Exemples de peignes interdigités à actionnement latéral	44
1.33 Variation de la capacité par déplacement du diélectrique	45
1.34 Capacité analogique à 300 % d'accord	46
1.35 Capacité commutée miniature [11]	47
1.36 Autre capacité commutée miniature rapide [12]	47
1.37 Filtre interdigité à base de cantilevers [13]	48
1.38 (a) Filtre 3 pôles miniature (b) Résonateur demi-onde (c) Schéma de principe du résonateur [14]	49
1.39 (a) Section accordable du résonateur composée de 6 capacités MEMS (b) Schéma en coupe d'un pont MEMS utilisé [14]	50
1.40 Schéma de principe du déphaseur 11,25° développé par LG Korea et photographie du commutateur capacitif utilisé	50
1.41 Déphaseurs 3 et 5 bits en technologie coplanaire développés par LG Korea	51
1.42 (a) Déphaseur 2 bits à base de lignes à réflexion en technologie microruban et (b) gros plan sur une zone d'actionnement [15]	52
1.43 Principe de fonctionnement d'un déphaseur 2 bits (a) à base de SP4T et (b) à base de SP2T [16]	53
1.44 (a) Déphaseur 2 bits à base de SP4T. (b) Gros plan. [16]	53
1.45 Photographie d'un déphaseur 4 bits à base de SP4T	54
1.46 Déphaseurs (a) 3 bits et (b) 4 bits développés par Rockwell [17] [18]	54
1.47 Photographie d'un déphaseur en technologie coplanaire à base de stubs radiaux [15]	55
1.48 (a) Déphaseur 2 bits distribué en technologie microruban et (b) gros plan sur une section élémentaire [19]	56

1.49 (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [20]	57
1.50 (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un tuner d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [21]	58
1.51 (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un tuner d'impédance 6-24 GHz utilisant 3 stubs chargés par des capacités commutées MEMS RF [22]	58
1.52 (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de lignes distribuées [23]	59
1.53 Schéma de principe d'un réseau d'antennes à pointage électronique à base de déphaseurs	60
1.54 Antenne reconfigurable à l'aide d'actionneurs MEMS [24]	60
1.55 Antenne à diversité de polarisation à base de commutateurs MEMS RF [25]	61
1.56 Antenne commutée	61
2.1 Système masse-ressort simplifié	68
2.2 Poutre mono-encastree soumise à une force appliquée à son extrémité	69
2.3 Poutre bi-encastree soumise à une force appliquée sur sa zone centrale	70
2.4 Variation des constantes de raideur en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=10 \mu m$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa	76
2.5 Variation de la constante de raideur k' en fonction de la longueur de la poutre, à k'' constante, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa	77
2.6 Variation de la pression de rappel en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa	79
2.7 Variation du temps de commutation en fonction de la longueur de la poutre	80
2.8 Dimensions de la poutre étudiée et de son électrode d'actionnement	81
2.9 Variation de la tension d'effondrement en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa. La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement	82

2.10	Variation de la tension d'effondrement en fonction de la longueur de la poutre pour différentes épaisseurs, pour des poutres de longueur l et d'épaisseurs $t=0,35 \mu m$, $t=0,5 \mu m$ et $t=1 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa. La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement	82
2.11	Variation de la contrainte critique en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de $0,35 \mu m$ d'épaisseur	84
2.12	Sections de poutres à profils en "H" et "U"	85
2.13	Poutres à profils en "U" utilisés à l'échelle macroscopique	85
2.14	Flexion d'une poutre bi-encastrée et section de cette poutre	86
2.15	Position de l'axe neutre d'une section de poutre "U"	87
2.16	Section de la géométrie de poutre proposée	87
2.17	Géométrie proposée de poutre 3-D, vue comme une poutre standard avec des flancs inclinés permettant de raidir la structure	88
2.18	Fréquence de résonance mécanique en fonction de l'angle pour différentes largeurs de flancs, pour une poutre de dimensions $40 \times 10 \times 0,35 \mu m^3$	89
2.19	Tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la poutre pour différents angles, pour une poutre de dimensions $40 \times 10 \mu m^2$, pour une largeur de flanc $h=3 \mu m$	90
2.20	Visualisation de la déformation mécanique de la poutre profilée proposée sous Ansys	91
2.21	Vue de dessus du procédé de fabrication du micro-commutateur sur substrat de silice fondue implémenté sur ligne coplanaire	93
2.22	Vue en coupe du procédé de fabrication du micro-commutateur sur substrat de silice fondue implémenté sur ligne coplanaire	93
2.23	Principe de l'interférométrie optique [26]	95
2.24	Visualisation du profil de deux poutres de $80 \mu m$ à l'interféromètre optique . . .	96
2.25	Photographie au microscope à balayage électronique d'une poutre profilée de $60 \mu m$ de long	96
2.26	Dimensions de la ligne coplanaire	98
2.27	Photographie au microscope à balayage électronique de la poutre implémentée sur ligne coplanaire	98
2.28	Banc de mesure utilisé pour déterminer la fréquence de résonance mécanique . .	99
2.29	Détection de l'intermodulation entre le signal d'excitation BF et le signal d'entrée RF permettant de déterminer la fréquence de résonance mécanique (a) pour une poutre de $60 \mu m$ de long et (b) pour une poutre de $40 \mu m$ de long	100

2.30	Modélisation des ancrages avec ANSYS et photographie présentant la forme réelle des ancrages	101
2.31	Banc de mesure utilisé pour déterminer le temps de commutation	103
2.32	Temps de montée du signal d'actionnement de type "rectangle" de 140 V d'amplitude	103
2.33	Répartition des composants à tester présents sur un même substrat	104
2.34	(a) Mesure du temps de commutation d'une poutre de 40 μm et (b) zoom sur la zone de commutation	105
2.35	(a) Mesure du temps de relâchement d'une poutre de 40 μm et (b) zoom sur la zone de commutation	106
2.36	Fréquence de résonance (a) mesurée et (b) normalisée pour une poutre de dimension 50x10 μm^2 en fonction de la température	107
2.37	Paramètres S_{21} mesuré et simulés aux états haut et bas pour une poutre de 40 μm de long	108
2.38	Schéma en coupe de la capacité parasite totale	109
2.39	Caractéristique $C(V)$ théorique d'une capacité commutée et exemple d'effet du chargement	110
2.40	Caractéristique $C(V)$ d'une capacité commutée de 60 μm de long mesurée pour différentes tensions d'actionnement appliquées	111
2.41	Abaque de Smith présentant le coefficient de réflexion d'un composant sans pont mobile et d'un composant avec pont mobile, lorsque le pont de 60 μm de long est à l'état haut, pour des fréquences de 0,5 à 25 GHz	112
2.42	Modèle en éléments localisés du composant testé, en tenant compte de l'influence de la polarisation	112
2.43	Extraction du facteur de qualité intrinsèque de la capacité commutée MEMS RF	113
2.44	Photographies de poutres miniatures de géométrie standard (a) de 40x20 μm^2 et (a) 60x20 μm^2 . On peut observer l'électrolyse sur les extrémités de la deuxième poutre permettant de rigidifier la structure mécanique	116
2.45	Photographies de poutres miniatures de géométrie modifiée de longueur (a) (b)100 μm et (c) 40 μm . La partie la plus étroite mesure 20 μm	117
2.46	Photographies d'un réseau de 30 poutres miniatures 30x7 μm^2 implémentées sur ligne coplanaire et réalisées en or	118
2.47	Photographies d'un réseau de 15 poutres miniatures 30x25 μm^2 implémentées sur ligne coplanaire et réalisées en or	119
2.48	Signal d'actionnement utilisé pour effectuer les mesures en cyclage	120
2.49	Différence entre la capacité maximale et la capacité minimale détectée au cours du temps, en unités arbitraires	120

3.1	Cellule élémentaire utilisant (a) un commutateur MEMS RF ou (b) une capacité commutée MEMS RF	126
3.2	Ligne distribuée composée de cellules élémentaires	126
3.3	Principe d'une ligne distribuée utilisant des varactors MEMS [27]	127
3.4	DMTL placée dans un système 50 ohms [27]	129
3.5	(a) Impédances optimales lorsque les ponts sont aux états haut et bas en fonction du coefficient de réflexion maximal souhaité. (b) Impédances optimales pour un coefficient de réflexion maximal égal à - 16 dB	131
3.6	Schéma d'une cellule élémentaire en éléments localisés et mise en cascade de 8 cellules	138
3.7	Coefficients de réflexion simulés pour trois fréquences de Bragg différentes lorsque les ponts MEMS RF sont (a) à l'état haut et (b) à l'état bas	138
3.8	Coefficients de réflexion simulés lorsque les ponts MEMS RF sont aux états haut et bas pour une fréquence de Bragg de (a) 30 GHz, (b) 60 GHz et (c) 100 GHz	139
3.9	Pertes d'insertion pour trois fréquences de Bragg différentes	140
3.10	Pertes d'insertion simulées pour trois fréquences de Bragg différentes (a) à l'état haut et (b) à l'état bas	140
3.11	Pertes d'insertion simulées lorsque les ponts MEMS RF sont aux états haut et bas pour une fréquence de Bragg de (a) 30 GHz, (b) 60 GHz et (c) 100 GHz	141
3.12	Implémentation possible des ponts MEMS RF (a) en parallèle et (b) en série pour la conception d'une cellule élémentaire	142
3.13	Implémentation retenue des ponts MEMS RF pour la conception d'une cellule élémentaire	143
3.14	Modèle en éléments localisés de la cellule élémentaire	144
3.15	Coefficient de réflexion simulés en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires	144
3.16	Pertes d'insertion simulées en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires	145
3.17	Déphasage simulé en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires	145
3.18	(a) Dimensions de la cellule élémentaire et (b) zoom sur la zone d'implémentation du pont, en micromètres	147
3.19	Comparaison (a) du coefficient de réflexion et (b) du déphasage simulés en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 6 cellules élémentaires	148

3.20 Comparaison (a) du coefficient de réflexion et (b) du déphasage simulés en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 12 cellules élémentaires	148
3.21 Comparaison des pertes d'insertion simulées en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 6 cellules élémentaires (a) à l'état haut et (b) à l'état bas	149
3.22 Comparaison des pertes d'insertion simulées en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 12 cellules élémentaires (a) à l'état haut et (b) à l'état bas	149
3.23 Procédé de fabrication du déphaseur	150
3.24 Photographie de la cellule élémentaire caractérisée et vue en coupe de la capacité commutée	154
3.25 Temps de commutation mesuré pour une cellule élémentaire (a) avec une impulsion d'amplitude 50 V et (b) avec une impulsion d'amplitude 60 V	154
3.26 (a) Temps de commutation mesuré pour une cellule élémentaire avec une impulsion d'amplitude 70 V et (b) zoom sur la zone de commutation	155
3.27 Photographie du déphaseur 90 degrés composé de 6 cellules élémentaires	155
3.28 Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires (a) avec une impulsion d'amplitude 40V et (b) avec une impulsion d'amplitude 45 V	156
3.29 Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d'amplitude 50V	156
3.30 Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d'amplitude 60V	157
3.31 Temps de relâchement mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d'amplitude 45V	157
3.32 Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 12 cellules élémentaires avec une impulsion d'amplitude 58V	158
3.33 Mesures (a) du coefficient de réflexion et (b) des pertes d'insertion pour le déphaseur composé de 6 cellules comparées aux simulations électromagnétiques .	159
3.34 Déphasage mesuré pour le déphaseur composé de 6 cellules comparé aux simulations électromagnétiques	159
3.35 Mesures (a) du coefficient de réflexion et (b) des pertes d'insertion pour le déphaseur composé de 12 cellules	160
3.36 Déphasage mesuré pour le déphaseur composé de 12 cellules	161

3.37	Variation normalisée du déphasage mesuré en fonction de la puissance appliquée pour deux déphaseurs composés de 6 cellules	162
A.1	Illustration du calcul du coefficient de Poisson	175
B.1	Illustration de l'allongement relatif	177
B.2	Influence de la contrainte résiduelle sur une poutre bi-encastree [28]	178
C.1	Principe de fonctionnement d'un évaporateur par effet Joule	180
C.2	Photographie du bâti et du laser	181
C.3	Principe de fonctionnement de l'ablation laser	182
C.4	Principe de fonctionnement de la pulvérisation cathodique	182
D.1	Aligneurs de masque (a) MJB3 et (b) MJB4 de Suss MicroTec	184
D.2	(a) Principe de la gravure et (b) principe du "lift-off"	185
E.1	Position de l'axe neutre d'une section de poutre "U"	187

Liste des tableaux

1.1	Comparaison des performances entre commutateurs MEMS RF, diodes PIN et transistors à effet de champ [29]	36
2.1	Influence de la miniaturisation sur les constantes de raideur pour des poutres de longueur l , de largeur $w=10 \mu m$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa . . .	76
2.2	Influence de la miniaturisation sur k' à k'' constante, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa	77
2.3	Influence de la miniaturisation sur la pression de rappel, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa	79
2.4	Influence de la miniaturisation sur le temps de commutation	80
2.5	Influence de la miniaturisation sur la tension d'effondrement, pour des poutres de longueur l et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa. La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement	81
2.6	Influence de la miniaturisation sur la contrainte critique	83
2.7	Fréquences de résonance mécanique, raideur, et masse de la poutre mobile en fonction de ses dimensions, considérant une masse effective égale à $0,35.m$. . .	91
2.8	Comparaison des fréquences de résonance mécanique mesurées et théoriques pour des poutres de différentes longueurs	101
2.9	Temps de commutation et tensions d'effondrement moyens mesurés pour des poutres de différentes longueurs	104
3.1	Influence des paramètres d'entrée sur les paramètres de sortie pour la conception d'un déphaseur à base de DMTL	135

3.2	Exemple de paramètres de sortie calculés pour la conception d'un déphaseur opérant à 20 GHz	136
3.3	Influence de la fréquence de Bragg sur les paramètres de sortie	137
3.4	Déphasages simulés sous ADS circuit et Momentum	148

Remerciements

Remerciements

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein du département Minacom (Micro et NANotechnologies pour Composants Optoélectroniques et Microondes) de l'Institut de Recherche XLIM UMR CNRS 6172, à l'Université de Limoges. Je tiens dans un premier temps à remercier Monsieur Pierre Guillon, ancien directeur du laboratoire, ainsi que Monsieur Dominique Cros, directeur actuel, de m'avoir accueilli et permis de réaliser ces travaux.

Je remercie Madame Nathalie Rolland, Professeur à l'IEMN (Institut d'Electronique, de Microélectronique, et de Nanotechnologie) de l'Université de Lille 1, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Je remercie sincèrement Monsieur Raafat R. Mansour, Professeur et Directeur du CIRFE (Centre for Integrated RF Engineering) à l'Université de Waterloo, au Canada, d'avoir accepté de rapporter sur ces travaux, malgré la difficulté que représente la langue française. Je le remercie vivement d'avoir assisté à la soutenance de ces travaux. J'adresse également mes remerciements les plus sincères à Monsieur Raphaël Gillard, Professeur à l'IETR (Institut d'Electronique et des Télécommunications de Rennes) à l'Université de Rennes 1, d'avoir rapporté sur ces travaux.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Marc Thévenot, Chargé de Recherche CNRS à l'Institut de Recherche XLIM de Limoges, d'avoir examiné ces travaux.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus vifs à Monsieur Pierre Blondy et à Monsieur Arnaud Pothier, respectivement Professeur et Chargé De Recherche CNRS à l'Institut de Recherche XLIM de Limoges, pour avoir dirigé ces travaux de doctorat et pour m'avoir fait confiance, en écoutant mes idées et en partageant nos points de vue. Je remercie particulièrement Monsieur Arnaud Pothier de m'avoir transmis une large partie de ses connaissances technologiques, de m'avoir enseigné les ficelles du métier de technologue, ainsi que de m'avoir souvent apporté des solutions, sinon des conseils judicieux dans la conception et la fabrication de composants microélectroniques.

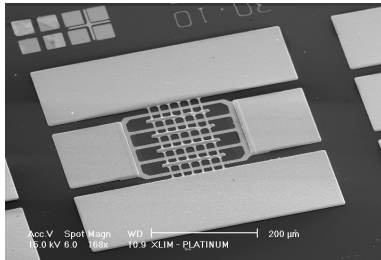
Je remercie Monsieur Frédéric Courtade, Ingénieur au CNES (Centre Nationale d'Etudes Spatiales) de Toulouse, ainsi que Monsieur William Rebernak, Ingénieur à Thales Communications, à Colombes, d'avoir accepté d'examiner ce rapport.

Je remercie également les personnes qui ont participé de près ou de loin à ces travaux, notamment Christophe Cibert, Frédéric Dumas-Bouchiat, Jean-Christophe Orlianges, et Aurelian Crunteanu, pour les dépôts de diélectrique si précieux pour ces travaux.

Mes derniers remerciements vont à toutes les personnes qui m'ont accompagné et encouragé tout au long de ces trois années. A ma famille, à mes amis.

Introduction Générale

Introduction Générale



Les systèmes de télécommunication hyperfréquences sont de plus en plus présents dans notre quotidien. Autrefois réservés essentiellement à des applications militaires, les dispositifs électroniques permettant la transmission de données (texte, voix, image, vidéo, ...) se sont largement étendus à des domaines d'applications divers comme les applications spatiales, l'aéronautique... et se sont également démocratisés notamment dans la téléphonie mobile, l'automobile, ou les applications de réseaux sans fils et de connexions à haut débit (Wi-Fi, WiMAX, ...).

Depuis l'invention du premier transistor en 1947 par Bardeen, Brattain et Shockley, et du premier circuit intégré en 1958 par Kilby, l'intégration des fonctions électroniques toujours plus nombreuses et complexes est constamment recherchée. Grâce au développement de la technologie MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*), l'intégration de fonctions diverses sur un même substrat (arsenure de gallium, silicium, ...) et la miniaturisation de dispositifs qui étaient jusqu'alors encombrants est devenue possible, tout en maintenant un coût de fabrication faible. Les pertes de signal notamment provoquées par les interconnexions entre les différents composants peuvent ainsi être limitées. Cette technologie qui fait majoritairement appel à des composants semi-conducteurs permet de réaliser des circuits électroniques complexes de dimensions millimétriques.

Les applications engendrées par cette révolution de l'électronique sont très variées, pouvant aller des applications militaires de télécommunication à des dispositifs spatiaux (télécommunications par satellite, transmission d'images de sondes exploratrices, ...), en passant par des applications grand public, comme notamment la téléphonie mobile avec l'apparition de nouvelles normes (3G (UMTS), 4G (OFDM, WiMAX), ...) permettant l'ajout de services sur son appareil nomade comme la transmission de données numériques (photo, son, vidéo, télévision, visioconférence, ...) ou la navigation sur Internet.

Des solutions basées sur l'intégration de composants mécaniques à des systèmes électroniques ont montré de réelles potentialités. Le développement de technologies de fabrication comme le micro-usinage de surface (1971) a permis de réaliser des structures suspendues dont le mouvement mécanique permet de réaliser des fonctions de commutation ou de modulation. L'utilisation de tels composants dans le domaine des hyperfréquences est récente et n'est développée que depuis la seconde moitié des années 1990. L'intégration de composants micro-électro-mécaniques (MEMS) permet d'obtenir des dispositifs linéaires présentant de faibles pertes, et ne nécessitant qu'une faible consommation de puissance, ce qui fait d'eux de sérieux concurrents aux composants semi-conducteurs.

Le travail de cette thèse de doctorat s'inscrit en adéquation avec la perspective de développer de tels composants et d'améliorer leurs performances. L'étude, la conception, et la fabrication d'une capacité commutée MEMS RF seront menées. Nous présenterons également une des applications envisageables au composant ainsi développé. Ce mémoire est composé de trois parties principales.

La première partie présente un bref historique des composants MEMS, suivi de l'état de l'art de ces composants micro-mécaniques dans le domaine des hyperfréquences, étayé de quelques applications à des dispositifs micro-ondes, notamment des dispositifs accordables et reconfigurables.

La deuxième partie aura pour sujet l'étude et la conception d'une capacité commutée MEMS RF rapide. Nous nous intéresserons en particulier à la mécanique des poutres afin de bien comprendre les phénomènes régissant la conception d'un composant micro-mécanique, et tenterons d'apporter une solution pour obtenir des vitesses de commutation inférieures à la microseconde. Nous présenterons également la fabrication de ce type de composant qui sera réalisé au sein de l'Institut de Recherche XLIM de Limoges.

Nous nous intéresserons enfin, dans la troisième partie, aux applications de déphasage. Nous détaillerons le principe de conception d'un déphaseur à base de lignes distribuées, puis nous discuterons de la réalisation et de l'optimisation d'un tel dispositif intégrant des capacités commutées miniatures MEMS RF rapides.

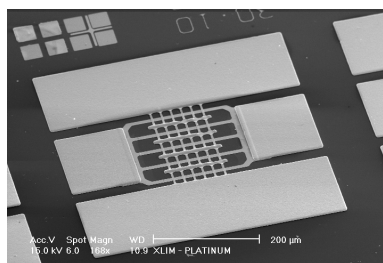
Enfin, une conclusion générale présentera les avancées réalisées ainsi que les perspectives à ces travaux de doctorat.

Chapitre 1 - Les composants MEMS RF

Chapitre 1

Les composants MEMS RF

1.1 Introduction



Les technologies de fabrication de circuits intégrés ont permis de réaliser des systèmes électroniques dont de plus faibles dimensions, un coût de fabrication moins onéreux (notamment à grande échelle), ainsi que de meilleures performances sont sans cesse recherchés. Ces techniques de fabrication utilisant le micro-usinage de surface (ou de volume) permettent d'obtenir des composants toujours plus miniatures et plus performants : le transistor en est le meilleur exemple. L'idée d'utiliser le micro-usinage de surface afin de réaliser des dispositifs mécaniques de taille micrométrique est apparue dès la fin des années 1960. En effet, en 1967, Nathanson *et al.* [30] présentent un transistor MOS à grille résonante, présenté sur la Figure 1.1. La grille est ici une électrode suspendue dont le mouvement permet de moduler le courant I_d . Ce transistor est le premier composant que l'on peut qualifier de MEMS. L'appellation anglo-saxonne MEMS (« Micro-Electro-Mechanical Systems ») désigne des systèmes électriques micrométriques déformables par une sollicitation. Dans le cas présenté ici, la sollicitation désigne l'actionnement électrostatique permettant le mouvement de la grille mobile. La technologie était alors peu compatible avec les circuits intégrés de l'époque.

Nathanson a pourtant introduit l'idée de couche sacrificielle permettant ainsi de créer une structure "suspendue" qui est depuis utilisée dans la réalisation de poutres MEMS. Les applications des MEMS se situaient alors dans le domaine des basses fréquences et n'étaient à l'époque que peu applicables au domaine RF.

Cependant, en 1979, Petersen [31] présente le premier composant MEMS pour des applications de commutation utilisant des cantilevers micro-usinés en surface. Les domaines

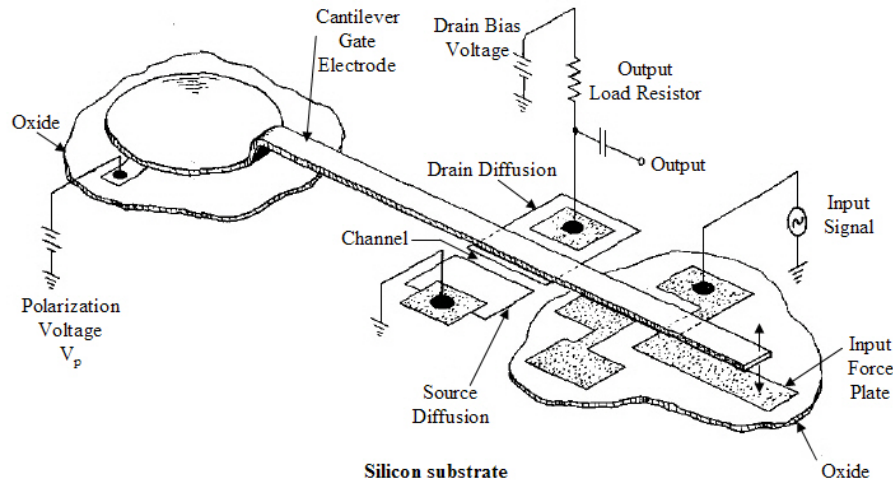


FIGURE 1.1 – Premier composant MEMS - Transistor à grille résonante - Nathanson (1967)

d'applications sont alors essentiellement les capteurs ou encore les accéléromètres.

Ce n'est qu'à partir de 1995, lorsque Goldsmith [32] présente un commutateur MEMS RF, que de nombreux chercheurs perçoivent alors l'intérêt de ces systèmes mécaniques offrant de nombreux avantages par rapport aux semi-conducteurs.

En effet, les composants MEMS présentent une meilleure isolation, offrent une excellente linéarité, n'exigent pas ou peu de courant (consommation de puissance très faible), et permettent de réaliser des dispositifs à fort facteur de qualité, tout en disposant d'une facilité d'intégration. Ces nombreux avantages ont permis depuis plus d'une décennie de développer et de concevoir des composants MEMS, notamment MEMS RF pour des applications concernant le domaine de la téléphonie mobile ou pour des applications RADAR par exemple.

On trouve de nombreux composants MEMS RF tels que les micro-commutateurs, les capacités variables, les FBAR (*Film Bulk Acoustic Resonator*, utilisant des matériaux piézoélectriques), qui permettent de réaliser de nombreux dispositifs comme des résonateurs, des filtres, des déphaseurs, ou des antennes.

1.2 Les composants MEMS (et leurs applications)

L'acronyme MEMS doit désigner un composant de taille micrométrique disposant d'une partie mobile. Par abus de langage, certains circuits micro-usinés sont souvent appelés (à tort) MEMS comme ils sont réalisés grâce à une technologie permettant de créer une structure suspendue.

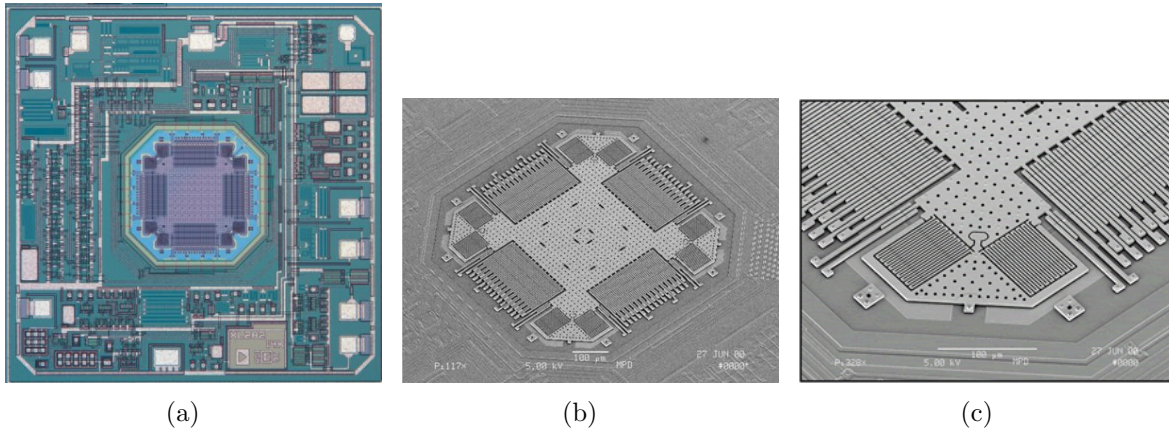


FIGURE 1.2 – Accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices [1] : (a) Puce ADXL 202. (b) (c) Gros plans

Nous présenterons néanmoins quelques uns de ces circuits puisqu'ils n'auraient pas vu le jour sans cette technologie. De plus, ils sont souvent associés à d'autres composants MEMS pour réaliser des dispositifs électroniques.

1.2.1 Introduction et applications aux détecteurs

Les composants MEMS ont été largement développés à partir des années 70, notamment pour des applications de capteurs de pression pouvant être utilisés dans les accéléromètres équipant les automobiles. La Figure 1.2 montre l'exemple de l'accéléromètre ADXL 202 d'Analog Devices [1] qui utilise des composants MEMS réalisés en micro-usinage de surface. Le principe de fonctionnement est illustré Figure 1.3 : deux électrodes fixes forment deux capacités C_1 et C_2 avec une poutre mobile. Au repos, les capacités C_1 et C_2 sont de même valeur : lorsqu'une accélération est ressentie, la poutre se déplace, entraînant alors une variation des capacités C_1 et C_2 . Dans les systèmes automobiles par exemple, lorsque cette différence de capacités dépasse un certain seuil (pour une accélération importante), l'application associée est alors activée (déclenchement d'airbags, ...).

Aujourd'hui, les composants MEMS sont utilisés dans divers domaines d'applications très variés.

Toujours pour des applications de capteurs de pression, on peut citer l'exemple récent de l'utilisation de MEMS dans les manettes de la console de jeux Wii de Nintendo™(Figure 1.4). Ici, l'accéléromètre utilisé est un ADXL 330 (Figure 1.5) qui détecte les déplacements de la

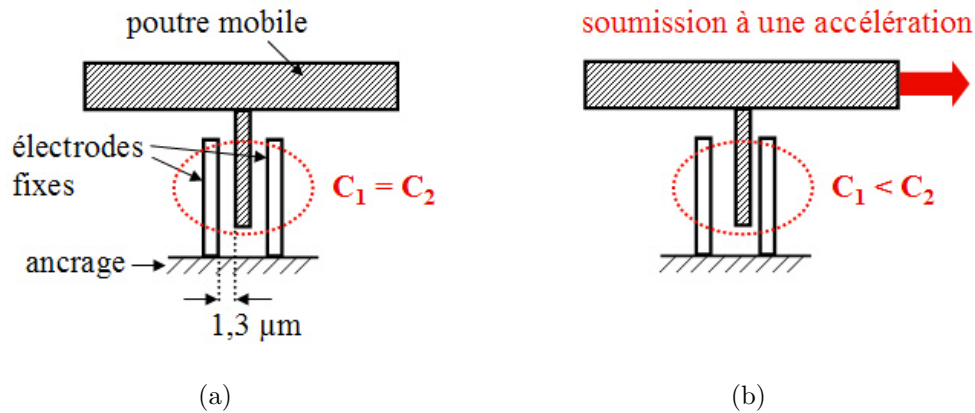


FIGURE 1.3 – Principe de fonctionnement de l'accéléromètre ADXL 202 : (a) Au repos. (b) Détection d'une accélération

manette dans les trois directions de l'espace. Il permet ainsi de rendre ces manettes sensibles aux mouvements du joueur et retranscrire ces mouvements afin de rendre le jeu beaucoup plus interactif avec le joueur. Les composants MEMS utilisés ici sont fabriqués par ST Microelectronics en Italie. Au niveau technologique et économique, ces capteurs sont à la fois très sensibles et robustes (peu sensibles aux vibrations parasites) : ils ne nécessitent que peu de puissance (pas de dégagement de chaleur, autonomie prolongée pour une manette sans-fil) et sont peu sensibles aux variations de température. Leur faible encombrement ($5 \times 5 \times 1,5 \text{ mm}^3$) et leur faible coût de fabrication leur permettent également de s'imposer sur ce genre de marché de type interaction interface-utilisateur.



FIGURE 1.4 – Contrôleur de jeu sensible au déplacement

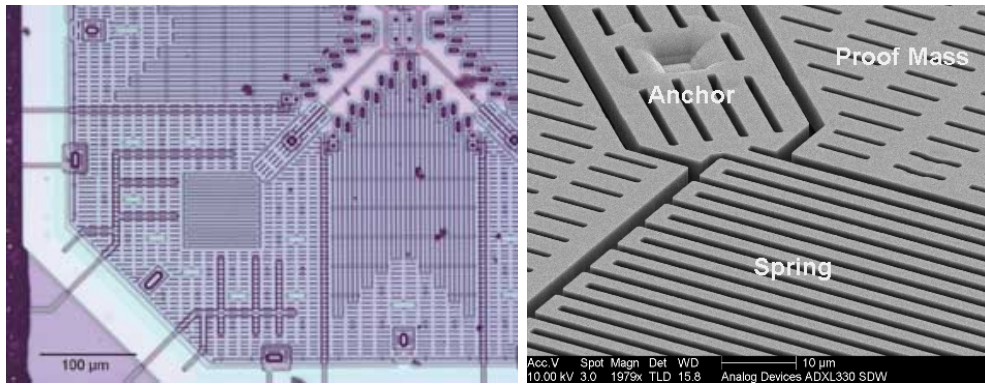


FIGURE 1.5 – Accéléromètre 3D ADXL 330

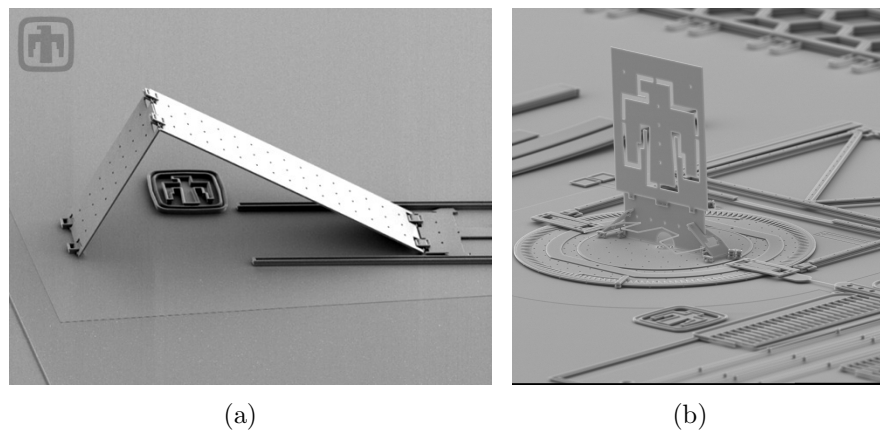


FIGURE 1.6 – Exemples de micromiroirs [2] : (a) Micromiroir inclinable (b) Micromiroir vertical

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

On parle de MOEMS lorsque les composants MEMS sont utilisés dans le domaine de l'optique, pour réaliser par exemple des micromiroirs, comme ceux présentés Figure 1.6 [2]. Le premier micromiroir peut changer d'inclinaison à l'aide d'un micro-moteur tandis que le second est fixé verticalement sur une plaque tournante qui permet d'orienter le miroir. Les MOEMS permettent également de réaliser des commutateurs optiques, des cavités optiques, ou encore des scanners.

Au sein de l'Institut de Recherche XLIM, des micromiroirs déformables ont été développés pour des applications optiques diverses, comme par exemple la génération d'impulsions nanosecondes dans des lasers à fibres dopées [33]. La Figure 1.7 montre quelques-uns de ces micromiroirs à différents états qui permettent la réflexion de faisceaux lasers, ainsi qu'un réseau de 44 micromiroirs déformables pouvant être actionnés simultanément ou indépendamment les uns des autres. Ce réseau peut être intégré dans des dispositifs optiques tels des amplificateurs lasers à fibres dopées [34].

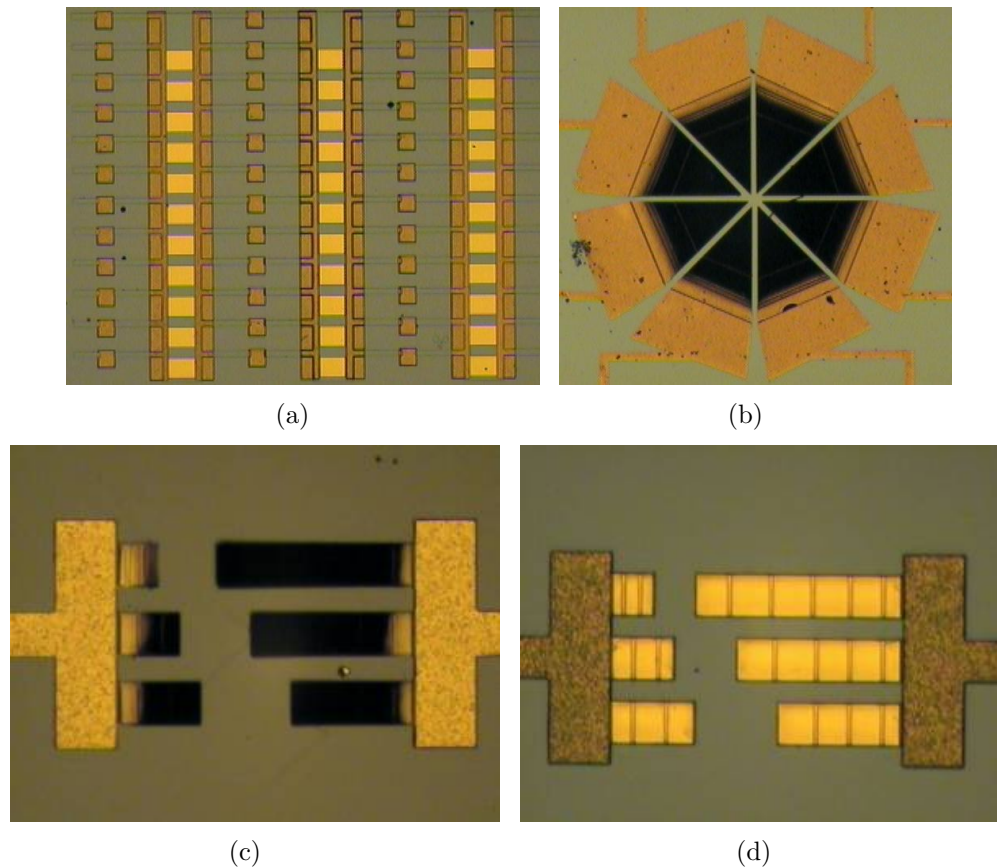


FIGURE 1.7 – (a) Réseau de 44 miroirs et exemples de micromiroirs développés au laboratoire XLIM : (b) (c) à l'état haut, et (d) à l'état bas

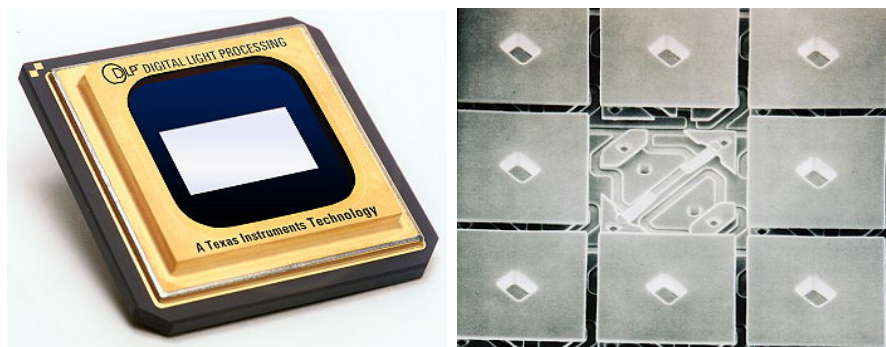


FIGURE 1.8 – Système de vidéo-projection DLP à base de micromiroirs par Texas Instruments

La technologie DLP (Digital Light Processing) développée par Texas Instruments [35] depuis 1987 est utilisée dans les systèmes de vidéo-projection ou de télévision à écran large dans le but d'obtenir une image de grande qualité. La Figure 1.8 présente une puce comprenant plus de 2 millions de micromiroirs qui vont chacun s'orienter mécaniquement afin de créer un pixel de

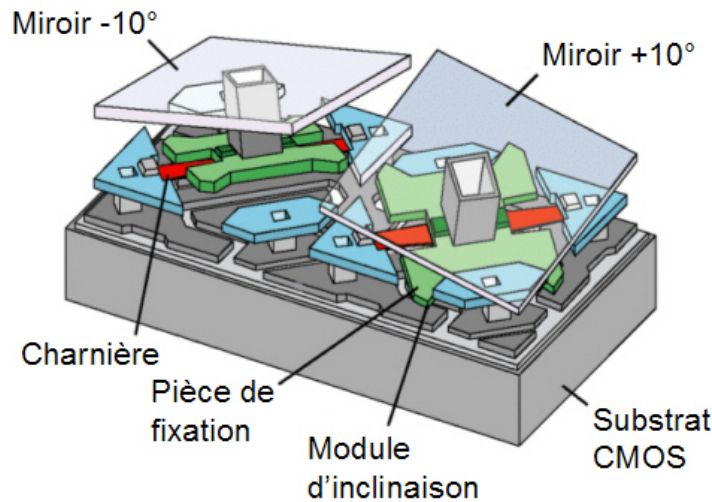


FIGURE 1.9 – Micromiroirs intégrés dans les systèmes de vidéo-projection DLP

l'image projetée. La Figure 1.9 présente un schéma de deux micromiroirs utilisés dans les systèmes de vidéo-projection DLP, et qui permettent chacun de restituer un pixel de l'image finale. Chaque miroir mesure $16 \mu\text{m}$ de côté et sont espacés d'environ $1 \mu\text{m}$ les uns des autres. En fait, l'inclinaison de chaque miroir permet de renvoyer ou non la lumière émise, et son inclinaison permet d'obtenir 1024 niveaux de gris. Un filtre couleur sera ensuite placé en aval afin de restituer une image colorée de bonne luminosité. En mars 2007, Texas Instruments a même repoussé les limites de la miniaturisation en présentant un pico-projecteur DLP (Figure 1.10) qui peut tenir dans le creux de la main, dont les applications envisagées sont des systèmes de vidéo haute définition mobiles. En fait, ces pico-projecteurs devraient permettre de projeter et visualiser des vidéos présentes sur les systèmes nomades (comme les téléphones portables) avec une image projetée entre 14 et 17 pouces (35 à 43 cm) sans perte de qualité.

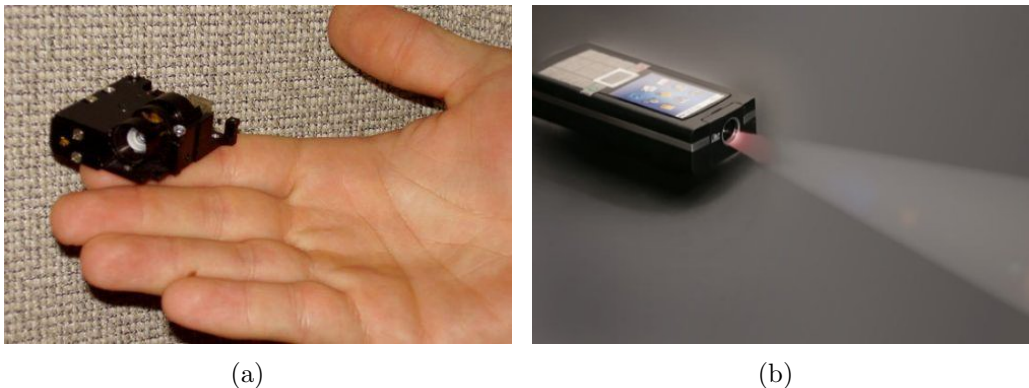


FIGURE 1.10 – (a) Pico-projecteur Texas Instruments (b) et intégration dans un téléphone mobile.

1.2.3 Les Bio-MEMS

La famille des Bio-MEMS est principalement constituée de capteurs destinés à des applications biologiques ou médicales à l'échelle micrométrique (la taille d'une cellule est comprise entre 1 et 100 μm). La Figure 1.11 présente un bio-capteur réalisé au laboratoire XLIM permettant de caractériser électriquement des cellules indépendamment les unes des autres à l'aide d'une structure résonante [36]. Les ambitions sont alors de différencier deux cellules ne disposant pas du même bagage génétique afin d'identifier par exemple des cellules cancéreuses au cas par cas.

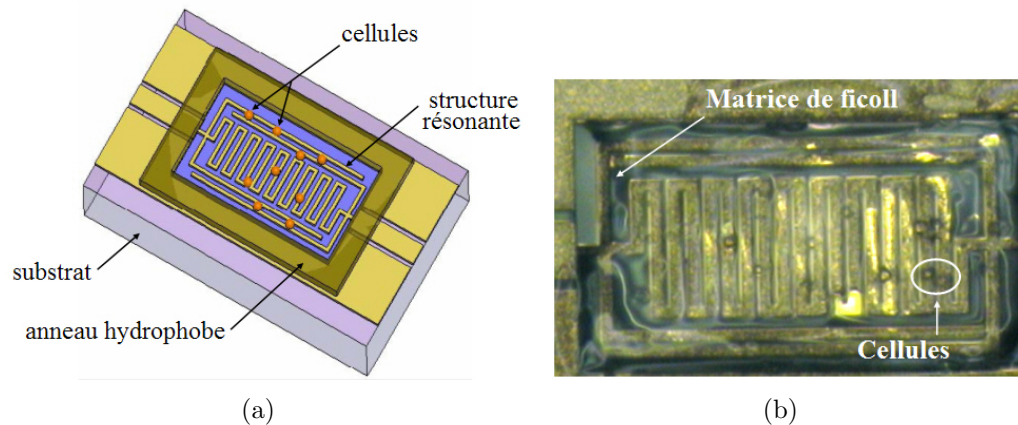


FIGURE 1.11 – Bio-capteur permettant la caractérisation électrique de cellules : (a) schéma et (b) photographie.

On peut également trouver dans la famille des Bio-MEMS des bio-capteurs dont la détection est mécanique : des cellules sont disposées sur des poutres mobiles dont le déplacement ou la résonance mécanique seront modifiés suivant le type de cellules [37].

Les Bio-MEMS permettent en outre de fabriquer des puces à ADN, des micro-réacteurs chimiques, des micro-valves ou micro-pompes, des micro-pinces, ou encore des micro-seringues. La Figure 1.12(a) présente une micro-pince capable de saisir des objets biologiques de la taille des cellules [3]. La Figure 1.12(c) présente une aiguille en silicium gravée dont la hauteur est de 230 μm . Cette aiguille est créée à partir des colonnes de protection de 300 μm de haut visibles sur la Figure 1.12(b) et qui sont éliminées durant la gravure [4].

1.2.4 Autres domaines d'applications

Dans le domaine médical, des MEMS introduits dans des pilules réduisent au maximum les dimensions et la consommation de puissance de systèmes électroniques permettant d'étudier et de diagnostiquer des maladies. Ainsi, la pilule PillCam de la société Given Imaging est équipée

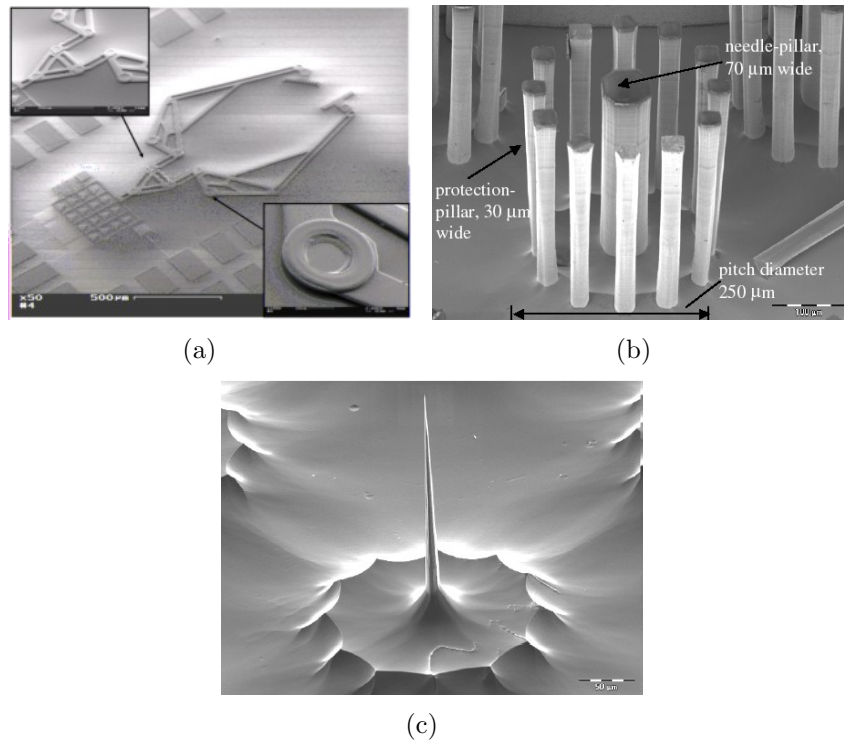


FIGURE 1.12 – Exemples de circuits micro-usinés pour des applications biologiques : (a) Micro-pince [3] (b) Micro-colonnes [4] (c) Micro-aiguille [4]

d'une caméra et permet de diagnostiquer des cancers du colon ou de l'œsophage sans occasionner de gêne chez le patient. Cette pilule, présentée Figure 1.13, est capable d'envoyer 4 images par seconde et possède une autonomie de 9 heures.



FIGURE 1.13 – Pilule équipée d'une caméra capable de diagnostiquer des cancers

En micro-mécanique et microrobotique, on peut réaliser des micro-moteurs comme celui présenté Figure 1.14(a) [5], ou encore celui présenté Figure 1.14(b) dont le diamètre du rotor est de $100 \mu\text{m}$ pour une épaisseur de $7 \mu\text{m}$ et dont la vitesse de rotation est de 10 000 tours par minute. Il est également possible de fabriquer diverses micro-pinces, comme celles présentées

Figure 1.14(c) [5].

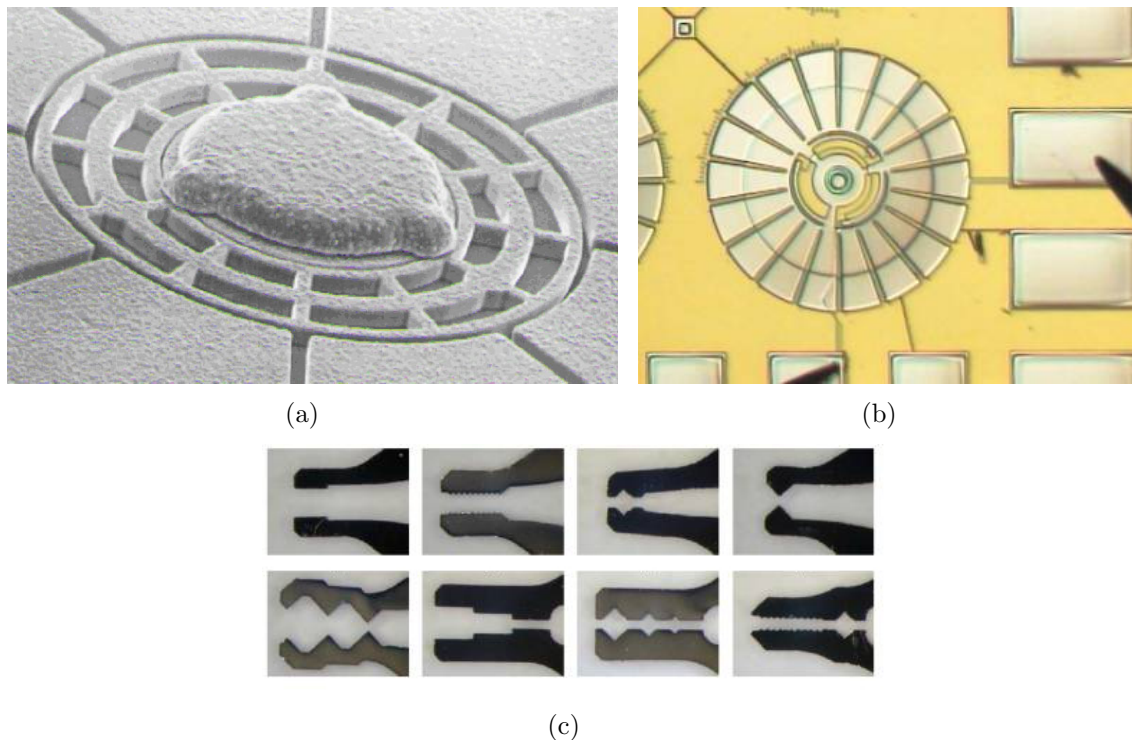


FIGURE 1.14 – Exemples de circuits micro-usinés [5] : (a) (b) Micro-moteurs (c) Micro-pincettes

1.2.5 Les MEMS RF

Enfin, on parle de MEMS RF dans le domaine des hyperfréquences. Ils permettent de réaliser de nombreux composants comme par exemple des micro-commutateurs, divers composants passifs variables, des résonateurs, des filtres accordables, des antennes, ... Dans l'exemple illustré Figure 1.15 [6], la polarisation de l'antenne pastille (alimentée ici par la ligne microruban) est contrôlée en modifiant physiquement sa géométrie à l'aide de composants MEMS RF.

Les inductances

La conception de micro-inductances fixes suspendues ou réalisées sur des membranes diélectriques supportent des fréquences de résonance jusqu'à quelques dizaines de GHz [38]. Les fréquences de résonance peuvent varier de 50 à 70 GHz pour des inductances de 1,7 nH et 1,2 nH. On peut également obtenir de bons facteurs de qualité variant de 50 à 60 pour des fréquences allant de 30 à 40 GHz. La Figure 1.16 présente quelques photographies d'inductances micro-usinées. Les inductances présentées ici, si elles sont suspendues, ne sont toutefois pas mobiles : elles ne

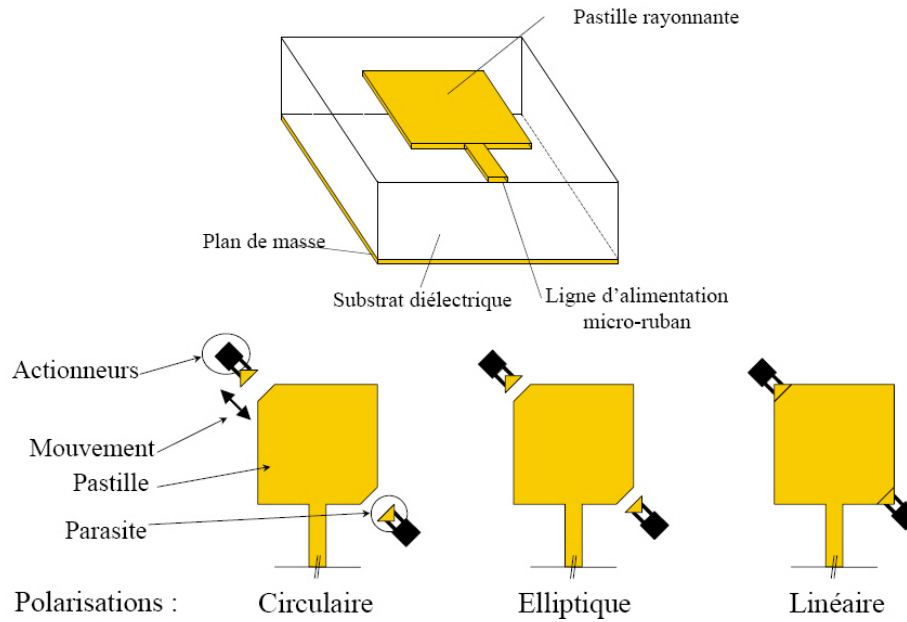


FIGURE 1.15 – Antenne pastille alimentée par ligne microruban [6]

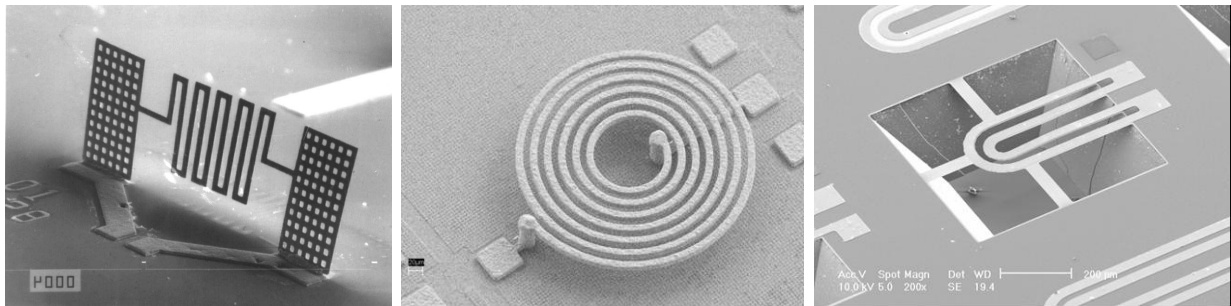


FIGURE 1.16 – Exemples d'inductances micro-usinées [7] [8]

peuvent donc pas rigoureusement être appelées MEMS. Par abus de langage, certains auteurs parlent tout de même d'inductances MEMS. Actuellement, on cherche à obtenir de plus forts facteurs de qualité en travaillant sur des techniques de micro-usinage de surface ou de volume [7] [39].

La conception de micro-inductances variables reste rare et ne concerne que les basses fréquences, jusqu'à quelques MHz. Les travaux de ces dernières années ont permis de réaliser des inductances variables dont le contraste se situe de 3 à 8 [40] [41] [42]. La Figure 1.17 [9] présente le schéma d'une inductance commutée ainsi qu'une photographie de celle-ci. Le principe consiste à actionner indépendamment chacun des 4 cantilevers présents au-dessus de la ligne de transmission coplanaire ou de la ligne de masse, ce qui va réaliser une variation de la largeur de ligne W ou du gap S entre la ligne et les plans de masse et ainsi créer 4 états différents correspondant à 4 impédances caractéristiques différentes pour la ligne de transmission.

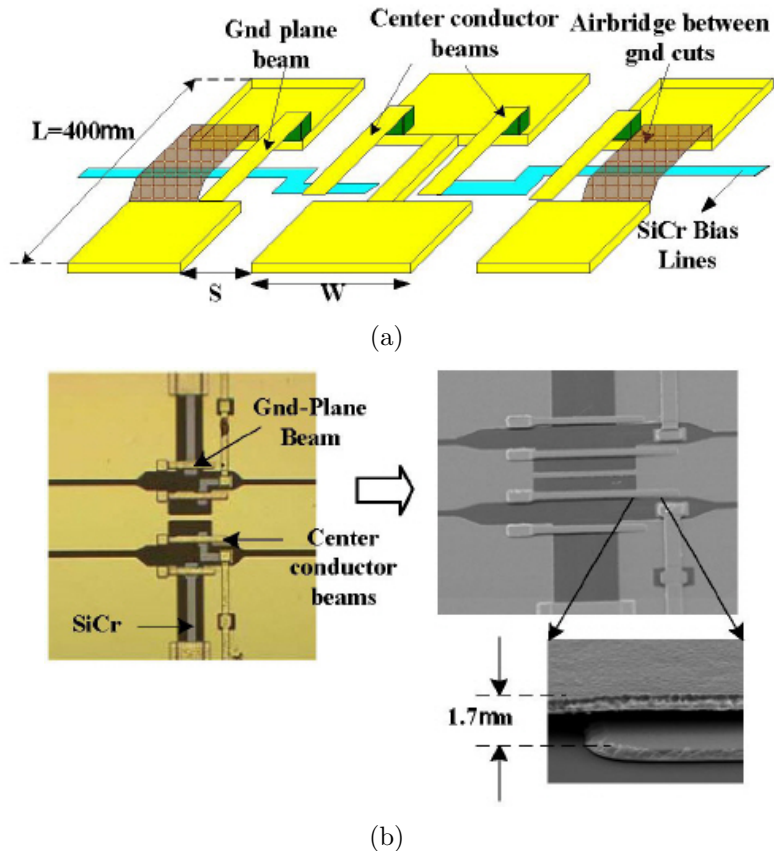


FIGURE 1.17 – Inductance variable [9]. (a) Schéma de principe. (b) Photographie au MEB.

On peut également réaliser, grâce à l'utilisation de micro-commutateurs, un réseau d'inductances commutées [43]. On obtient ainsi une inductance qui varie de façon discrète dans une gamme de fréquences beaucoup plus élevées, de l'ordre de quelques GHz.

Les FBAR

L'étude de nouveaux matériaux a permis de développer des couches cristallines piézoélectriques déposées en couches minces et essentiellement utilisées pour des applications de filtrage. L'élément le plus développé pour le filtrage piézoélectrique est le résonateur. Il existe deux familles de résonateurs piézoélectriques. On parle de SAW (Surface Acoustic Wave) lorsque l'onde acoustique est guidée le long de la surface du matériau. On parle de BAW (Bulk Acoustic Wave), ou plus souvent de FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) lorsque l'onde se propage librement dans le volume du matériau.

La structure d'un résonateur BAW est présentée Figure 1.18. La couche piézoélectrique

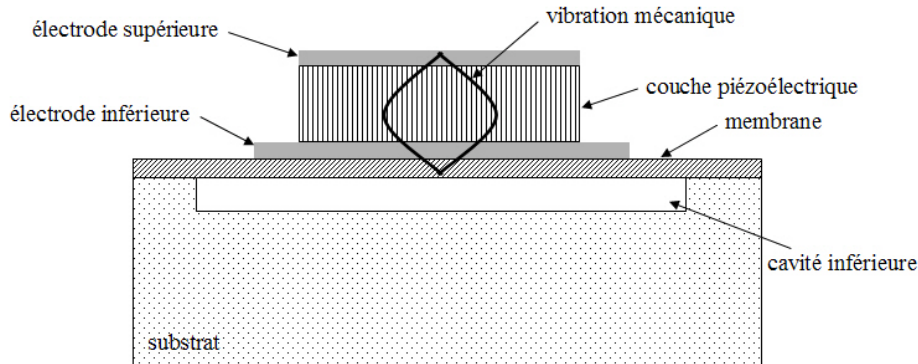


FIGURE 1.18 – Vue en coupe d'un résonateur BAW de type membrane

est placée entre deux électrodes métalliques dont le choix est essentiel afin de garantir une bonne orientation cristalline de la couche piézoélectrique ainsi que de bonnes performances pour le résonateur. Lorsque l'onde acoustique traverse cet empilement, l'impédance équivalente du résonateur est minimale à la fréquence de résonance et est maximale à la fréquence d'anti-résonance. L'association de n résonateurs permet ainsi d'obtenir un filtre n pôles.

L'intérêt des FBAR permet de réduire l'encombrement des circuits et de réaliser des filtres à fort facteur de qualité (> 1000). Cependant, les fréquences d'utilisation ne dépassent pas la vingtaine de GHz. L'étude de résonateurs piézoélectriques est conduite au sein du laboratoire XLIM dans le département MINACOM et a fait l'objet de plusieurs publications [44] [45].

Commutateurs et capacités MEMS RF

Nous nous intéresserons particulièrement dans les parties 1.3 et 1.4 aux commutateurs et capacités variables MEMS RF dont nous détaillerons le principe de fonctionnement et donnerons des exemples.

1.3 Les commutateurs MEMS RF

1.3.1 Généralités

Les commutateurs sont les composants les plus utilisés et les plus développés dans le domaine de la recherche en microsystemes. Ils permettent par exemple de réaliser une fonction de commutation simple, de réaliser des réseaux de capacités commutées, de commuter entre différents stubs le long d'une ligne de transmission pour retarder une onde ou transformer une impédance. Nous allons montrer par la suite, de façon simple, le principe de la commutation et

les différents types de commutateurs.

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

- Les cantilevers, qui sont des poutres dont une seule extrémité est ancrée. On les appelle également poutres mono-encastées ;
- Les ponts, qui sont des poutres dont les deux extrémités sont ancrées. Ils sont aussi nommés poutres bi-encastées.

Des photographies d'un cantilever et d'un pont développés à l'Institut de Recherche XLIM sont présentées Figure 1.19.

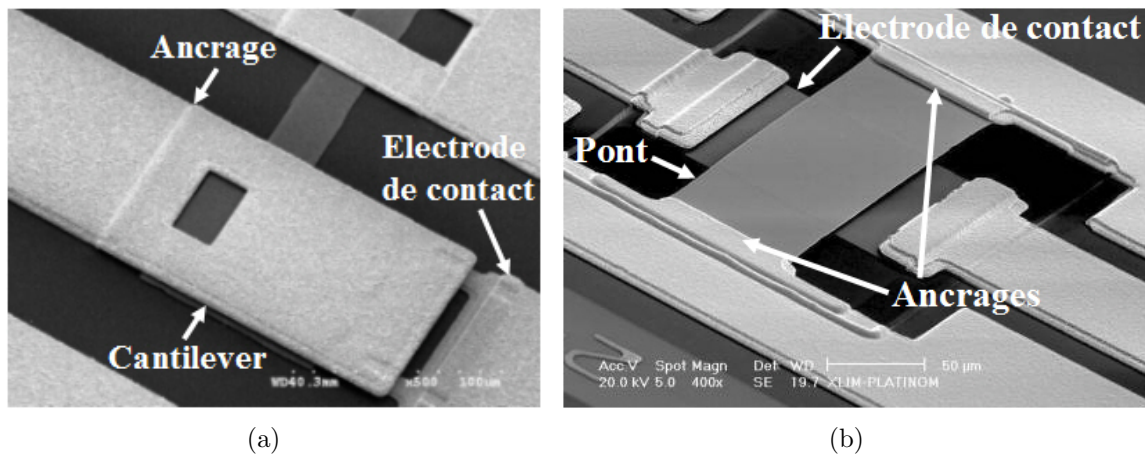


FIGURE 1.19 – Photographies de poutres (a) mono-encastée et (b) bi-encastée développées à XLIM.

Principe de la commutation

Le principe de fonctionnement d'un commutateur MEMS RF est d'abaisser une électrode mécaniquement par une sollicitation. Cette électrode met en contact deux tronçons de ligne afin de faire passer le signal dans le cas d'un commutateur série. C'est le cas du cantilever présenté Figure 1.19(a). Pour réaliser un commutateur en parallèle, l'électrode s'abaisse afin de court-circuiter la ligne de transmission à la masse et ainsi empêcher la transmission du signal le long de la ligne, comme la poutre présentée Figure 1.19(b). La sollicitation désigne ici le type d'actionnement utilisé afin d'abaisser la structure.

Le commutateur à contact ohmique

On parle de commutateur à contact ohmique lorsque le contact entre la partie mobile du composant MEMS et la ligne de transmission se fait directement (métal contre métal). Ces commutateurs sont souvent utilisés pour des applications basses fréquences ou pour des applications de forte puissance. Un exemple de cantilever développé par Radant MEMS [10] est présenté Figure 1.20. Il s'agit d'une poutre mono-encastree sur substrat de verre réalisée en Au/Ni d'épaisseur 200/2000 nm et suspendue 2 μm au-dessus d'une électrode d'actionnement servant de grille. La zone d'ancrage correspond à la source et la zone de contact correspond au drain. On peut remarquer en particulier les plots en bout de poutre permettant de réaliser le contact ohmique.

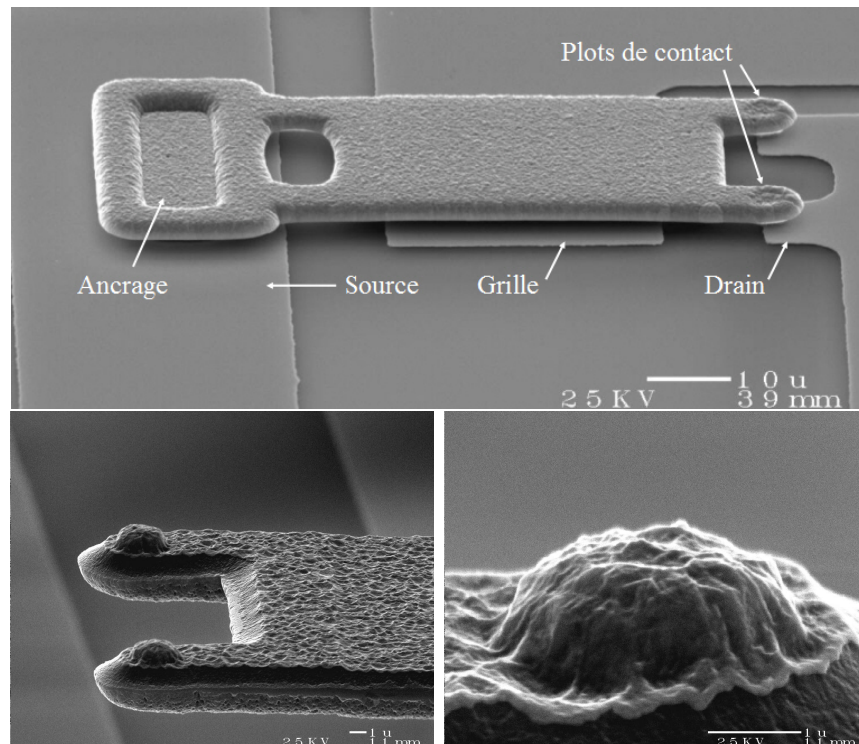


FIGURE 1.20 – Cantilever développé par Radant MEMS [10]

Le schéma électrique équivalent d'un commutateur ohmique en série sur une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 est représenté Figure 1.21. Lorsqu'il est à l'état haut, la capacité C domine, tandis que la résistance R_i et l'inductance L représentent les pertes intrinsèques de la poutre. A l'état bas, le contact métal-métal entre la poutre et la ligne de transmission est représenté par une résistance série R_s qui tient également compte de la résistance intrinsèque R_i de la poutre. R_s ne vaut généralement pas plus de 2 Ω . La valeur de l'inductance L est difficile à déterminer : elle peut aller jusqu'à une dizaine de picohenrys [29].

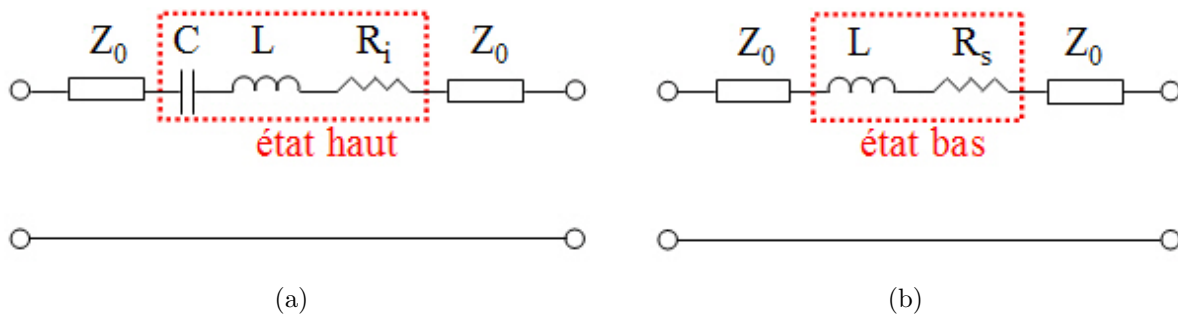


FIGURE 1.21 – Schéma électrique équivalent d'un commutateur ohmique monté en série : (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

Le commutateur à contact capacitif

On parle de commutateur à contact capacitif lorsque le contact entre la partie mobile du composant MEMS et la ligne de transmission se fait par l'intermédiaire d'une couche de diélectrique. Ces commutateurs sont utilisés pour des applications hautes fréquences car la valeur de leur capacité à l'état bas est souvent insuffisante pour permettre la transmission du signal BF. Le schéma électrique équivalent d'un commutateur capacitif en parallèle avec une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 est représenté Figure 1.22. De même que pour le commutateur à contact ohmique, la résistance R_i et l'inductance L sont les valeurs intrinsèques à la poutre.

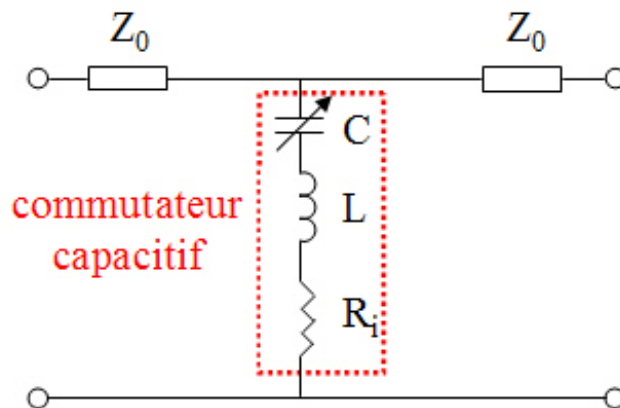


FIGURE 1.22 – Schéma équivalent d'un commutateur capacitif monté en parallèle

Les diélectriques souvent utilisés sont l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3), aussi appelé alumine, et le nitrure d'aluminium (AlN), tout deux de permittivité relative ϵ_r environ égale à 9. On emploie aussi l'oxyde de silicium (SiO_2) et le nitrure de silicium (Si_3N_4), de permittivités relatives respectives 3,9 et 10. L'emploi de matériaux ferroélectriques comme le $BaSrTiO_3$ (Barium-Strontium-Titanate), communément appelé BST, permet d'obtenir un contact très capacitif du fait de sa

forte permittivité égale à 295, ce qui permet d'obtenir un contraste très important de la valeur capacitive du commutateur entre les états bas et haut. On peut également trouver du Titano-Zirconate de Plomb, plus connu sous le nom de PZT, de formule chimique $Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$. Néanmoins, ces matériaux ferroélectriques peuvent être assez difficiles à déposer, ou nécessitent des températures de dépôt parfois incompatibles avec le procédé mis en jeu lors de la fabrication de micro-commutateurs mécaniques.

1.3.2 L'actionnement électrostatique

Les différents types d'actionnement

Il existe de nombreuses façons d'actionner une structure MEMS. Le type d'actionnement utilisé dépendra des dimensions du dispositif souhaité, de son application, ainsi que des matériaux mis en jeu. La plupart des dispositifs MEMS utilisent un actionnement électrostatique, mais on peut également avoir recours à des actionnements variés, comme l'actionnement électrothermique, magnétique, ou encore piézoélectrique. Ces différents types d'actionnement sont largement détaillés dans [46] et [47].

Nous nous intéresserons donc par la suite uniquement à l'actionnement électrostatique vertical (l'actionnement électrostatique horizontal, étant celui utilisé principalement dans les dispositifs à peignes interdigités montrés précédemment, est également détaillé dans [46]).

Principe de la force électrostatique

Prenons l'exemple d'une capacité classique, représentée Figure 1.23, constituée de deux électrodes identiques dont la surface en regard est notée S et la distance séparant ces électrodes est notée g (*gap*). L'électrode supérieure mobile constitue la poutre déformable d'un système MEMS et l'électrode inférieure, fixe, est l'électrode d'actionnement. On considère que le milieu séparant les deux électrodes est l'air, dont on approximera la permittivité à la permittivité du vide, et que l'on notera ϵ_0 . On ne tiendra pas compte ici des effets de bords.

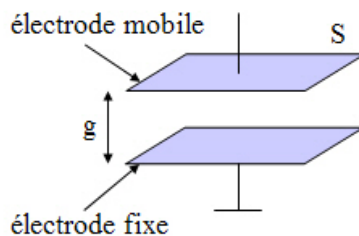


FIGURE 1.23 – Schéma de principe d'une capacité soumise à un actionnement vertical

La capacité créée par les deux électrodes en regard vaut :

$$C = \frac{\varepsilon_0 \times S}{g} \quad (1.1)$$

La force électrostatique appliquée à la poutre est donnée par :

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C}{\partial g} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{g^2} \quad (1.2)$$

On constate que la force électrostatique est inversement proportionnelle au carré de la distance séparant les électrodes. Ce type d'actionnement devra donc être utilisé pour des faibles déplacements (petit gap entre les électrodes) à défaut de devoir utiliser des tensions d'actionnement relativement importantes. Par exemple, pour une capacité formée par deux électrodes dont la surface en regard est de $100 \times 100 \mu m^2$, séparées par un gap d'air de $2 \mu m$, la force électrostatique engendrée par l'application d'une tension de 50 V entre les deux électrodes est de $30 \mu N$.

Position d'équilibre et tension d'effondrement

Reprenons l'exemple précédent d'une structure MEMS classique. Lorsqu'une tension est appliquée entre les électrodes, la force électrostatique entraîne une réduction du gap (l'électrode supérieure descend progressivement vers l'électrode d'actionnement) et la force de rappel due à la raideur de la structure suspendue tend à s'opposer à cette force. L'expression de la cette force de rappel qui, contrairement à la force électrostatique, varie de façon linéaire avec g , est donnée par :

$$F_r = k.(g_0 - g) \quad (1.3)$$

La position d'équilibre est atteinte lorsque $F_e + F_r = 0$.

A l'équilibre, on a :

$$-F_e = F_r \Leftrightarrow \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 S V^2}{g^2} = k.(g_0 - g) \quad (1.4)$$

De cette équation, on déduit l'expression de V :

$$V = \sqrt{\frac{2kg^2(g_0 - g)}{\varepsilon_0 S}} \quad (1.5)$$

Considérons une poutre de 15 N/m de raideur, de largeur $50 \text{ }\mu\text{m}$, suspendue à $2 \text{ }\mu\text{m}$ au-dessus d'une électrode de largeur $50 \text{ }\mu\text{m}$. La Figure 1.24 illustre le déplacement de cette poutre en fonction de la tension appliquée, de sa position initiale jusqu'au moment du phénomène d'effondrement où la poutre s'abaisse de façon brutale. Pour une faible tension appliquée, il existe deux positions d'équilibre : l'une stable, l'autre instable. Pour une forte tension appliquée, on ne peut plus obtenir de position d'équilibre car la force électrostatique est toujours plus importante que la force de rappel.

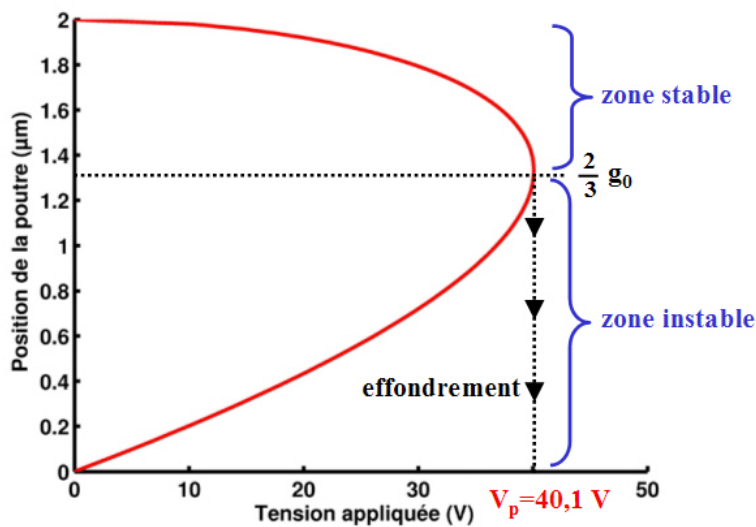


FIGURE 1.24 – Illustration du phénomène d'effondrement

Ainsi, il existe une tension pour laquelle le système passe de l'état stable à l'état instable. Cette tension est appelée tension d'effondrement. Elle sera toujours notée par la suite V_p ou $V_{pull-in}$. C'est la tension pour laquelle $\sqrt{\frac{2kg^2(g_0 - g)}{\varepsilon_0 S}}$ est maximal, c'est-à-dire lorsque $\frac{d}{dg}(g^2(g_0 - g)) = 0$, soit pour $g = \frac{2}{3}g_0$.

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

$$V_p = \sqrt{\frac{8kg_0^3}{27\varepsilon_0 S}} \quad (1.6)$$

Si l'on considère la même poutre que celle utilisée pour le tracé de la Figure 1.24, on obtient une tension d'effondrement V_p valant environ 40 V.

Pour actionner le composant MEMS et ainsi réaliser une commutation par exemple, la tension V appliquée entre les électrodes devra donc être au moins égale à la tension d'effondrement. Lorsque V_p est atteinte, la force d'attraction devient plus importante que la force de rappel. Les électrodes viennent en contact. Le passage de l'état contrôlé (quand on arrive à faire varier précisément la distance entre les électrodes en fonction de la tension) à l'état instable (où le contact entre les électrodes s'effectue) se produit à une distance théorique de $\frac{2}{3}g_0$ (où g_0 désigne le gap initial entre les deux électrodes). On remarque ainsi que le gap peut être contrôlé continûment uniquement sur $\frac{1}{3}$ de la distance initiale séparant les électrodes, ce qui limite les performances en accordabilité si l'on souhaite réaliser une capacité variable par exemple. En revanche, cet effet est appréciable pour une application de commutation car il permet de limiter la tension nécessaire à appliquer à la structure pour l'abaissement (il suffit d'appliquer une tension pouvant faire baisser l'électrode supérieure sur uniquement $\frac{1}{3}$ de la distance initiale séparant les électrodes pour obtenir le contact grâce au phénomène d'effondrement). Il sera nécessaire de recouvrir l'électrode d'actionnement d'un film diélectrique afin d'empêcher un court-circuit provoqué par la mise en contact direct des deux électrodes dont la différence de potentiel élevée génèrerait un courant destructif pour la structure.

Tension de relâchement

Lors de l'effondrement de l'électrode supérieure sur la couche de diélectrique recouvrant l'électrode fixe, comme le gap est très faible entre les deux électrodes, la force électrostatique est très importante, bien plus que la force de rappel. La différence de potentiel entre les deux électrodes doit donc être réduite afin de permettre la séparation des deux électrodes. La tension pour laquelle ce décollement se produit est appelée tension de relâchement (ou tension de "pull-out"), et est bien inférieure à la tension d'effondrement.

Pour une tension inférieure à la tension de relâchement, la force de rappel devient plus grande que la force électrostatique et permet la séparation des deux électrodes. L'expression de la

tension de relâchement est obtenue en résolvant l'équation suivante (où l'on néglige d'éventuels phénomènes d'adhésion) :

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{t_d^2} V_{rel}^2 = k g_0 \quad (1.7)$$

où ε_r et t_d sont respectivement la permittivité relative et l'épaisseur du diélectrique recouvrant l'électrode d'actionnement.

Ce qui donne, dans le cas d'un contact parfait :

$$V_{rel} = \sqrt{\frac{2k g_0 t_d^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}} \quad (1.8)$$

Si l'on reprend l'exemple de la poutre précédente dont l'électrode d'actionnement est recouverte de 400 nm d'alumine (dont la permittivité relative vaut 9) et dont la tension d'effondrement était de 40 V, on obtient une tension de relâchement de 6,9 V.

1.3.3 Intérêt des micro-commutateurs MEMS RF

Avantages

Les micro-commutateurs MEMS RF présentent de nombreux avantages par rapport aux semi-conducteurs. Le tableau 1.1 présente les performances des commutateurs MEMS RF par rapport aux diodes PIN et transistors à effet de champ [29].

TABLE 1.1 – Comparaison des performances entre commutateurs MEMS RF, diodes PIN et transistors à effet de champ [29]

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

Les composants MEMS sont parcourus par un courant uniquement lors de l'actionnement, c'est-à-dire que les charges ne circulent plus une fois le MEMS actionné. Ainsi, la consommation de puissance engendrée reste très faible.

De part la faible valeur de capacité C_{off} due au gap d'air séparant les électrodes, on obtient une très grande isolation, notamment sur la plage de fréquences 0,1 GHz à 40 GHz. Au-delà, la diminution de l'impédance due à C_{off} diminue l'isolation. De plus, les pertes d'insertion (aux alentours de 0,5 dB jusqu'à 40 GHz) sont très faibles.

Les composants MEMS présentent une très bonne linéarité pour les applications micro-ondes. Le faible coût de leur fabrication et leur facilité d'intégration en font des composants propices au

1. Pour les commutateurs capacitifs uniquement. Un contraste de 500 est atteint avec des diélectriques de forte permittivité relative. [29]

marché industriel. Ils permettent entre autres de fabriquer des dispositifs à fort facteur de qualité (résonateurs, filtres, ...).

Inconvénients

Les principaux inconvénients présentés par les composants MEMS RF par rapport aux semi-conducteurs il y a encore quelques années ont fait l'objet de nombreuses recherches. L'importance de ces travaux a fait reculer de façon considérable la plupart des limitations de ces composants qui ne leur donnaient pas la maturité nécessaire pour s'imposer face aux semi-conducteurs bien implantés dans le domaine industriel depuis plusieurs décennies.

Par exemple, la puissance supportée par les composants MEMS RF n'était que d'une dizaine de milliwatts il y a encore moins de 10 ans. De plus, un des problèmes inhérents à la tenue en puissance d'un composant MEMS est aussi le phénomène d'auto-actionnement et d'auto-maintien. En effet, un signal de forte puissance peut entraîner l'actionnement du composant MEMS sans qu'il n'y ait eu de tension d'actionnement appliquée. Parfois, la poutre peut se maintenir à cet état ou être endommagée de façon irréversible. Des études ont montré qu'il suffisait simplement de travailler sur la conception du composant MEMS lui-même afin de le rendre apte à des applications nécessitant des puissances plus importantes [48]. Ainsi, en 2004, Peroulis *et al.* [49] ont présenté un composant pouvant supporter 0,8 W en commutation à chaud. Ce composant utilise en fait une électrode d'actionnement positionnée au-dessus du commutateur MEMS, comme le montre la Figure 1.25, qui lui permet de l'attirer vers son état haut lorsqu'il est à l'état bas, car la force de rappel est insuffisante dans le cas de composants MEMS disposant d'une faible tension d'actionnement et d'un gap faible. En 2006, Palego *et al.* [50] ont fabriqué une capacité commutée capable de supporter plus de 5 W en commutation à chaud, à 3 GHz. Là aussi, une conception spécifique a été utilisée pour le cantilever, dont l'épaisseur est importante ($3 \mu m$). Un schéma de ce cantilever est présenté Figure 1.26(a), ainsi qu'une photographie au microscope électronique à balayage (Figure 1.26(b)) de ces capacités commutées implémentées sur ligne coplanaire.

Pour les tensions d'actionnement, elles restent parfois encore assez élevées (plusieurs dizaines de Volts) même si de nombreuses poutres peuvent s'abaisser sous une tension appliquée de quelques Volts. Tout dépend là aussi de la conception du composant et de l'application recherchée.

Le problème d'encapsulation reste également délicat car l'encapsulation dégrade les performances des composants MEMS et est également coûteuse. Un scellement est généralement

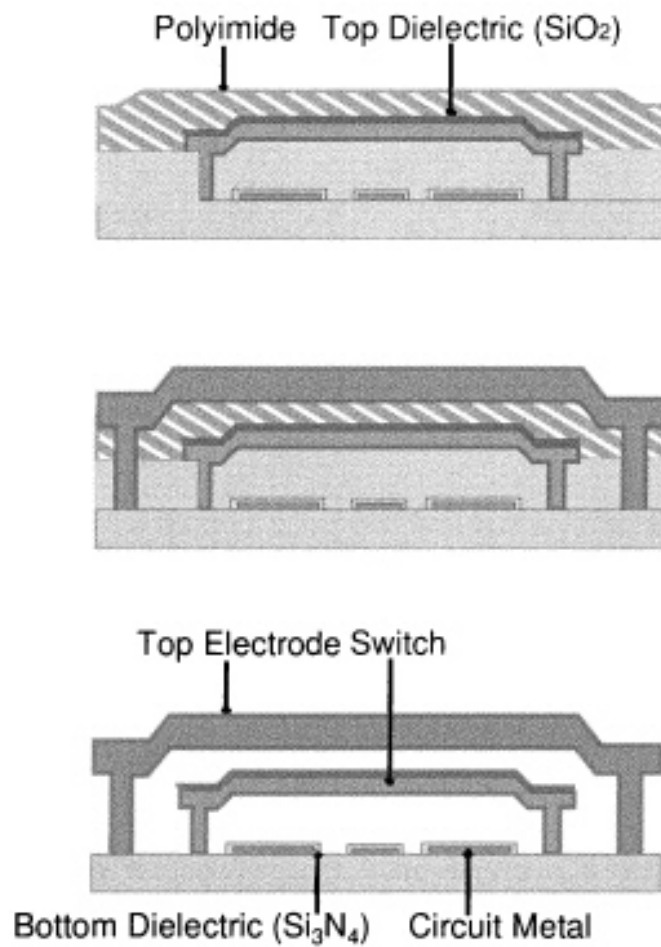


FIGURE 1.25 – Procédé de fabrication d'un commutateur conçu pour des applications de puissance.

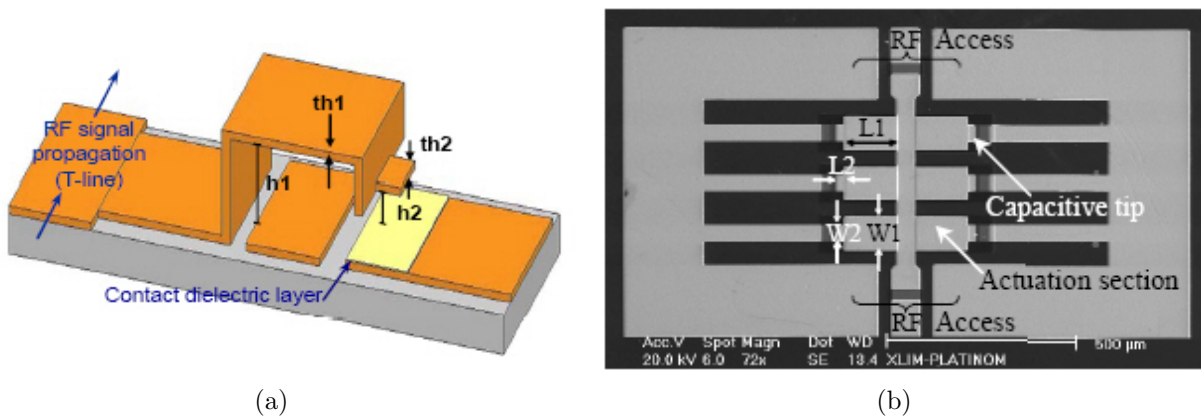


FIGURE 1.26 – (a) Schéma d'un cantilever conçu pour des applications de puissance et (b) photographie au MEB de ces cantilevers développés à XLIM implémentés sur ligne coplanaire

réalisé en métal afin de garantir une bonne herméticité (une résine peut aussi être utilisée, mais sera moins hermétique). Cependant, cet anneau va générer des phénomènes de couplage et des modes parasites avec le signal que l'on souhaite transmettre. Une solution est d'utiliser des via-holes : le signal sera transmis par ces vias à travers le substrat, ce qui limitera les phénomènes de couplage. La qualité de l'encapsulation dépendra des dimensions des vias utilisés, des dimensions du capot, ... De nombreux travaux sont menés depuis ces dernières années afin de trouver des solutions bas coût et de minimiser les pertes engendrées par les encapsulations. On peut citer les "Wafer-level packaging" (aussi appelées "Zero-level packaging") développés par [51], [52] et [53].

En fait, actuellement, le problème majeur reste la fiabilité du composant, notamment au niveau de sa tenue en cyclage (temps à l'état bas), y compris dans le cas de commutateurs ohmiques (phénomène dit de "stiction", soudure au niveau du contact, ...) ou au phénomène de piégeage des charges dans le diélectrique lors d'un contact capacitif [54]. Même si cet inconvénient a déjà été soulevé en 2001 [55], aujourd'hui, de nombreux groupes de recherches travaillent sur ce sujet en essayant de déterminer des modèles permettant de comprendre le phénomène de chargement du diélectrique [56]. Des études très récentes sont également menées pour déterminer comment évolue le chargement en fonction de la couche diélectrique employée ou du signal d'actionnement appliqué [57] [58], et des modèles sont proposés pour tenter de décrire les comportements observés [59].

Afin de limiter ce problème inhérent aux couches diélectriques, une solution astucieuse consiste à réaliser des commutateurs capacitifs sans diélectrique [60] [61]. Une des topologies présentées ici est un commutateur constitué d'un cantilever incurvé afin de garantir une capacité faible à l'état haut tandis que des plots situés à une certaine distance de la poutre actionnée à l'état bas permettront de réaliser une capacité plus élevée. La Figure 1.27 présente un schéma de ce commutateur réalisé au laboratoire XLIM.

Enfin, l'un des problèmes majeurs est le temps de commutation. Rarement inférieur à la microseconde, il ne permet pas aux composants MEMS RF d'être choisis et intégrés pour des applications nécessitant une reconfiguration, une modulation, ou encore une simple commutation rapide, malgré leurs nombreux avantages présentés précédemment devant les composants semi-conducteurs. La linéarité, la consommation de puissance et les faibles pertes étant des enjeux importants dans la réalisation de dispositifs hyperfréquences (déphasage, filtrage, RADAR, ...), aussi bien dans le domaine militaire que dans le domaine civil, les travaux de cette thèse s'inscrivent naturellement dans l'objectif de concevoir et de réaliser un composant fiable disposant d'une vitesse de commutation élevée et permettant de répondre à ces attentes.

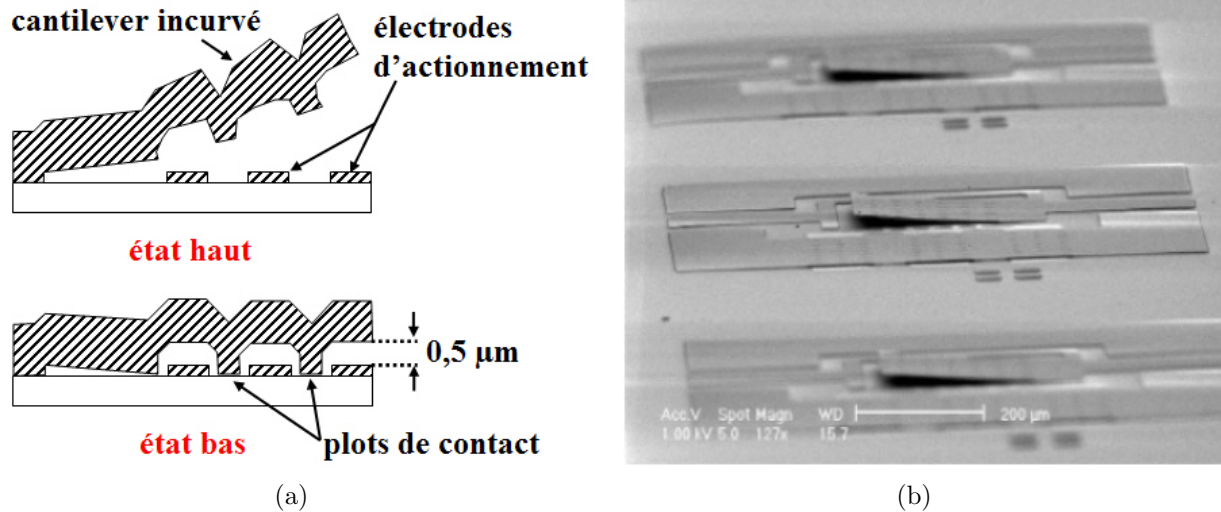


FIGURE 1.27 – (a) Schéma et (b) photographie au MEB d'un commutateur capacitif sans diélectrique

1.3.4 Exemples de micro-commutateurs MEMS RF

Le commutateur capacitif de Raytheon

Le commutateur électro-mécanique étant le composant MEMS RF de base le plus développé, de très nombreux commutateurs MEMS RF ont été présentés depuis près de 15 ans. Le commutateur capacitif référence en matière de performances et fiabilité a été développé par Goldsmith pour Raytheon en 1995 [62]. Il est présenté Figure 1.28. Il s'agit d'une poutre bi-encastée en aluminium de $0,5 \mu\text{m}$ d'épaisseur, suspendue de 3 à $5 \mu\text{m}$ au-dessus d'une ligne de transmission. Sa longueur et sa largeur sont respectivement comprises entre 270 et $350 \mu\text{m}$, et 50 à $200 \mu\text{m}$. L'épaisseur du diélectrique permettant le contact capacitif est d'uniquement 100 nm . Suivant les dimensions de la poutre, sa constante de raideur peut varier de 6 à 20 N/m pour une tension d'actionnement de 30 à 50 V . L'isolation mesurée est de 20 dB à 10 GHz et de 35 dB à 30 GHz . Ses pertes sont de $0,07 \text{ dB}$ sur une plage fréquentielle s'étendant de 10 à 40 GHz . Il présente un temps de commutation compris entre 3 et $5 \mu\text{s}$ et un très bon rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$, entre 80 et 120 .

A l'heure actuelle, ce commutateur est toujours une bonne référence en termes de performances.

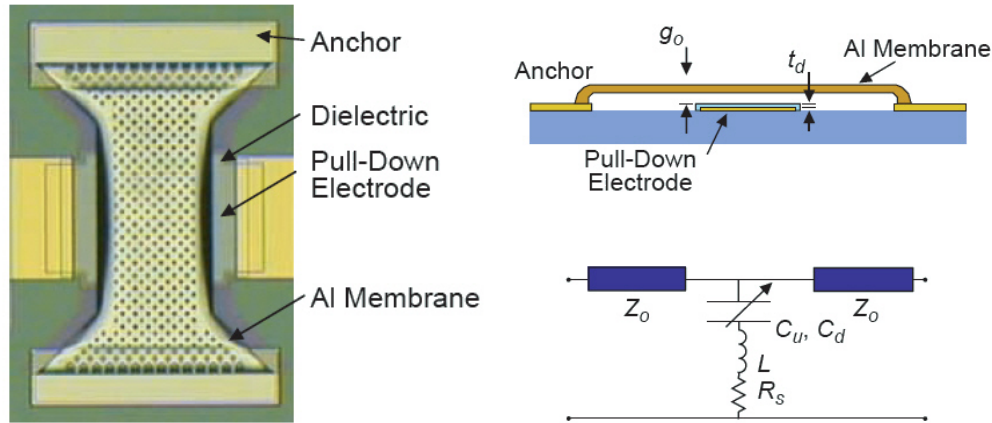


FIGURE 1.28 – Micro-commutateur capacitif de Raytheon

Le commutateur ohmique de Radant MEMS

Il s'agit d'un cantilever de type série fabriqué en or, long de $75 \mu m$, large de $30 \mu m$, et suspendu entre $0,6$ et $1,2 \mu m$ de l'électrode d'actionnement. La Figure 1.29 présente une photographie au MEB (Microscope Electronique à Balayage) ainsi qu'un schéma présentant sa vue en coupe. Sa constante de raideur est élevée (supérieure à 100 N/m) : il est donc nécessaire d'appliquer des tensions assez importantes, de 60 à 80 V , afin de permettre son actionnement. L'isolation mesurée est de 40 dB à 4 GHz , et de 27 dB à 20 GHz . Ses pertes sont d'uniquement $0,15 \text{ dB}$ sur la plage $0,1\text{-}20 \text{ GHz}$. Le temps de commutation mesuré est de 2 à $3 \mu s$.

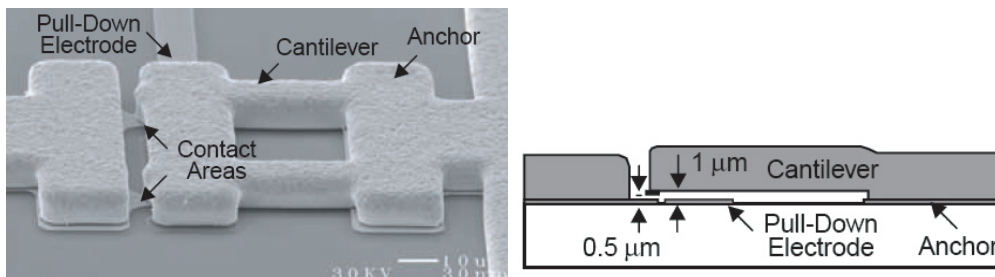


FIGURE 1.29 – Micro-commutateur ohmique de Radant MEMS

Commutateur ohmique rapide

Un commutateur ohmique rapide a été développé au CEA-Léti en collaboration avec le laboratoire XLIM [63]. Ici, il ne s'agit plus d'une poutre métallique, mais d'une membrane diélectrique en nitrure de silicium (SiN) pourvue de contacts métalliques ainsi que d'électrodes métalliques (à l'intérieur de la membrane) permettant l'actionnement. La membrane a une

longueur de $340 \mu\text{m}$ pour une largeur de $50 \mu\text{m}$, et est suspendue à $0,5 \mu\text{m}$ au-dessus d'une ligne de transmission coplanaire. La Figure 1.30 présente une photographie de son implémentation ainsi qu'une photographie au microscope électronique à balayage de la zone de contact. Ce commutateur peut fonctionner à toutes les fréquences jusqu'à 100 GHz grâce à sa très faible inductance de poutre avec des pertes d'insertion inférieures à 1.4 dB aux plus hautes fréquences. Le temps de commutation mesuré est de 500 ns pour une tension d'actionnement de 40 V .

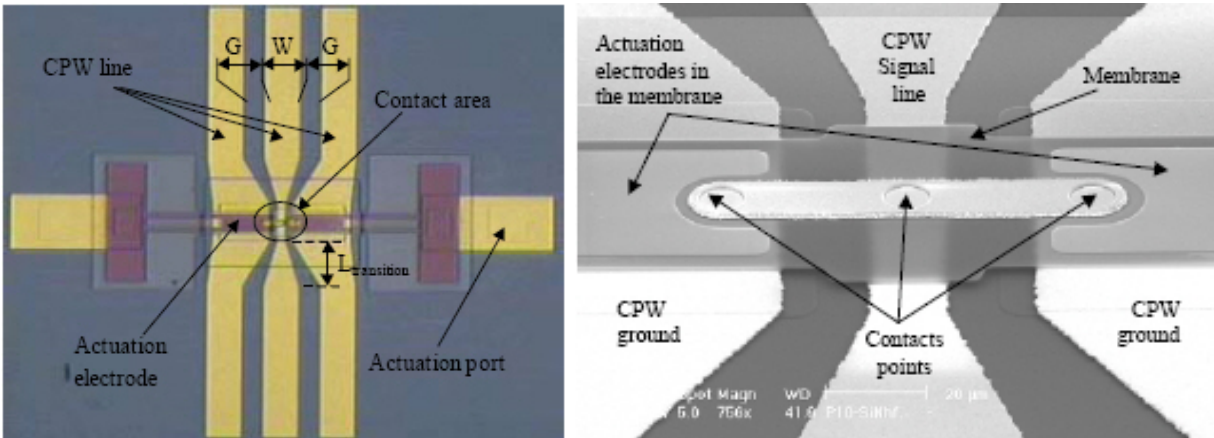


FIGURE 1.30 – Commutateur ohmique rapide développé au CEA-Léti

1.4 Les capacités variables MEMS RF

Il est important avant de débiter cette section de bien faire le distinguo entre “commutateurs capacitifs”, “varactors”, et “capacités commutées”.

- Un **commutateur capacitif** présente un contraste $\frac{C_{on}}{C_{off}}$ entre ses états bas et haut élevé (en général, supérieur à 20), permettant de réaliser une réelle fonction de commutation ;
- Un **varactor** est une capacité variable pouvant être digitale ou analogique (il est préférable alors de préciser le type), même si dans la plupart des cas, on parle de varactor pour des capacités analogiques. Dans ce cas, la variation de capacité se fait sur le tiers de la hauteur initiale, avant le phénomène d'effondrement ;
- Une **capacité commutée** est une capacité variable ne pouvant prendre que des valeurs discrètes (deux en général correspondant à l'état haut et à l'état bas). Ce qui la distingue d'un commutateur capacitif est son contraste $\frac{C_{on}}{C_{off}}$, beaucoup plus faible (généralement inférieur à 8).

On ne trouve que rarement des composants MEMS RF dont le rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$ est compris entre 6 et 20 car peu d'applications nécessite un tel contraste.

1.4.1 Principe

La plupart des dispositifs utilisant des capacités variables est basé sur la géométrie du condensateur plan dont la valeur de capacité C est donnée par la formule approchée 1.9 :

$$C = \frac{\varepsilon S}{g} \quad (1.9)$$

où :

- $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ où ε_0 est la permittivité du vide ($\varepsilon_0 \simeq 8,85.10^{-12} F/m$), et ε_r est la permittivité relative du milieu entre les armatures ;
- S est la surface en regard des électrodes constituant la capacité ;
- g est la distance qui les sépare.

Chacune de ces trois grandeurs peut être variable, ce qui permet ainsi de différencier les catégories de capacités ajustables.

Variation de la surface en regard

Dans les dispositifs à peignes interdigités, c'est la surface en regard des électrodes qui est contrôlée. Dans ce cas, on utilise un actionnement électrostatique latéral dont le principe est exposé ici de façon simple dans le cas d'un déplacement dans une dimension, et est illustré par le Figure 1.31. Le déplacement de l'électrode mobile supérieure suivant l'axe x permet de faire varier la surface en regard des électrodes, et ainsi de faire varier la valeur de capacité. La force électrostatique peut alors s'écrire :

$$\vec{F}_x = \pm \frac{\varepsilon V^2 b}{2d} \vec{e}_x \quad (1.10)$$

où b représente la dimension de l'électrode suivant y et V est la tension appliquée à l'électrode mobile.

On peut remarquer que cette force est constante et dépend uniquement de la dimension b de l'électrode. Le déplacement peut également se faire dans le plan (x,y) de l'électrode [64]. Pour les dispositifs à peignes interdigités, la force électrostatique mise en jeu sera proportionnelle au nombre de dents et inversement proportionnelle à l'espacement entre les dents du peigne. Un grand nombre de doigts sera nécessaire pour utiliser ces dispositifs à plein escient. La Figure 1.32 présente quelques exemples de dispositifs à peignes interdigités [65] [66].

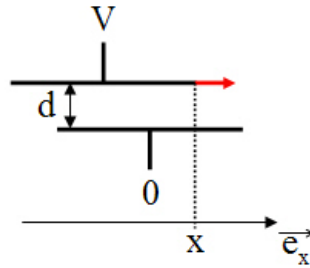


FIGURE 1.31 – Principe de l'actionnement latéral suivant une dimension

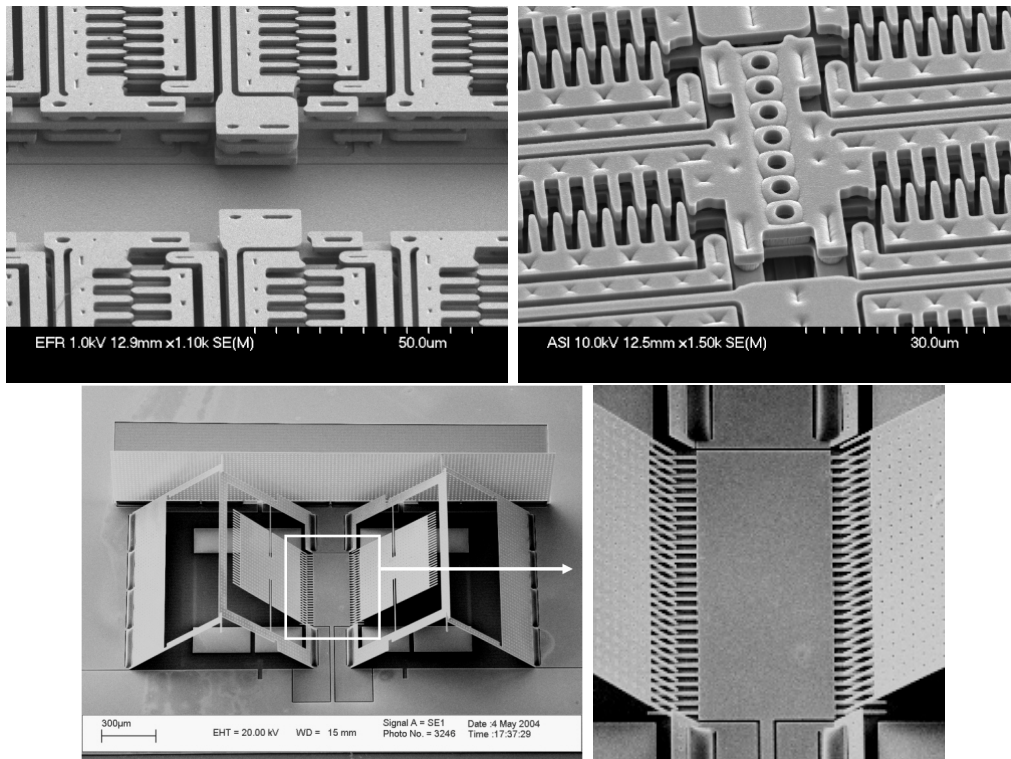


FIGURE 1.32 – Exemples de peignes interdigités à actionnement latéral

Variation de la permittivité

La variation de la capacité peut aussi s'obtenir par le déplacement d'un diélectrique entre les électrodes [67]. Le système présenté Figure 1.33 possède un facteur de qualité de 218 à 1 GHz pour une valeur de capacité de 1,14 pF, et un accord de 40 % obtenu avec un actionnement de 10 V. Ces dispositifs sont toutefois très rares.

La variation de la permittivité peut également être obtenue à l'aide de matériaux ferroélectriques. Cependant, les procédés de dépôt de couches ferroélectriques requièrent des températures élevées. Ces composants ne sont toutefois pas mobiles et ne rentrent donc pas dans

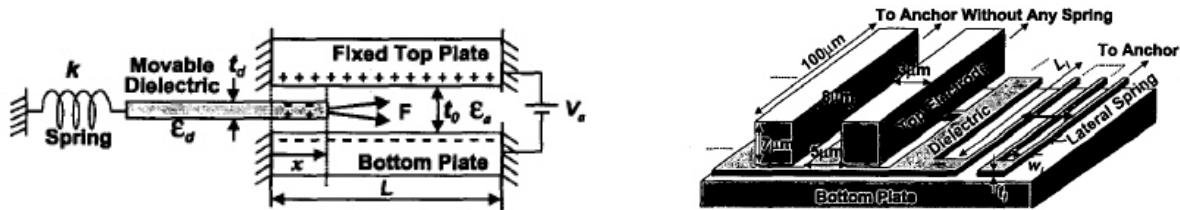


FIGURE 1.33 – Variation de la capacité par déplacement du diélectrique

la catégorie des composants MEMS.

Variation de la distance inter-électrodes

La variation des capacités MEMS RF est le plus souvent réalisée en abaissant une poutre mobile, c'est-à-dire en faisant varier l'entrefer. Cependant, comme nous l'avons vu dans la partie 1.3.2 sur l'actionnement électrostatique, le déplacement de l'électrode mobile a une limite théorique avant le phénomène d'effondrement : un tiers de la hauteur initiale. Ainsi, le taux de variation de la capacité sera d'environ 50 % (des structures particulières permettent cependant d'améliorer ce taux de variation, mais restent complexes à réaliser).

Il existe deux types de capacités variables. Les capacités analogiques, qui permettent un accord continu sur une bande de fréquence toutefois peu large, et les capacités digitales, qui elles, permettent un accord sur une plus large bande de fréquence, mais qui ne peuvent prendre que des valeurs discrètes. Elles peuvent être constituées par un réseau de capacités fixes commutées à l'aide de micro-commutateurs MEMS RF, ce qui permet un bon contrôle des valeurs de capacités et minimise les pertes. Les capacités digitales peuvent également être réalisées par des MEMS présentant un grand rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$. L'avantage ici est d'obtenir deux valeurs bien définies de la capacité commutée et d'avoir un système peu sensible aux vibrations et au bruit. L'accordabilité est alors uniquement limitée par le rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$.

1.4.2 Les capacités analogiques

Varactor analogique à fort accord

Peroulis *et al.* [68] ont développé un varactor MEMS analogique avec un accord de 300%. La Figure 1.34 représente le schéma et une photographie de cette capacité analogique originale. Ce varactor se compose de deux poutres : une poutre inférieure de $0,7 \mu m$ d'épaisseur, ainsi qu'une poutre supérieure très épaisse ($13 \mu m$) ne disposant d'aucun ancrage, et qui est juste reliée

au centre de la poutre inférieure. L'actionnement de la poutre supérieure par deux électrodes placées sous ses deux extrémités va forcer l'abaissement de la poutre inférieure. L'intérêt de cette structure est que la déflexion de la poutre inférieure n'est pas limitée par la tension d'effondrement qui restreint habituellement l'accord d'une capacité analogique MEMS RF. En effet, ici, la tension d'effondrement à prendre en compte est celle de la poutre supérieure. Or, avant que celle-ci ne soit atteinte, la poutre inférieure a déjà subi sa déflexion maximale et se trouve donc à l'état bas. La poutre inférieure peut donc s'abaisser continuellement sur toute la hauteur à laquelle elle est suspendue. Cela permet ainsi d'avoir une capacité analogique disposant d'un accord important de 300%.

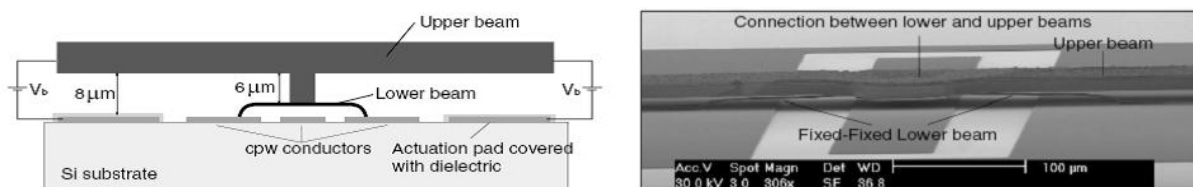


FIGURE 1.34 – Capacité analogique à 300 % d'accord

1.4.3 Les capacités commutées

Capacités commutées miniatures

D. Mercier *et al.* [11] ont réalisé des capacités commutées miniatures de $21 \mu\text{m}$ de long par $8 \mu\text{m}$ de large, suspendues à seulement 240 nm au-dessus d'une ligne de transmission coplanaire faisant également office d'électrode d'actionnement. La Figure 1.35 nous montre une vue schématique de cette poutre bi-encastrée ainsi qu'une photographie au microscope à balayage électronique. L'intérêt principal de poutres de telles dimensions est d'augmenter fortement la vitesse de commutation. Néanmoins, ces poutres n'ont pas pu faire l'objet de mesures en temps de commutation.

En juin 2007, Lashmiryananan et Rebeiz [12] ont présenté une capacité commutée miniature avec un contraste de 5,2. Il s'agit d'une poutre de type cantilever dont la tension d'actionnement se situe autour de 30 V et dont la vitesse de commutation a été mesurée à $0,8 \mu\text{s}$. Ce composant a également l'avantage d'autoriser des puissances allant jusqu'à 1 W en commutation à chaud. La Figure 1.36 présente une photographie et une vue schématique de cette capacité commutée. Son facteur de qualité est de 183 à 20 GHz et de 90 à 40 GHz à l'état bas.

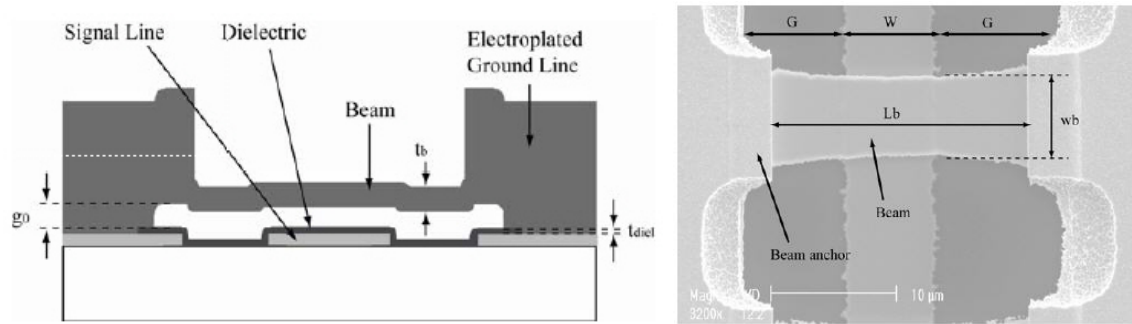


FIGURE 1.35 – Capacité commutée miniature [11]

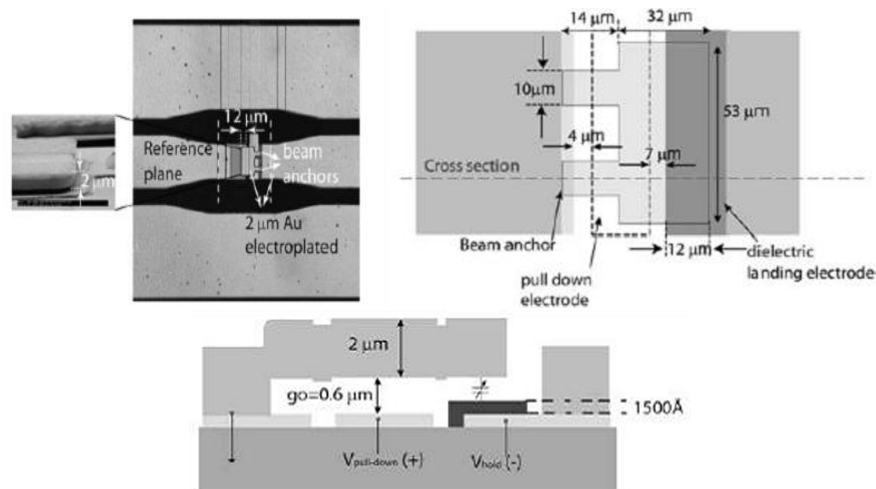


FIGURE 1.36 – Autre capacité commutée miniature rapide [12]

1.5 Applications à des dispositifs accordables ou reconfigurables

1.5.1 Introduction

Les commutateurs MEMS RF trouvent leur place dans de très nombreuses applications hyperfréquences dans lesquelles leurs performances font d'eux de sérieux concurrents face aux semi-conducteurs usuels. Ils peuvent par exemple, lors de leur actionnement, relier deux tronçons de ligne et ainsi assurer la transmission d'un signal, ou encore court-circuiter un signal vers une masse. Les capacités commutées et les capacités analogiques, quant à elles, peuvent être utilisées de façon à réaliser le changement d'impédance d'une ligne de transmission. Nous allons montrer dans cette partie quelques exemples de dispositifs reconfigurables ou accordables pour lesquels les commutateurs ou capacités MEMS RF sont largement développés.

1.5.2 Filtrage

Il existe différentes façons de réaliser un filtre accordable à base de MEMS RF [69]. Un filtre accordable peut être analogique ou digital [13] [70], et réalisé à base de commutateurs ou capacités variables MEMS RF [71]. On peut par exemple utiliser des commutateurs qui vont contacter un tronçon de ligne supplémentaire d'un résonateur pour augmenter sa longueur physique, et ainsi diminuer sa fréquence centrale [72].

On peut également utiliser des résonateurs réalisés avec une ligne distribuée [73], communément appelés résonateurs DMTL pour *Distributed MEMS Transmission Line*. Un résonateur DMTL est une ligne d'impédance caractéristique supérieure à 50Ω chargée périodiquement par des capacités commutées MEMS RF. Un filtre accordable à base de DMTL est réalisé par la mise en cascade de ces résonateurs couplés par des capacités fixes. Lors de l'actionnement des capacités commutées MEMS RF, l'impédance de chaque résonateur va diminuer, autorisant ainsi la variation de la fréquence d'accord.

Filtre coplanaire interdigité

Fourn *et al.* [13] ont réalisé un filtre interdigité en technologie coplanaire à l'aide de commutateurs capacitifs MEMS RF qui permettent de faire varier la fréquence centrale de $21,05 \text{ GHz}$ (lorsque les commutateurs ne sont pas actionnés) à $18,50 \text{ GHz}$ (lorsque les commutateurs sont actionnés). La Figure 1.37 montre une photographie de ce filtre composé de deux résonateurs quart d'onde dont l'extrémité est composé d'un commutateur MEMS RF de type cantilever. Lors de leur actionnement, ces cantilevers vont venir en contact avec un tronçon de ligne en circuit ouvert (protégé par une fine couche diélectrique), ce qui va provoquer un changement de la capacité du résonateur et ainsi entraîner le décalage fréquentiel. Le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB tandis que les pertes d'insertion sont inférieures à $3,5 \text{ dB}$.

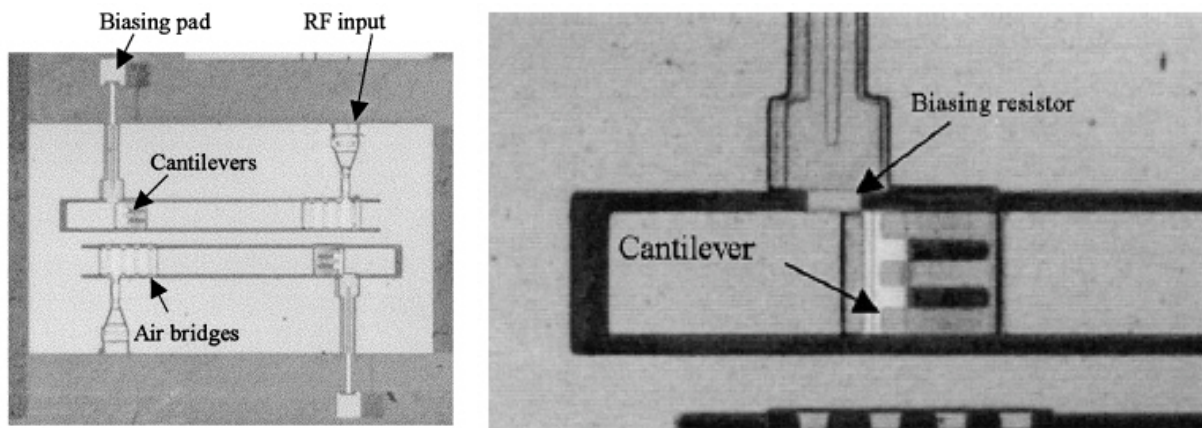


FIGURE 1.37 – Filtre interdigité à base de cantilevers [13]

Filtre accordable miniature

Un filtre 3 pôles en technologie coplanaire sur substrat de quartz a été réalisé par Abbaspour *et al.* [14]. Ce filtre miniature, présenté Figure 1.38(a), est composé de trois résonateurs demi-onde, dont une photographie et un schéma de principe sont également illustrés par les Figures 1.38(b) et 1.38(c). Nous pouvons remarquer ici que les ponts sont des capacités fixes (pas de possibilité d'actionnement). La section chargée par les ponts présente une impédance caractéristique bien plus faible que celle de la ligne de transmission et permet un filtrage passe-bande, comme les ponts peuvent être assimilés à un circuit RLC série relié à la masse. Le filtre obtenu est 3 à 4 fois plus petit qu'un filtre classique, présente un accord de 8,6 % et 2,9 dB de pertes d'insertion en milieu de bande, à 21,1 GHz.

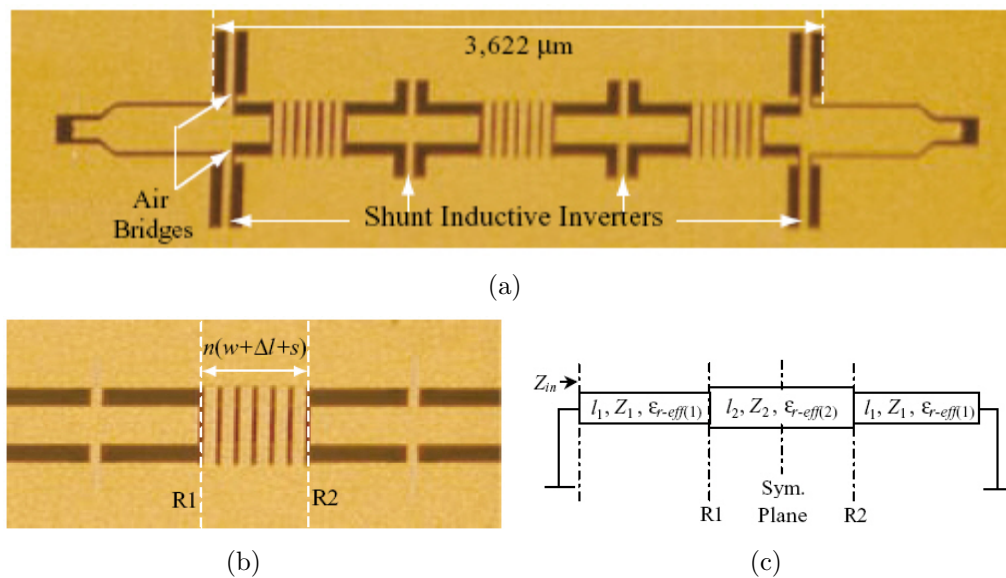


FIGURE 1.38 – (a) Filtre 3 pôles miniature (b) Résonateur demi-onde (c) Schéma de principe du résonateur [14]

En remplaçant chacune des capacités fixes par des capacités MEMS, nous obtenons pour chaque résonateur une section accordable par l'abaissement des 6 ponts dont elle est composée, ce qui permet un filtrage accordable. Un tel filtre a été réalisé sur substrat de verre. La Figure 1.39 montre une photographie des sections accordables, ainsi qu'un schéma en coupe des ponts utilisés.

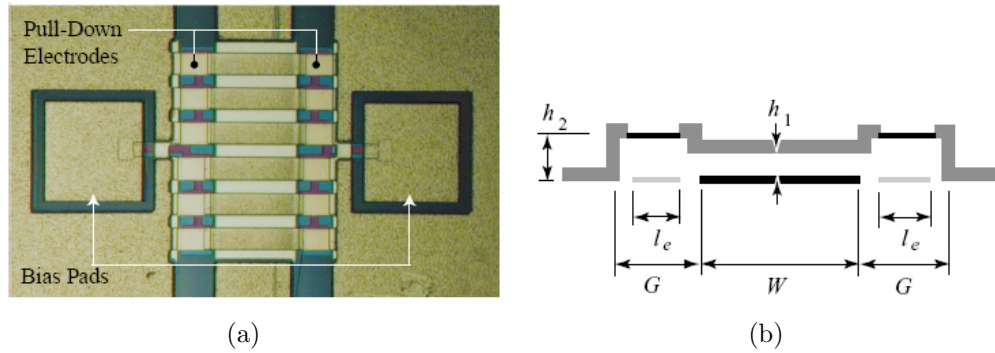


FIGURE 1.39 – (a) Section accordable du résonateur composée de 6 capacités MEMS (b) Schéma en coupe d'un pont MEMS utilisé [14]

1.5.3 Déphasage

Il existe principalement trois façons de réaliser des déphaseurs à base de composants MEMS RF, à base de lignes de réflexion, de SPNT, ou de lignes distribuées.

Déphaseurs à base de lignes à réflexion

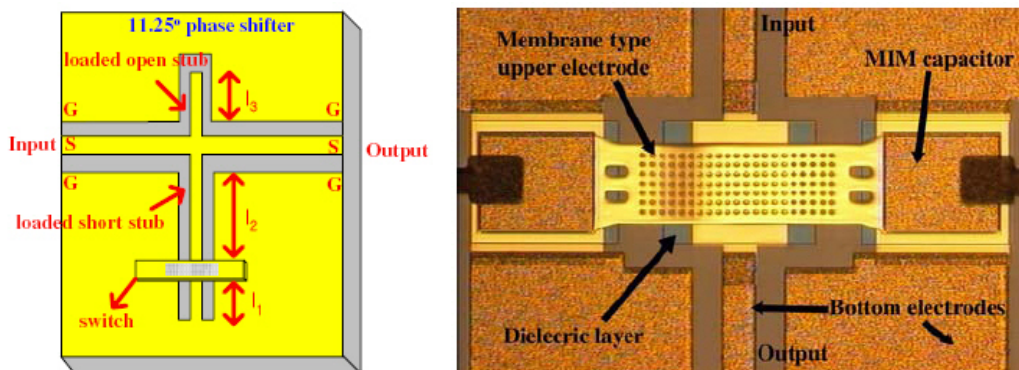


FIGURE 1.40 – Schéma de principe du déphaseur 11,25° développé par LG Korea et photographie du commutateur capacitif utilisé

Une des possibilités est l'utilisation de lignes de réflexion [74] [75] [76] [77]. Ces déphaseurs sont utilisés notamment lorsque que l'on souhaite obtenir un déphasage constant sur une large bande de fréquence. Ils requièrent l'utilisation de coupleurs afin de recombinaison le signal réfléchi avec le signal transmis et de minimiser les pertes d'insertion. La Figure 1.40 [78] [79] montre le schéma de principe d'un déphaseur 11,25° ainsi que le commutateur capacitif utilisé. Ce commutateur actionne autour de 15-20 V et permet d'allonger physiquement la longueur du stub court-circuité à son extrémité, ce qui va permettre de réaliser le déphasage désiré. Le stub en circuit ouvert, quant à lui, permet de conserver un déphasage constant. Les pertes d'insertion pour ce déphaseur

sont d'environ 5,2 dB alors que le coefficient de réflexion se situe autour de -10 dB sur la bande [11–13] GHz.

En cascade différents déphaseurs (11,25°; 22,5°; 45°; ...), on peut alors obtenir des déphaseurs multi-bits. La Figure 1.41 présente un déphaseur 3 bits et un déphaseur 5 bits réalisés à l'aide de sections similaires à celle présentée précédemment.

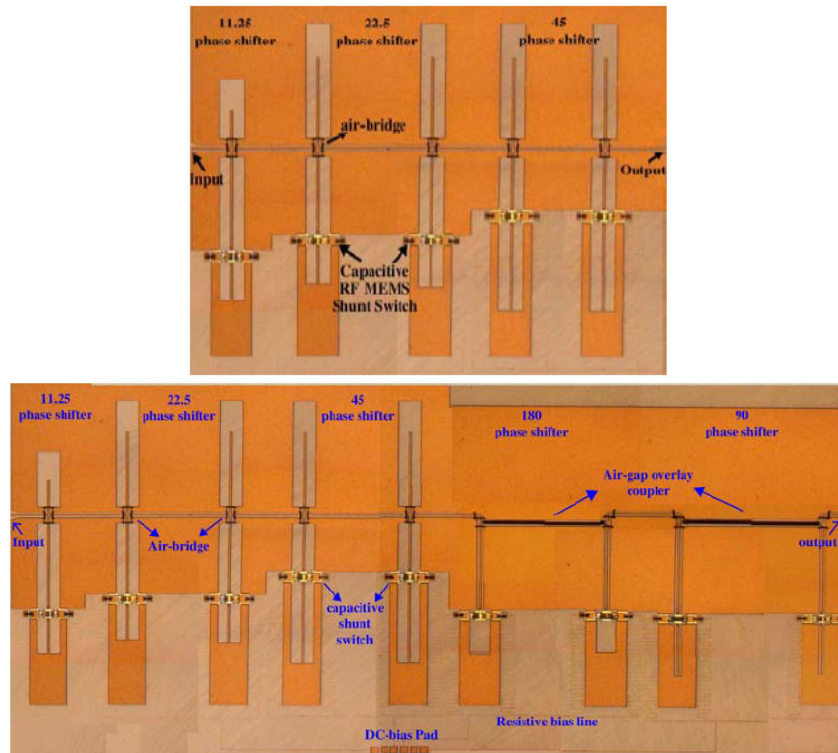


FIGURE 1.41 – Déphaseurs 3 et 5 bits en technologie coplanaire développés par LG Korea

En technologie microruban, un déphaseur 2 bits à base de stubs radiaux $\frac{\lambda}{4}$ présentant des pertes d'insertion de 1,5 dB/bit, contre 3,1 dB/bit pour des déphaseurs à base de composants semi-conducteurs a été réalisé [15]. Une photographie de ce déphaseur est montrée Figure 1.42. Les commutateurs MEMS RF sont actionnés par paire et permettent la création d'un court-circuit à la masse. Le signal est alors réfléchi au coupleur 3 dB et les ondes réfléchies sont recombinaées en sortie du coupleur avec les ondes incidentes.

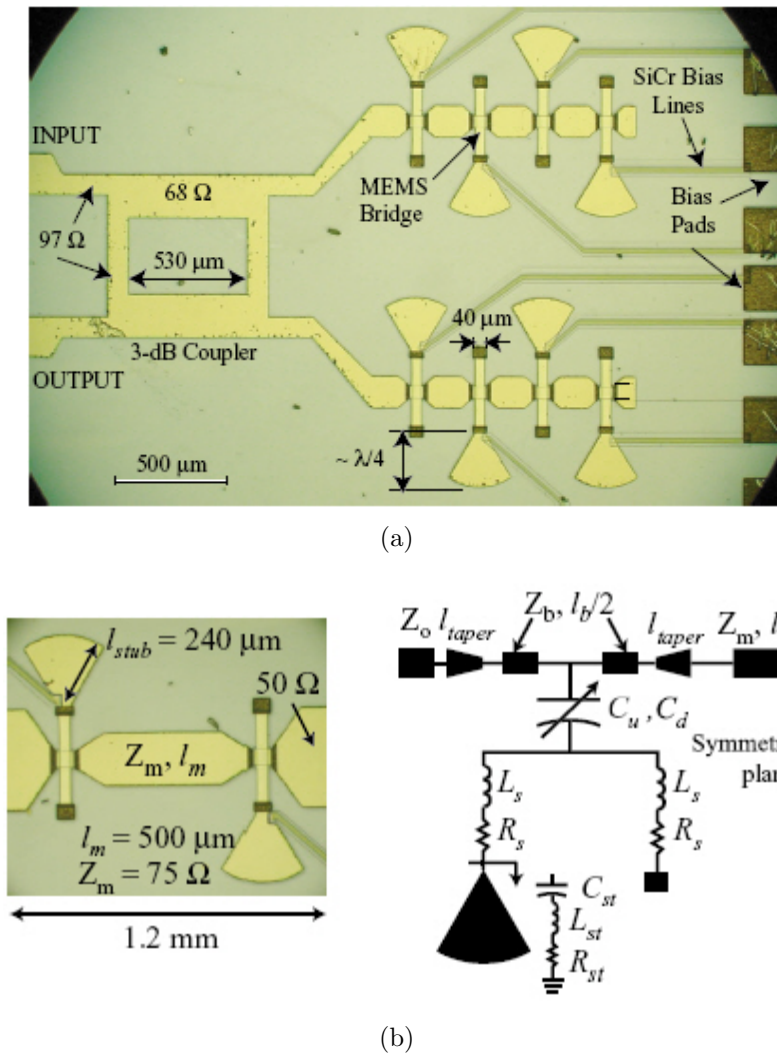


FIGURE 1.42 – (a) Déphaseur 2 bits à base de lignes à réflexion en technologie microruban et (b) gros plan sur une zone d'actionnement [15]

Déphaseurs à base de SPNT

La deuxième méthode pour designer un déphaseur consiste à utiliser des commutateurs afin de basculer sur des stubs de différentes longueurs, notamment à l'aide de SPNT (Single Pole N Throw). La Figure 1.43 présente le principe de fonctionnement d'un déphaseur 2 bits, l'un à partir de SP2T et l'autre à partir de SP4T [16]. Dans chacun des deux cas présentés, il existe 4 chemins différents suivant les commutateurs actionnés. Il est nécessaire d'utiliser deux SP4T ou quatre SP2T pour obtenir le déphasage désiré.

La Figure 1.44 présente une photographie d'un déphaseur 4 bits à base de SP4T [16], ainsi qu'un gros plan sur la zone où se trouvent les commutateurs [80]. Les pertes d'insertion ne dépassent pas les 0.9 dB à 18 GHz. Le principe de fonctionnement à base de SP4T a également

permis la réalisation d'un déphaseur 4 bits, comme le montre la Figure 1.45. Un autre déphaseur 4 bits a été présenté par le même auteur [81]. Des déphaseurs 3 et 4 bits ont également été développés sur le même principe autour de 35 GHz [17] [18]. Seules les lignes de transmission permettant le déphasage ont une géométrie différente (Figure 1.46).

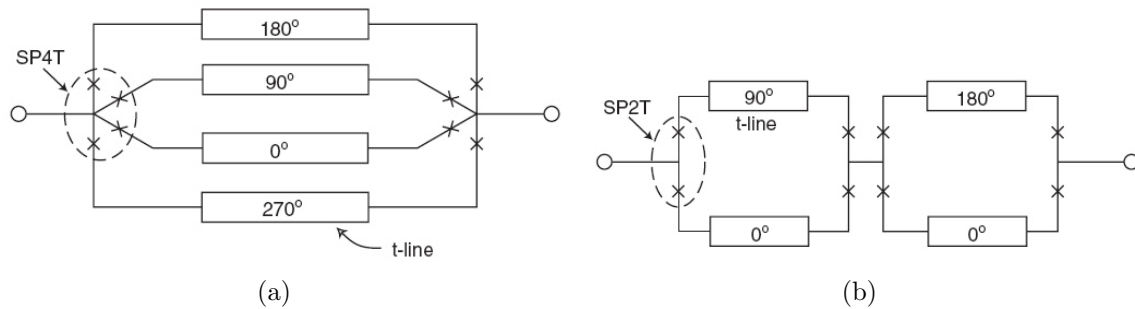


FIGURE 1.43 – Principe de fonctionnement d'un déphaseur 2 bits (a) à base de SP4T et (b) à base de SP2T [16]

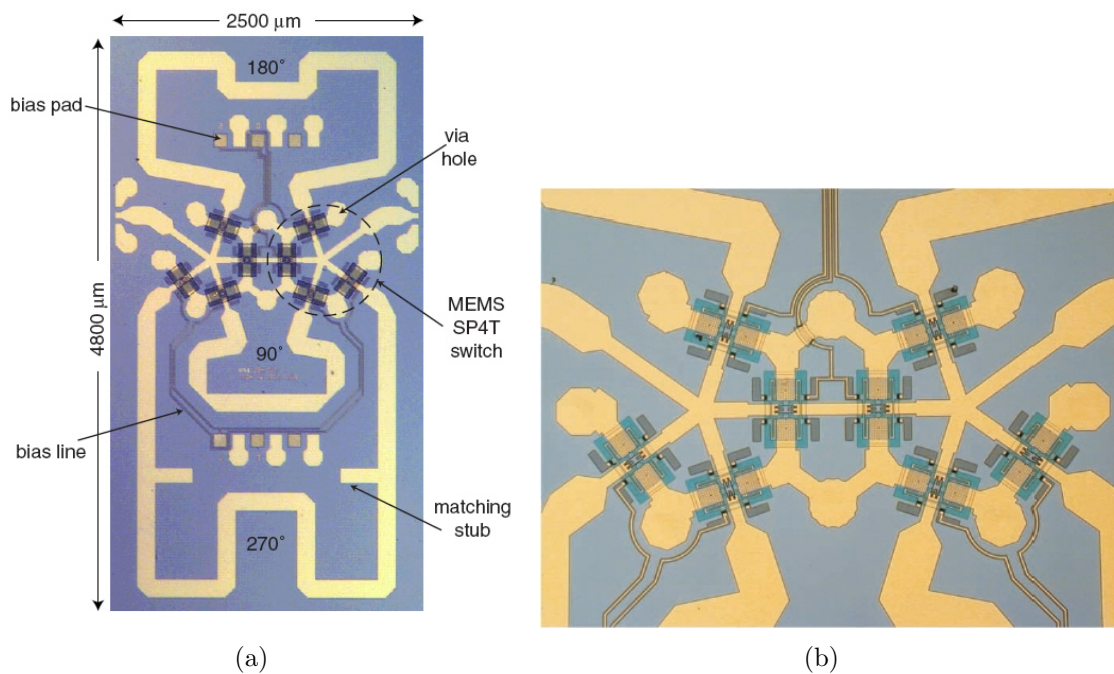


FIGURE 1.44 – (a) Déphaseur 2 bits à base de SP4T. (b) Gros plan. [16]

En technologie microruban, on peut par exemple utiliser des stubs radiaux identiques à ceux utilisés pour les déphaseurs à base de lignes à réflexion montrés précédemment. Un déphaseur comme celui présenté Figure 1.47 peut ainsi permettre une modification physique de la longueur de ligne parcourue par le signal.

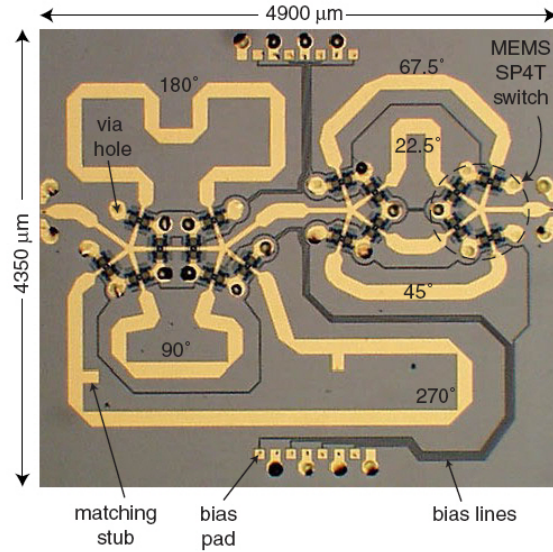


FIGURE 1.45 – Photographie d'un déphaseur 4 bits à base de SP4T

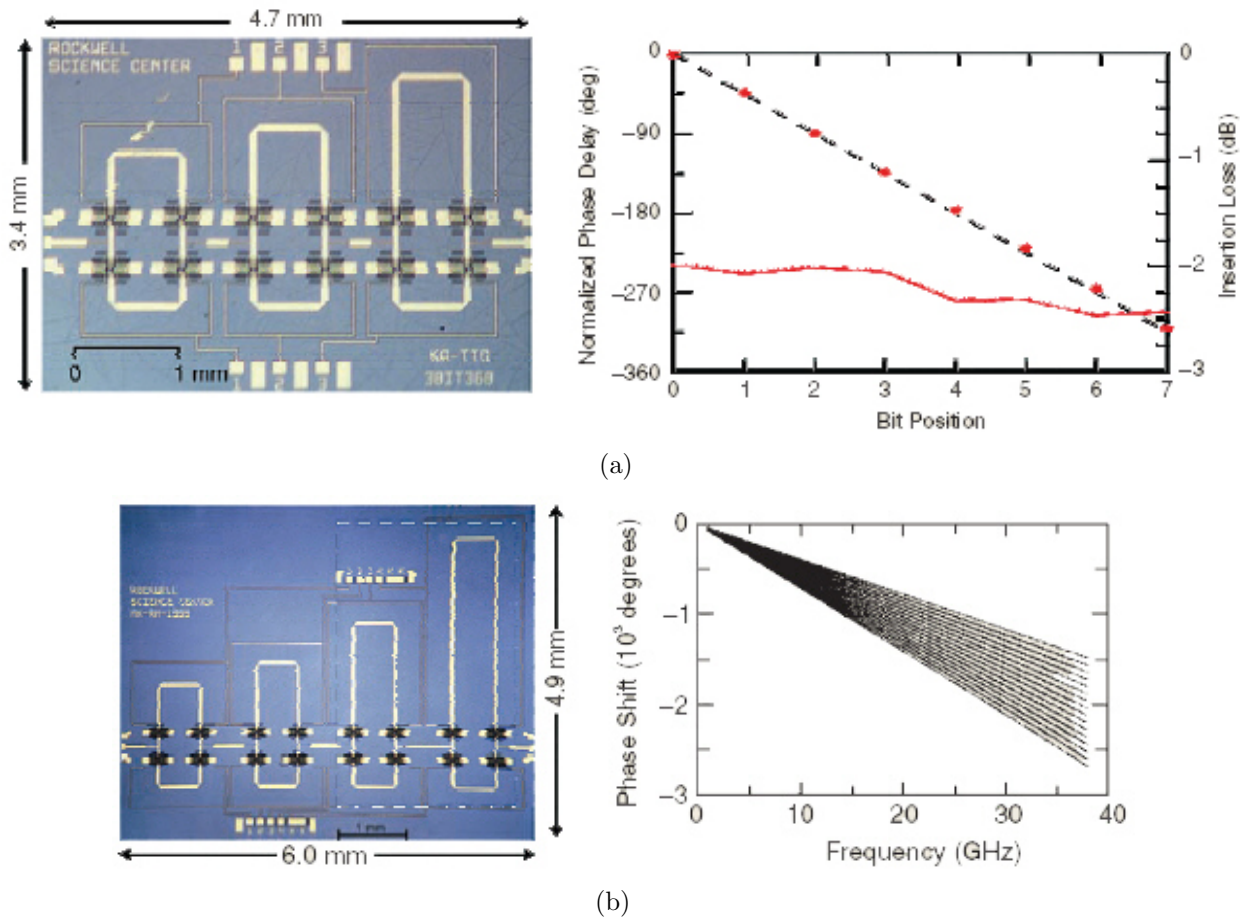


FIGURE 1.46 – Déphaseurs (a) 3 bits et (b) 4 bits développés par Rockwell [17] [18]

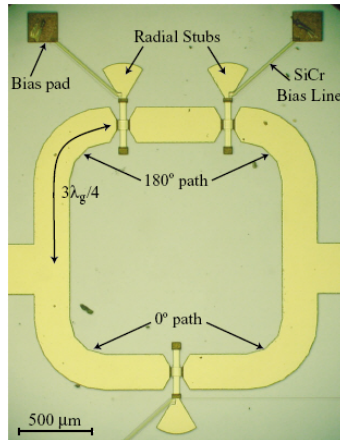


FIGURE 1.47 – Photographie d'un déphaseur en technologie coplanaire à base de stubs radiaux [15]

Déphaseurs à base de lignes distribuées

Enfin, la troisième méthode, sur laquelle nous allons porter un plus grand intérêt, utilise une architecture à base de lignes distribuées.

En technologie microruban, on peut, comme dans les cas précédents, utiliser des stubs radiaux. Ces stubs sont placés périodiquement le long de la ligne de transmission ce qui permet de créer un retard le long de la ligne lorsque les commutateurs MEMS RF sont actionnés [19]. La Figure 1.48 est une photographie d'un déphaseur 2 bits : la première section réalise un déphasage de 180 degrés lorsque les ponts MEMS sont à l'état bas tandis que la deuxième section réalise un déphasage de 90 degrés. Ces deux sections sont bien entendu connectées entre elles.

En technologie coplanaire, on utilise le principe de DMTL, comme nous l'avons précédemment indiqué dans la Partie 1.5.2 concernant le filtrage. L'aspect théorique concernant la conception de déphaseurs à base de DMTL sera largement détaillé lors de l'étude de déphaseurs dans le Chapitre 3.

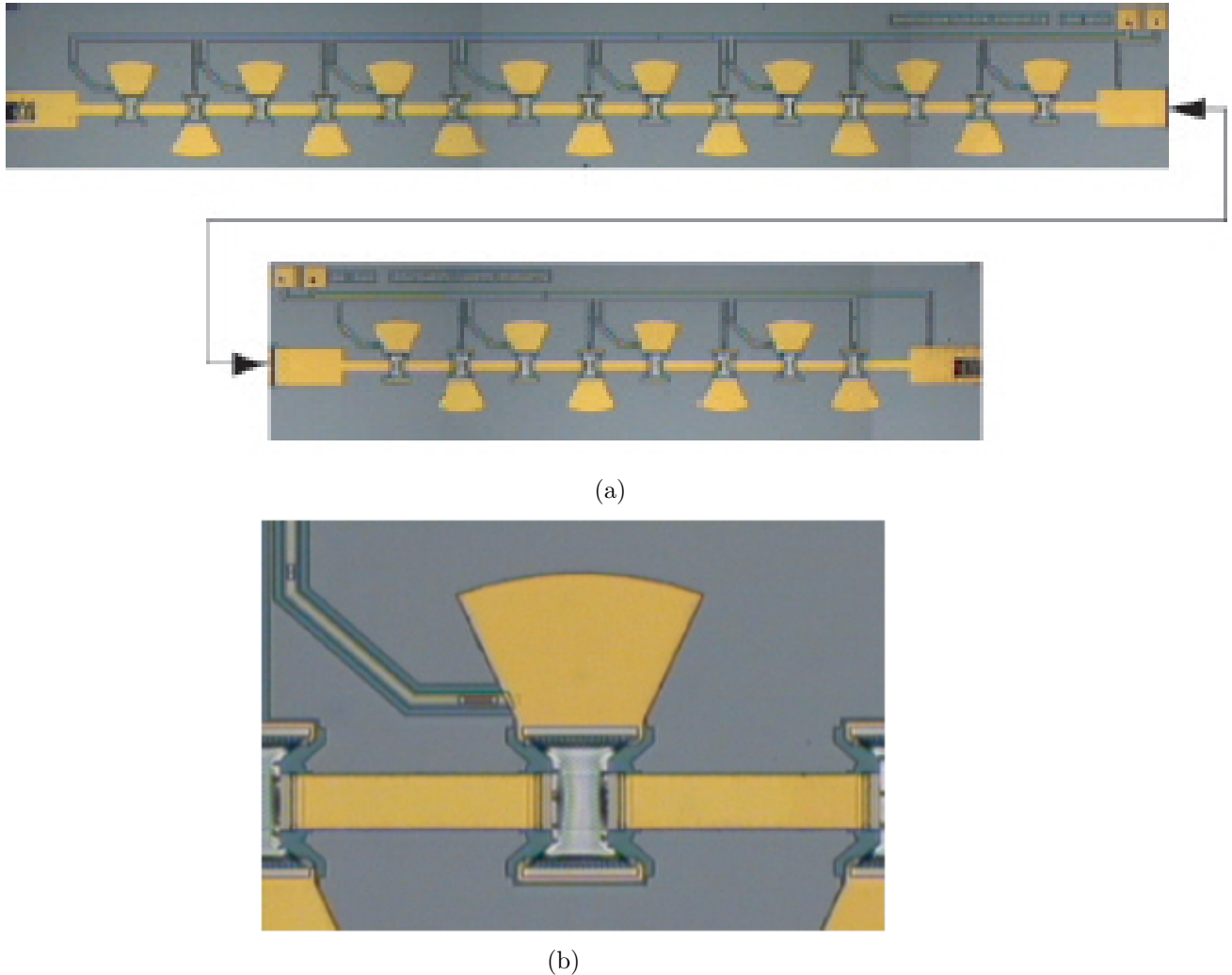


FIGURE 1.48 – (a) Déphaseur 2 bits distribué en technologie microruban et (b) gros plan sur une section élémentaire [19]

1.5.4 Adaptateurs d'impédance

On trouve également des capacités commutées MEMS RF dans des dispositifs tels que les tuners d'impédance [82] [83] [84] [85]. Ces tuners d'impédance peuvent être utilisés par exemple comme adaptateurs d'impédance reconfigurables, souvent placés entre un amplificateur de puissance (d'impédance généralement comprise entre 10 et 20 Ω) et une antenne émettrice.

La Figure 1.49 présente le schéma équivalent et la photographie d'un adaptateur d'impédance composé de 8 capacités commutées MEMS RF à base de lignes distribuées [20]. L'avantage des lignes distribuées est de pouvoir travailler sur une large bande de fréquence. L'impédance initiale de la ligne (lorsque les ponts MEMS sont tous à l'état haut) est généralement de 50 Ω . Les commutateurs capacitifs utilisés ont un rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$ assez élevé (environ 30). Ce rapport

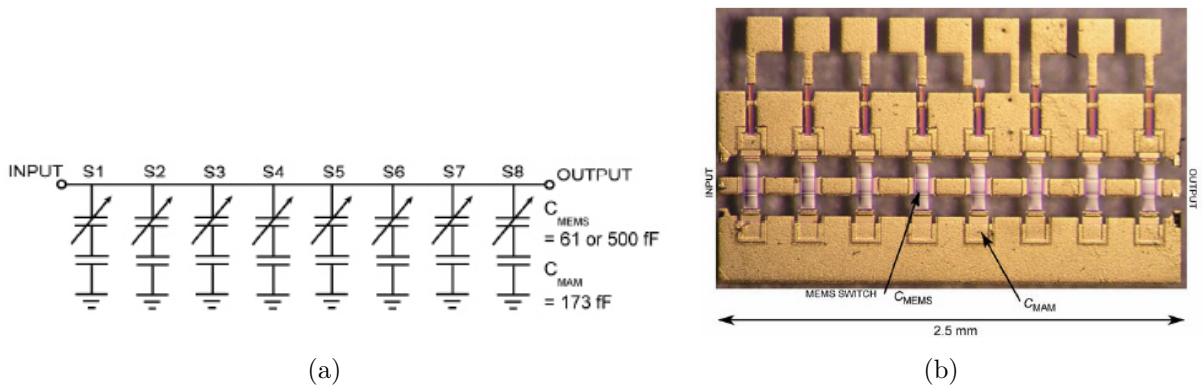


FIGURE 1.49 – (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [20]

est donc réduit par l'ajout de capacités fixes de type MAM (Metal-Air-Metal) en série avec chaque commutateur MEMS RF, ce qui permet de mieux contrôler la dispersion de la valeur de leurs capacités aux états haut et bas. Chaque commutateur est actionné individuellement, ce qui provoque un changement local d'impédance et de la constante diélectrique. Suivant les combinaisons, on obtiendra ainsi $2^8 = 256$ impédances différentes. A l'état haut, l'impédance de la ligne et la constante diélectrique sont respectivement de 47Ω et $9,1$ tandis qu'elles valent 31Ω et 21 lorsque tous les commutateurs sont actionnés.

On peut également utiliser des capacités commutées ou commutateurs MEMS RF pour réaliser un tuner d'impédance à base de stubs. La Figure 1.50 présente le circuit équivalent ainsi qu'une photographie d'un tuner d'impédance simple stub en bande V [21]. Chacune des 10 capacités commutées peut être actionnée indépendamment les unes des autres, permettant ainsi d'obtenir 2^{10} états, soit 1024 impédances différentes. L'association de commutateurs capacitifs et de capacités MAM là encore permet de réaliser des capacités variables. Ces capacités chargent périodiquement la ligne coplanaire (S1 à S6) et le stub (S7 à S10). Ce tuner peut être utilisé pour mesurer des paramètres de bruit lorsque sa sortie est en circuit ouvert.

La Figure 1.51 présente le schéma équivalent et une photographie d'un tuner d'impédance utilisant cette fois-ci 3 stubs, également chargés par des capacités commutées MEMS RF, fonctionnant sur une plage de fréquences allant de 6 à 24 GHz [83] [22]. De la même façon, on peut obtenir 2^{11} états, soit 2048 impédances différentes.

La Figure 1.52 présente un adaptateur d'impédance "double slugs" développé par Qin *et al.* [23] et conçu également à l'aide de lignes distribuées : l'impédance Z_m des sections de ligne utilisées peut varier en actionnant les commutateurs capacitifs de cette ligne distribuée. "Double slugs" signifie que deux lignes quart d'onde sont utilisées afin de déterminer la fréquence centrale. Les longueurs électriques θ_1 et θ_2 quant à elles vont définir le point d'impédance à adapter. Suivant le placement des "slugs" sur la ligne de transmission, on pourra adapter l'impédance

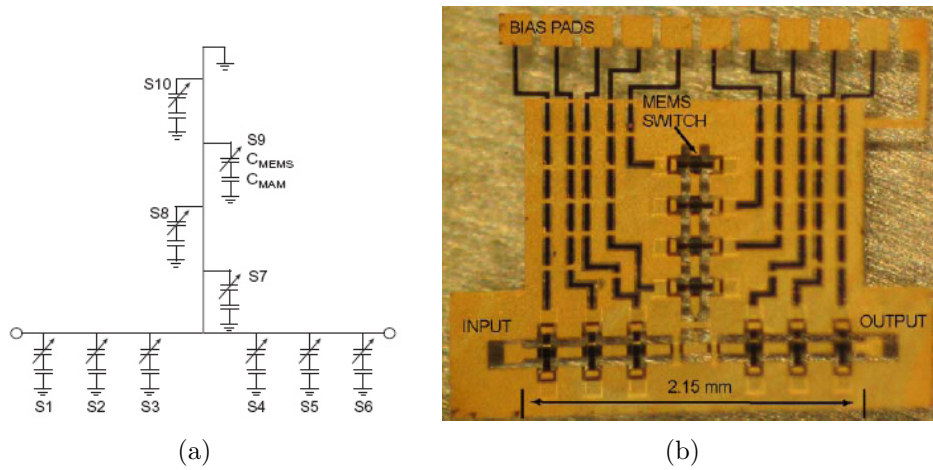


FIGURE 1.50 – (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un tuner d'impédance à base de capacités commutées MEMS RF [21]

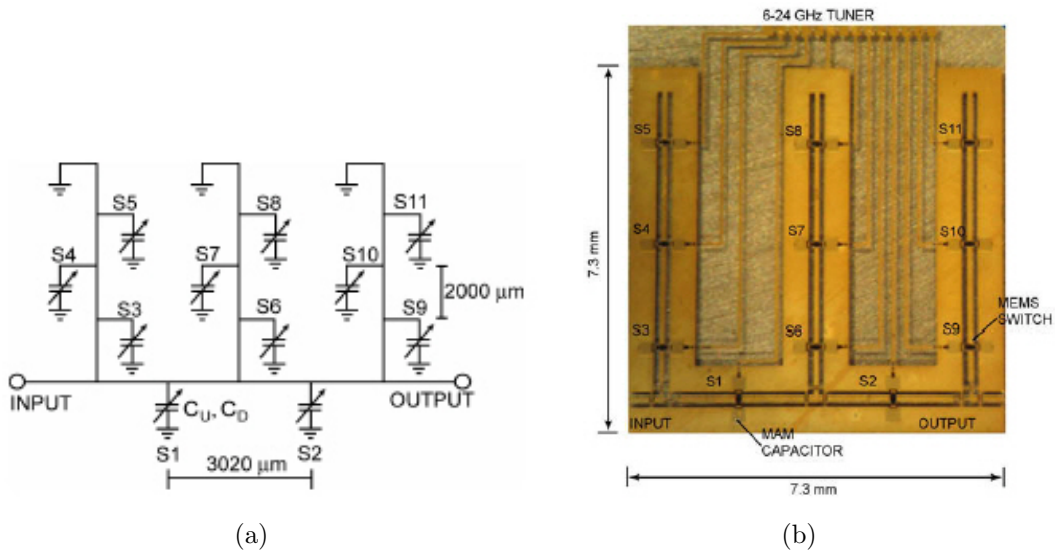


FIGURE 1.51 – (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un tuner d'impédance 6-24 GHz utilisant 3 stubs chargés par des capacités commutées MEMS RF [22]

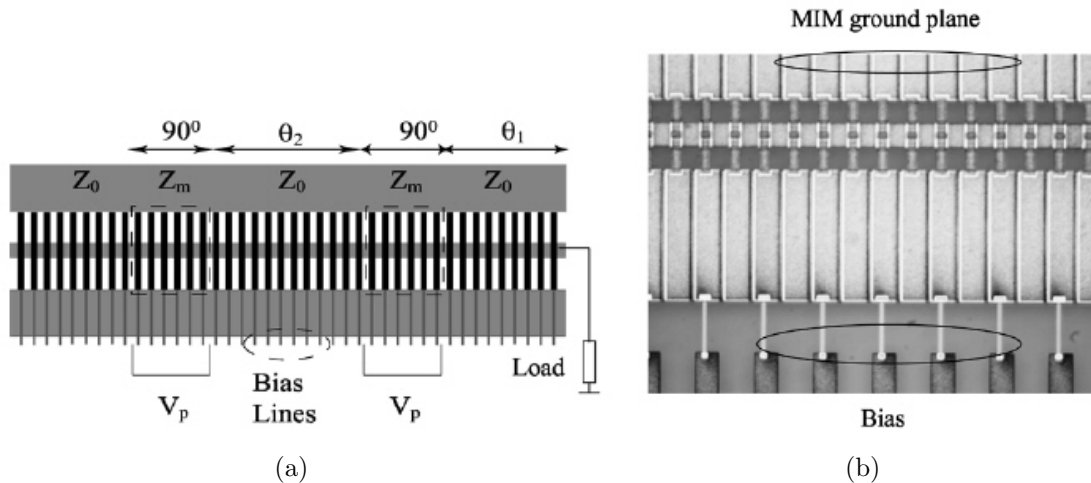


FIGURE 1.52 – (a) Schéma équivalent et (b) photographie d'un adaptateur d'impédance à base de lignes distribuées [23]

de charge à celle de la source. Le rapport d'ondes stationnaires maximal sera déterminé par l'impédance Z_m des lignes quart d'onde, et sera idéal lorsque la section inter-*slugs* est de 90 degrés. Les capacités MIM (Metal-Insulator-Metal) que l'on peut voir dans les plans de masse sur la Figure 1.52 permettent d'actionner chaque commutateur MEMS individuellement. Cet adaptateur fonctionne pour des fréquences allant de 10 à 30 GHz [86] [87].

Les adaptateurs d'impédance reconfigurables peuvent également être utilisés comme tuners d'impédance dans des systèmes d'instrumentation permettant la mesure de bruit ou de "load-pull". L'intérêt des composants MEMS RF dans ces dispositifs est de garantir une large plage d'accord, notamment pour les lignes distribuées, souvent limitée par les composants semi-conducteurs.

1.5.5 Antennes

Les réseaux d'antennes agiles sont des antennes dont le pointage est réalisé électroniquement (et non pas mécaniquement). On peut utiliser là encore des commutateurs MEMS RF pour basculer vers différentes antennes, des lignes distribuées ou des déphaseurs pour permettre de retarder le signal. La Figure 1.53 présente le schéma de principe d'un réseau d'antennes dont le pointage est réalisé électroniquement grâce à des déphaseurs qui retardent le signal sur chaque élément rayonnant de l'antenne.

En ce qui concerne les antennes uniquement, elles peuvent aussi être des composants MEMS à part entière. Nous avons déjà cité dans la partie 1.2.5 l'exemple d'une antenne pastille dont la géométrie varie par la disposition d'éléments rayonnants parasites, ce qui permet de changer

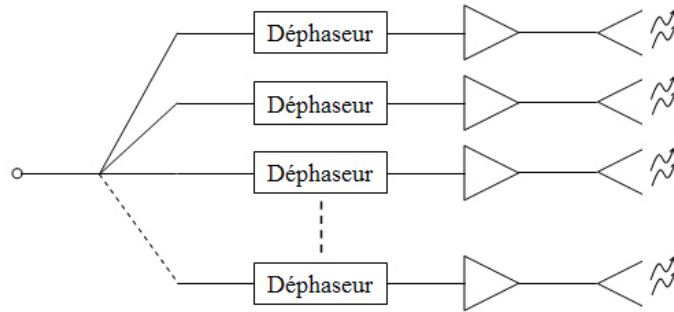


FIGURE 1.53 – Schéma de principe d'un réseau d'antennes à pointage électronique à base de déphaseurs

le type de polarisation [6]. De la même façon, une antenne en V a été développée pour des applications à 17,5 GHz [24]. Les deux branches de l'antenne en V peuvent être positionnées à l'aide d'actionneurs MEMS, comme le montre la Figure 1.54. Les différentes positions des branches de l'antenne modifient ainsi le pointage de l'antenne et son diagramme de rayonnement.

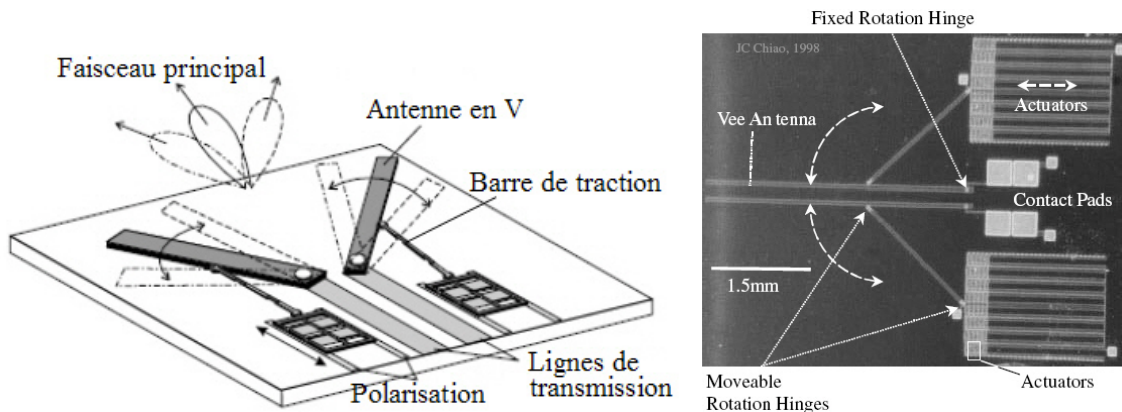


FIGURE 1.54 – Antenne reconfigurable à l'aide d'actionneurs MEMS [24]

Sur la gamme [4–6] GHz, une antenne constituée de trois éléments rayonnants a été développée [25]. En utilisant des commutateurs sur chacune des lignes de polarisation de l'antenne, on peut faire fonctionner au choix chaque élément rayonnant qui donne un diagramme de rayonnement propre. La Figure 1.55 illustre cet exemple.

La Figure 1.56 présente une antenne reconfigurable MEMS réalisée au laboratoire XLIM [88]. Ici, c'est bien l'antenne elle-même qui est un composant MEMS RF, puisque son contour est réalisé par du métal enroulé sur lui-même. Ce contour est un élément mécanique qui peut être actionné et modifie ainsi la géométrie de l'antenne. Lorsque l'antenne est actionnée, elle rayonne à 12,4 GHz alors qu'elle opère à 23,8 GHz dans sa configuration originale. Une tension de 150 V est toutefois nécessaire afin de changer la fréquence d'utilisation de l'antenne.

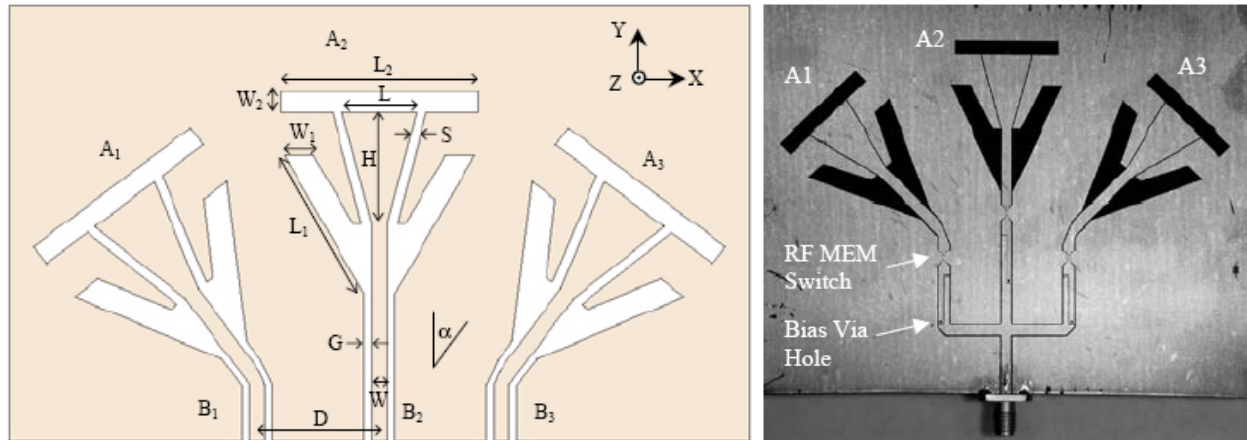


FIGURE 1.55 – Antenne à diversité de polarisation à base de commutateurs MEMS RF [25]

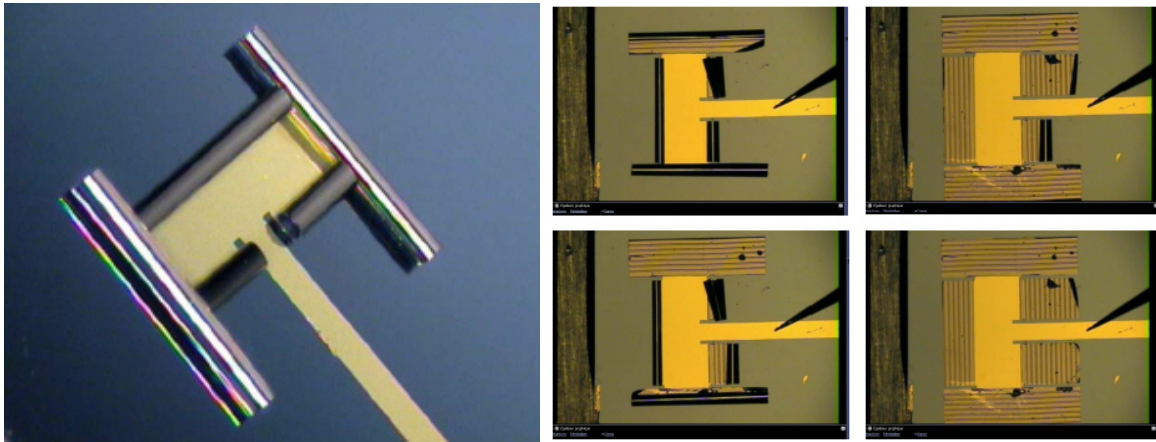


FIGURE 1.56 – Antenne commutée

1.6 Conclusion

Nous avons montré dans cette partie les nombreux avantages présentés par les composants MEMS RF ainsi que l'émergence de ces composants au cours de ces dernières années et l'intérêt de développer ces composants pour de nombreuses applications. L'exemple d'un composant de base comme un micro-commutateur reste le composant le plus développé; en effet, il permet de réaliser de nombreux dispositifs pour des applications de télécommunication, des applications spatiales, ou encore des applications militaires. Les systèmes dans lequel il peut être implanté sont très nombreux (commutation, systèmes antennaires, filtres accordables, déphaseurs, adaptateurs et tuners d'impédance, systèmes reconfigurables, ...).

Nous avons aussi présenté les études récentes qui ont permis de résoudre totalement ou en partie, et de réduire de façon significative les points qui faisaient défaut aux composants

MEMS RF à l'aube de leur développement. Ils permettent depuis ces quelques dernières années par exemple une tenue en puissance de plus en plus élevée, de l'ordre de plusieurs Watts en commutation à chaud. De nombreuses études portent également sur la fiabilité des composants MEMS RF, la modélisation des phénomènes de défaillance et du chargement du diélectrique, leur tenue en cyclage, ... On ne cesse de rechercher des méthodes de conception afin de réaliser des composants dont la tension d'actionnement est faible. Les composants MEMS RF deviennent des composants mûres et commencent à être envisagés sérieusement sur un certain nombre d'applications afin de remplacer les semi-conducteurs dans le secteur grand public.

Cependant, peu de travaux ont été menés jusqu'ici afin de réduire le temps de commutation des composants MEMS RF. Le temps de commutation doit pourtant être réduit de façon à élargir encore plus le domaine d'applications des MEMS où leurs performances les placent largement au-dessus des composants semi-conducteurs. Ainsi, il est important aujourd'hui de pouvoir réaliser des dispositifs rapidement reconfigurables ou accordables, ou encore des composants pouvant fonctionner pour des applications nécessitant une modulation rapide. Afin de substituer les semi-conducteurs présentant des pertes importantes, une plus mauvaise linéarité, ainsi qu'une plus grande consommation de puissance, la conception d'un composant de base comme un micro-commutateur ou une capacité commutée MEMS RF pouvant actionner au-dessous de la microseconde doit être réalisée. Le contexte de cette thèse est très récent et novateur, et représente un objectif important pour bon nombre d'applications. Ainsi, le chapitre suivant décrit la méthode développée afin de réaliser un composant MEMS RF rapide.

Chapitre 2 - Etude et conception d'un micro-commutateur MEMS RF rapide

Chapitre 2

Etude et conception d'un micro-commutateur MEMS RF rapide

2.1 Objectif

Nous avons vu dans le Chapitre 1 que les commutateurs MEMS RF sont une excellente alternative aux semi-conducteurs pour bon nombre d'applications. Nous avons présenté leurs nombreux avantages pour des systèmes de télécommunications, comme leur importante linéarité, leur faible consommation de puissance, leur intégration aisée et leur coût de fabrication peu onéreux.

Nous avons également souligné le travail effectué au cours de ces dernières années qui a permis aux micro-commutateurs électro-mécaniques de repousser toujours plus les limites, notamment en tenue en puissance (jusqu'à 5 W en commutation à chaud [50] contre 50 mW il y a 5 ans). Néanmoins, lorsque des systèmes de transmission nécessitent une modulation ou une commutation rapide, les semi-conducteurs, composants à plus fortes pertes et consommation de puissance, sont toujours utilisés puisqu'ils permettent d'actionner sous la barre de la microseconde, ce qui ne pouvait être obtenu par des composants MEMS RF lors du début de cette étude en 2005 (mis à part par les composants réalisés en polysilicium, dont la fabrication nécessite des procédés complexes et des températures élevées).

L'objectif de cette étude s'inscrit dans cette perspective d'améliorer le temps de commutation de micro-commutateurs électro-mécaniques afin de répondre à des besoins de commutation ou de modulation rapide (inférieures à la microseconde). L'importance de ce travail est perceptible par le besoin de réaliser des systèmes rapidement accordables ou reconfigurables par exemple et disposant d'un niveau de pertes bien inférieur aux systèmes utilisant des semi-conducteurs. Les domaines d'applications visés sont nombreux, comme des applications militaires par exemple

(RADAR, antennes agiles, déphaseurs, ...), ou encore des applications grand public (antennes intelligentes pour réseaux sans-fils, ...).

Nous présenterons dans un premier temps et de façon détaillée une étude mécanique qui nous permettra de comprendre les grandeurs caractéristiques mises en jeu dans le déplacement d'une poutre mobile, notamment sa raideur ou sa fréquence de résonance mécanique. Nous verrons aussi quel est l'intérêt de miniaturiser davantage les composants MEMS et nous discuterons des limites (technologiques, performances, ...). Nous présenterons ensuite notre approche originale qui consistera à travailler principalement sur la géométrie de la poutre mobile afin de concevoir un micro-commutateur MEMS RF rapide. Nous détaillerons également le procédé de fabrication d'un tel commutateur, réalisé au sein de l'Institut de Recherche XLIM dans lequel se sont déroulés ces travaux de thèse. Enfin, nous discuterons de l'implémentation de ce commutateur sur ligne coplanaire et réaliserons des mesures mécaniques (temps de commutation, fréquence de résonance mécanique) et des mesures RF (paramètres S, extraction du facteur de qualité) pour caractériser le micro-commutateur ainsi fabriqué. Notre composant sera enfin testé en cyclage et soumis à des variations de température.

2.2 Etude mécanique

2.2.1 Système masse-ressort. Raideur

Un micro-commutateur électro-mécanique est un composant qui se caractérise généralement par une électrode mobile, *la poutre suspendue*, et une électrode immobile, *l'électrode d'actionnement*. Cet élément mécanique peut tout à fait être approximé au premier ordre à un système masse-ressort simple, comme celui présenté Figure 2.1, qu'il s'agisse d'une poutre mono-encastree (*cantilever*) ou d'une poutre bi-encastree (*pont*).

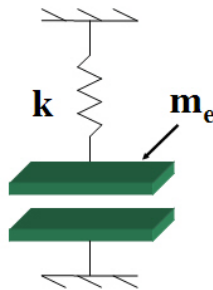


FIGURE 2.1 – Système masse-ressort simplifié

Ici, m_e représente la masse effective de la poutre mobile de masse réelle m et est définie par

l'expression :

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

m_e se calcule à partir de la pulsation de résonance mécanique ($\omega_0 = 2\pi f_0$) et vaut en général entre 35 et 45 % de la masse réelle. En pratique, on utilise des logiciels de simulations mécaniques, comme par exemple le logiciel Ansys [89], afin de déterminer la fréquence de résonance mécanique, puis on en déduit la valeur de la masse effective de la poutre étudiée à l'aide de l'équation 2.1.

k représente la raideur de la poutre et diffère suivant la nature de celle-ci (*cantilever* ou *poutre bi-encastée*). Nous allons détailler son expression dans chacun de ces deux cas.

En mécanique, dans le cas de faibles déplacements, ce qui est le cas pour des composants MEMS, le déplacement Δg d'un cantilever ou d'une poutre bi-encastée pourra être obtenu de façon simple par la relation 2.2, où F désigne la force externe. Dans notre cas, ce sera la force électrostatique appliquée à la poutre mobile.

$$F = k \cdot \Delta g \quad (2.2)$$

Cas de la poutre mono-encastée

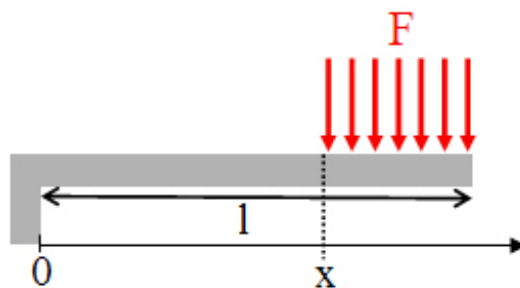


FIGURE 2.2 – Poutre mono-encastée soumise à une force appliquée à son extrémité

Dans le cas d'une poutre mono-encastée de longueur l , de largeur w , et d'épaisseur t , la constante de raideur est définie, pour une force répartie entre x et l , par la relation 2.3 :

$$k = 2Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1 - \left(\frac{x}{l}\right)}{3 - 4\left(\frac{x}{l}\right)^3 + \left(\frac{x}{l}\right)^4} \quad (2.3)$$

où x représente la distance à partir de laquelle la force est appliquée, comme le présente la Figure 2.2, et E représente le module de Young¹ du matériau.

Cas de la poutre bi-encastée

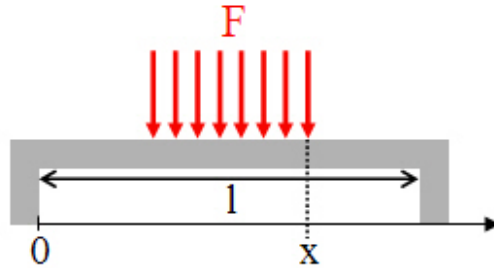


FIGURE 2.3 – Poutre bi-encastée soumise à une force appliquée sur sa zone centrale

Dans le cas d'une poutre bi-encastée, il est évident que la constante de raideur k sera plus importante que pour un cantilever, à dimensions égales, puisque la poutre est fixée à ses deux extrémités. Son expression peut être séparée en deux termes. Le premier, noté k' , tient compte des caractéristiques du matériau utilisé, comme le module de Young par exemple. Le second terme, noté k'' , résulte du procédé de fabrication : il dépend de la contrainte² résiduelle biaxiale σ de la poutre.

Dans le cas où la force est appliquée sur la zone centrale de la poutre bi-encastée (Figure 2.3), l'expression de k' est donnée par la relation 2.4 :

$$k' = 32Ew \left(\frac{t}{l} \right)^3 \frac{1}{8 \left(\frac{x}{l} \right)^3 - 20 \left(\frac{x}{l} \right)^2 + 14 \left(\frac{x}{l} \right) - 1} \quad (2.4)$$

La constante k'' dépend de la contrainte résiduelle biaxiale σ ainsi que du coefficient de Poisson³ ν . Ce dernier est intrinsèque au matériau utilisé, tandis que la contrainte résiduelle dépend à la fois des propriétés du matériau, mais aussi du procédé de fabrication mis en jeu. Dans le cas où la force est appliquée sur la zone centrale de la poutre bi-encastée (*et uniquement dans le cas d'une contrainte en tension*), l'expression de k'' est donnée par la relation 2.5 :

$$k'' = 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l} \right) \frac{1}{3 - 2 \left(\frac{x}{l} \right)} \quad (2.5)$$

1. Pour plus de précisions sur le module de Young, se reporter à l'Annexe A.2

2. Pour plus de précisions sur les contraintes, se reporter à l'Annexe B

3. Pour plus de précisions sur le coefficient de Poisson, se reporter à l'Annexe A.3

L'expression finale de la constante de raideur pour une poutre bi-encastrée à laquelle une force est appliquée autour de sa zone centrale a donc pour expression (équation 2.6) :

$$k = k' + k'' = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8 \left(\frac{x}{l}\right)^3 - 20 \left(\frac{x}{l}\right)^2 + 14 \left(\frac{x}{l}\right) - 1} + 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3 - 2 \left(\frac{x}{l}\right)} \quad (2.6)$$

Dans le cas où l'électrode d'actionnement a une largeur égale à un tiers de la longueur de la poutre ($x = 2l/3$), l'expression de k devient alors (équation 2.7) :

$$k = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \left(\frac{27}{49}\right) + 8\sigma(1 - \nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \left(\frac{3}{5}\right) \quad (2.7)$$

2.2.2 Grandeurs caractéristiques

Bien entendu, la grandeur principale que l'on va chercher à optimiser est le temps de commutation, noté couramment t_s pour "switching time". L'expression du temps de commutation va faire appel à d'autres grandeurs importantes, notamment la fréquence de résonance mécanique, notée f_0 .

Phénomène d'amortissement

Les propriétés du milieu considéré entre la partie mobile de la poutre MEMS et son électrode d'actionnement, comme la pression ou la température, vont entraîner un ralentissement du déplacement de la poutre mobile. Ce phénomène d'amortissement, parfois appelé "damping", est représenté par une valeur notée b , donnée par l'équation 2.8 :

$$b = \frac{3\mu S^2}{2\pi g_0^3} \quad (2.8)$$

où μ représente la viscosité dynamique du milieu, exprimée en Pa.s.

Cette viscosité dépend de la température et est généralement exprimée, pour un gaz, grâce à la loi de Sutherland, donnée par la relation 2.9 :

$$\mu(T) = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{3}{2}} \frac{T_0 + T_S}{T + T_S} \quad (2.9)$$

où :

- T_S représente la température de Sutherland et vaut 110,4 K pour l'air [90].
- μ_0 représente la viscosité à la température $T_0 = 273,15$ K, et vaut pour l'air $1,711 \cdot 10^{-5}$ Pa.s.

Ainsi, la viscosité de l'air à température ambiante (293,15 K) vaudra $18 \cdot 10^{-6}$ Pa.s

Facteur de qualité mécanique

Le facteur de qualité mécanique d'une poutre bi-encastree peut être approximé par la relation 2.10 [29] :

$$Q_{bi-encastree} = \frac{t^2 g_0^3 \sqrt{E\rho}}{\mu \left(\frac{wl}{2} \right)^2} \quad (2.10)$$

Sous vide, la viscosité dynamique étant nulle, on admettra alors que le facteur de qualité mécanique pour des poutres métalliques a une valeur généralement comprise entre 30 et 150 [29].

Par la suite, on se placera uniquement dans le cas de faibles déplacements, et on négligera les phénomènes d'amortissement.

Le temps de commutation

Le temps de commutation peut être défini par différentes expressions suivant le cas d'étude considéré. Par exemple, sous vide, l'expression du temps de commutation s'affranchira de la constante d'amortissement b , vue précédemment, qui résulte du milieu (l'air en général) dans lequel se déplace l'électrode mobile. Ainsi, l'expression du temps de commutation sera donnée par l'équation 2.11 [29] :

$$t_s \simeq 3,67 \frac{V_p}{V_s 2\pi f_0} \quad (2.11)$$

Ici, $\frac{V_p}{V_s}$ représente le rapport entre la tension d'abaissement et la tension d'actionnement. On remarque qu'une forte tension d'actionnement permettra au composant de commuter plus rapidement. Afin de permettre un actionnement satisfaisant et éviter une position d'instabilité de la poutre, on choisit généralement $V_s \simeq 1,2 - 1,5V_p$ (ou parfois plus, jusqu'à $2V_p$). Le temps de commutation ne dépend alors que d'une seule grandeur : la fréquence de résonance mécanique, notée f_0 , que nous allons décrire par la suite. On ne parlera pas ici des phénomènes de "rebonds" dont peut être sujet le pont lorsque la force d'actionnement est importante (le choc important entre le pont et la zone de contact peut entraîner un ou plusieurs "rebonds" du pont avant qu'une position stable à l'état bas soit établie).

Le temps de relâchement

Rigoureusement, le temps de relâchement prend également en compte la constante d'amortissement b et le facteur de qualité mécanique $Q_{bi-encastree}$, mais il faut aussi tenir compte d'autres phénomènes par rapport au temps de commutation. En effet, lorsque le pont est actionné, il vient se coller sur le diélectrique pour réaliser le contact capacitif, et est soumis à des forces répulsives et aux forces de van der Waals. Les forces présentes à cette interface vont "retenir" la poutre et on obtiendra ainsi un temps de relâchement légèrement supérieur au temps d'abaissement. Cependant, il existe aussi des phénomènes à l'échelle microscopique ou atomique ayant lieu à l'interface poutre-diélectrique et qui ne sont aujourd'hui encore pas bien expliqués ou modélisés. Il est donc difficile d'établir des équations strictement rigoureuses sur le temps de relâchement.

Lorsque le pont remonte à son état initial, rien ne vient l'arrêter. Ainsi, il se peut que la poutre oscille jusqu'à retrouver sa position initiale avec un temps non négligeable (pouvant être de plusieurs microsecondes), suivant sa constante d'amortissement et son facteur de qualité mécanique. Cette oscillation sera toutefois d'amplitude négligeable et ne viendra pas altérer le temps de relâchement que l'on pourra mesurer car les poutres sont fabriquées avec une épaisseur suffisante et un gap adéquat pour limiter ces phénomènes. Néanmoins, les mesures mécaniques ne devront pas être effectuées sous vide où les oscillations sont importantes.

La fréquence de résonance mécanique

La fréquence de résonance mécanique va être le paramètre essentiel à optimiser dans notre cas. Une poutre avec une fréquence de résonance mécanique élevée permettra d'atteindre une vitesse de commutation rapide. L'expression de la fréquence de résonance mécanique est donnée par la relation 2.12 [29] :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_e}} \quad (2.12)$$

La fréquence de résonance mécanique de la poutre mobile dépend de sa raideur et de sa masse effective. Afin d'obtenir un bon rapport $\frac{k}{m_e}$, il faut trouver un moyen d'obtenir une poutre la plus raide possible, tout en conservant sa masse effective la plus basse possible. C'est ce que nous proposons dans la partie suivante.

2.2.3 Choix du type de poutre et du matériau

Choix du type de poutre

Le choix du type de poutre pour notre micro-commutateur se portera sur une poutre bi-encastree, car nous avons vu dans la partie 2.2.1, que les poutres bi-encastrees disposent d'une constante de raideur bien plus importante que les cantilevers, à dimensions égales. Par exemple, pour une poutre de 200 μm de long, 100 μm de large, et de 1 μm d'épaisseur, la constante de raideur pour une poutre de type bi-encastree réalisée en or vaut 31 N/m contre 0,32 N/m pour une poutre de type cantilever, d'après les équations 2.3 et 2.7. (Pour ce calcul, nous nous sommes placés dans le cas où la force électrostatique est appliquée sur un tiers de la longueur de la poutre, sur la zone centrale pour la poutre bi-encastree et sur l'extrémité pour la poutre mono-encastree. Dans le cas de la poutre bi-encastree, la contrainte résiduelle nécessaire pour le calcul de k'' a été choisie égale à 10 MPa). Le rapport 100 ainsi obtenu donnera donc un facteur 10 sur la fréquence de résonance mécanique, d'après l'équation 2.12.

Choix du type de matériau

Les commutateurs MEMS RF sont pour la plupart réalisés en or. On trouve également des ponts faits d'aluminium, comme celui de Raytheon [62]. Afin d'obtenir un bon rapport $\frac{k}{m_e}$, nous choisirons également l'aluminium qui dispose d'une densité volumique 7 fois inférieure à celle de l'or (2,7 g/cm^3 pour l'aluminium contre 19,3 g/cm^3 pour l'or). Ainsi, nous obtiendrons des fréquences de résonance théoriquement 2,7 fois supérieures ($\sqrt{\frac{19,3}{2,7}}$) pour des poutres en aluminium que pour des poutres en or, et par conséquent des vitesses de commutation 2,7 fois supérieures.

2.2.4 La miniaturisation

Il existe plusieurs façons d'augmenter la fréquence de résonance mécanique d'une poutre MEMS. L'une d'elle consiste à jouer sur la contrainte en tension des membranes diélectriques, ce qui va raidir la poutre et ainsi augmenter sa fréquence de résonance mécanique, comme présenté précédemment dans le partie 1.3.4 [63]. Néanmoins, les membranes diélectriques nécessitent des procédés de fabrication complexes. Nous allons nous intéresser uniquement à la conception de poutres métalliques pouvant être compatibles avec les techniques de fabrication CMOS.

La méthode que nous avons choisie est de miniaturiser la poutre. En effet, cette miniaturisation va aussi permettre d'augmenter sa raideur de façon importante. Mercier *et al.* [11] ont réalisé des capacités commutées de $21 \mu m$ de long par $8 \mu m$ de large. La miniaturisation va ainsi permettre de réduire de façon importante le stress résiduel biaxial lors du procédé de fabrication ($k'' \ll k'$), de disposer d'une importante raideur garantissant ainsi une pression de rappel élevée, gage de fiabilité pour un commutateur MEMS RF. C'est ce que nous allons développer en détails dans cette partie.

Influence de la miniaturisation sur les constantes de raideur

L'expression de la constante de raideur d'une poutre bi-encastée à laquelle une force est appliquée autour de sa zone centrale a été donnée par l'équation 2.6 dans la partie 2.2.1.

La constante de raideur peut être exprimée comme la somme d'une composante k' dépendant essentiellement des dimensions de la poutre et d'une seconde composante k'' qui traduit l'influence du stress résiduel lors du procédé de fabrication. Cette contrainte résiduelle difficilement contrôlable peut s'avérer contraignante lors de la fabrication d'un composant puisqu'elle peut déformer physiquement la poutre. Une poutre subissant ce type de contrainte n'aura donc pas les mêmes propriétés mécaniques que celles espérées. Ainsi, le composant obtenu ne pourra par exemple actionner que pour une tension d'actionnement 3 fois supérieure à celle attendue. Nous nous rendons bien compte de l'effet néfaste de la contrainte résiduelle sur la fabrication d'un composant électro-mécanique puisqu'elle va dominer, de façon générale (pour des poutres de dimensions standard), l'expression de la constante de raideur.

Nous allons ici montrer que, dans le cas de poutres miniatures, l'influence de cette contrainte résiduelle est largement diminuée, et sera même négligeable pour des dimensions assez faibles. La table 2.1 montre l'évolution des constantes k' et k'' en fonction de la longueur d'une poutre de largeur et d'épaisseur fixes respectives de $10 \mu m$ et $0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement est choisie comme étant égale à la moitié de la longueur de la poutre. Ces résultats sont obtenus pour une contrainte résiduelle σ choisie comme étant égale à 10 MPa, et comparés

au commutateur capacitif de Raytheon subissant cette même contrainte. Pour une contrainte résiduelle supérieure, la constante k'' augmentera de façon proportionnelle. Par exemple, pour $\sigma=20$ MPa, k'' sera 2 fois supérieure à celle obtenue pour $\sigma=10$ MPa, soit $6,1$ N/m au lieu de $3,06$ N/m pour une poutre de 20 μm de long.

TABLE 2.1 – Influence de la miniaturisation sur les constantes de raideur pour des poutres de longueur l , de largeur $w=10$ μm et d'épaisseur $t=0,35$ μm . La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

$l(\mu\text{m})$	300 ¹	100	80	60	40	20	10
k' (N/m)	0,56	0,58	1,14	2,70	9,10	72,8	583
k' (%)	10	32	43	57	75	92	98
k'' (N/m)	5,24	1,22	1,53	2,04	3,06	6,1	12,2
k'' (%)	90	68	57	43	25	8	2

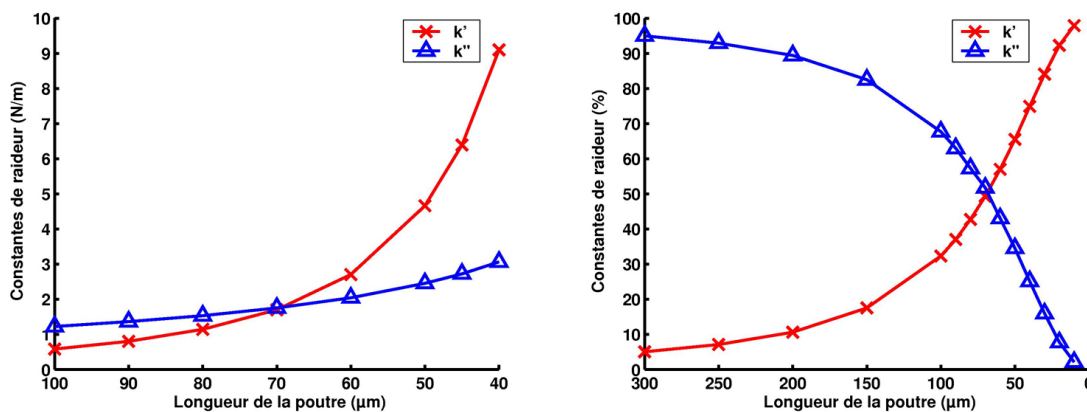


FIGURE 2.4 – Variation des constantes de raideur en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=10$ μm et d'épaisseur $t=0,35$ μm . La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

Nous pouvons remarquer, dans ce cas présent où nous travaillons avec une largeur fixe de 10 μm , que lorsque la longueur de la poutre est divisée par 2, les constantes k' et k'' sont multipliées respectivement d'un facteur 2^3 et d'un facteur 2. La Figure 2.4 représente l'évolution des constantes de raideur k' et k'' lorsque la longueur de la poutre diminue. Ainsi, nous avons montré l'intérêt de la miniaturisation sur le contrôle de la raideur en réduisant presque entièrement l'influence de la contrainte résiduelle, pourtant prédominante dans la fabrication de poutres MEMS standard. L'inversion de la prédominance de k'' par rapport à k' se produit autour de $l=70$ μm ($k'=49$ %, $k''=51$ %). A partir de cette démonstration, l'objectif sera maintenant d'obtenir

1. Commutateur capacitif de Raytheon : $t=0,5$ μm , $w=100$ μm

une valeur de k élevée afin de maximiser le rapport k/m_e , et ainsi garantir une commutation rapide.

Pour cela, nous allons uniquement regarder l'évolution de k' en fonction de la longueur l de la poutre considérée. Comme les constantes k' et k'' sont toutes deux proportionnelles à la largeur de la poutre w , nous décidons de choisir une largeur de poutre valant la moitié de sa longueur ($l/2$), afin de travailler avec une composante k'' constante. L'épaisseur t de la poutre et la contrainte résiduelle seront respectivement, comme dans le cas précédent, de $0,35 \mu m$ et 10 MPa , correspondant à une valeur de k'' égale à $6,11 \text{ N/m}$ dans tous les cas étudiés. Les résultats sont présentés dans la table 2.2, ainsi que sur la Figure 2.5.

TABLE 2.2 – Influence de la miniaturisation sur k' à k'' constante, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

$l(\mu m)$	300	100	80	60	40	20	10
$k'(N/m)$	0,32	2,91	4,55	8,09	18,2	72,8	291

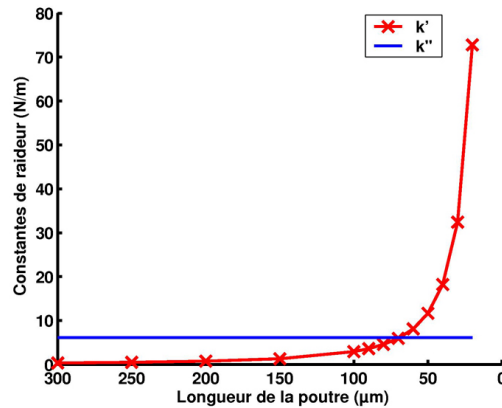


FIGURE 2.5 – Variation de la constante de raideur k' en fonction de la longueur de la poutre, à k'' constante, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$. La largeur de l'électrode d'actionnement vaut $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

Nous pouvons remarquer que lorsque l'on réduit la longueur de la poutre d'un facteur 10 (de $100 \mu m$ à $10 \mu m$ par exemple), la composante k' est multipliée par un facteur 100. La composante k'' devient bien entendu négligeable. Nous allons maintenant déterminer, à l'aide des grandeurs obtenues, les pressions de rappel et le temps de commutation que l'on peut théoriquement envisager.

Influence de la miniaturisation sur la pression de rappel

La pression de rappel P_r est définie comme le rapport de la force de rappel F_r sur la surface en regard S entre la poutre et son électrode d'actionnement. Son expression est donnée par :

$$P_r = \frac{F_r}{S} \quad (2.13)$$

Une pression de rappel élevée est un gage de fiabilité pour les commutateurs capacitifs qui peuvent, à cause du piégeage de charges dans le film mince diélectrique utilisé pour assurer le contact capacitif, rester collés avec celui-ci lorsque l'état bas a besoin d'être maintenu longtemps, et ne pas revenir à leur état initial lorsque cela est désiré. On peut d'ores et déjà remarquer que la force de rappel n'a pas de signification intéressante à elle seule puisque son intensité n'aura de sens qu'en fonction de la surface sur laquelle elle est appliquée.

L'expression rigoureuse de la force de rappel est donnée par l'équation 2.14 [29] :

$$F_r = k(g_0 - g) + k_s(g_0 - g)^3 \quad (2.14)$$

avec :

$$k_s = \frac{\pi^2 E w t}{8 l^3} \quad (2.15)$$

k_s représente la composante de torsion de la poutre.

L'expression de la force de rappel n'est pas rigoureuse pour $g=0$ car les phénomènes microscopiques ayant lieu à l'interface métal-diélectrique ne sont toujours pas tout à fait compris [29]. Toutefois, cette expression reste valide pour $g \simeq 0$. De plus, k_s est négligeable devant k , et en $g=0$, le produit $k_s(g_0 - g)^3$ sera négligeable devant $k(g_0 - g)$. On peut donc écrire que la force de rappel pour $g \simeq 0$ est linéaire avec le gap initial et vaut environ $k.g_0$. Il s'en suit l'expression de la pression de rappel autour de $g=0$, donnée par l'équation 2.16 :

$$P_r = \frac{k g_0}{S} = \frac{k g_0}{w w_{\text{electrode}}} \quad (2.16)$$

où w et $w_{electrode}$ représentent respectivement la largeur de la poutre et la largeur de l'électrode d'actionnement (Figure 2.8).

La table 2.3 représente les pressions de rappels calculées pour différentes longueurs de poutres, pour un gap de $1 \mu m$ et pour une largeur de l'électrode d'actionnement égale à la moitié de la longueur de la poutre (excepté le commutateur capacitif de Raytheon dont le gap vaut $4 \mu m$ et la largeur de l'électrode d'actionnement vaut un tiers de la longueur de la poutre). La variation de la pression de rappel en fonction de la longueur de la poutre est représentée Figure 2.6.

TABLE 2.3 – Influence de la miniaturisation sur la pression de rappel, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

$l(\mu m)$	300^1	100	80	60	40	20	10
$P_r(kPa)$	$2,3^1/0,3^2$	3,6	6,7	15,8	60,8	790	11900

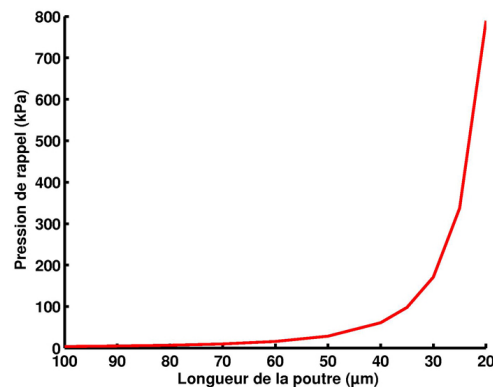


FIGURE 2.6 – Variation de la pression de rappel en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l , de largeur $w=(l/2)$ et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa

Influence de la miniaturisation sur le temps de commutation

Le temps de commutation calculé à l'aide de 2.11 pour une tension appliquée égale à 1,5 fois la tension d'effondrement est donné dans la table 2.4 pour les différentes longueurs de poutre vues précédemment, et est représenté Figure 2.7. La masse effective m_e est choisie comme étant égale à 0,35 fois la masse réelle de la poutre.

1. Commutateur capacitif de Raytheon : $t=0,5 \mu m$, $w=100 \mu m$
2. $t=0,5 \mu m$, $w=100 \mu m$

TABLE 2.4 – Influence de la miniaturisation sur le temps de commutation

$l(\mu m)$	300 ¹	100	80	60	40	20	10
$t_s(ns)$	3800	1040	770	500	250	70	18

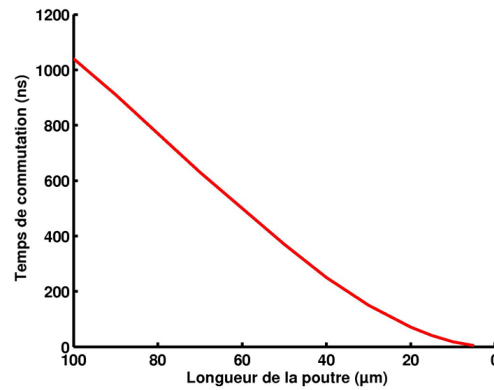


FIGURE 2.7 – Variation du temps de commutation en fonction de la longueur de la poutre

A notre connaissance, avant 2007, aucun commutateur MEMS entièrement métallique n'était capable d'actionner en deçà de la microseconde, même si le commutateur fabriqué en nitrure de silicium au CEA-Léti présenté dans la partie 1.3.4 a atteint des temps de commutation de 500 ns, pour un gap de 0,5 μm. Cependant, le procédé de fabrication demeure complexe et difficile à réaliser.

Si l'on regarde les valeurs théoriques obtenues pour les poutres de faible longueur que nous étudions, nous remarquons l'apport de la miniaturisation sur le temps de commutation qui nous permettrait théoriquement de descendre jusqu'à quelques dizaines de nanosecondes. Les principaux freins ici pour atteindre de telles performances sont d'une part la technologie inhérente à la réalisation de structures suspendues miniatures, et d'autre part les tensions nécessaires à l'actionnement de telles structures, comme nous allons le voir dans la partie suivante.

Influence de la miniaturisation sur la tension d'actionnement

Plutôt que de la tension d'actionnement, nous parlerons ici de la tension d'effondrement, dont l'expression est rappelée ci-dessous :

$$V_p = \sqrt{\frac{8k g_0^3}{27 \varepsilon_0 S}} \quad (2.17)$$

1. Commutateur capacitif de Raytheon : $t=0,5 \mu m$, $w=100 \mu m$

S représente la surface en regard des électrodes, et est donc égale au produit $w w_{electrode}$ où $w_{electrode}$ représente la largeur de l'électrode d'actionnement, comme indiqué sur la Figure 2.8.

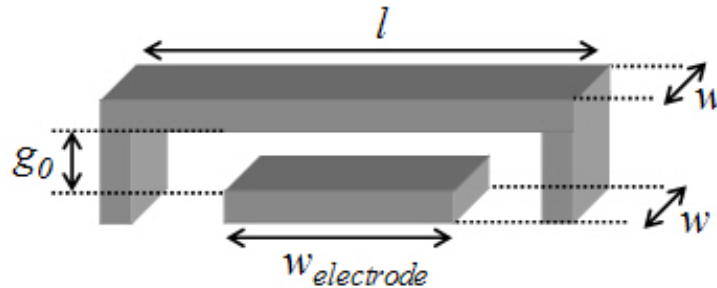


FIGURE 2.8 – Dimensions de la poutre étudiée et de son électrode d'actionnement

La tension d'effondrement va évoluer en fonction du facteur $\sqrt{k g_0^3}$. Pour une raideur k élevée, il faudra donc avoir un gap d'air g_0 entre la poutre mobile et l'électrode d'actionnement faible. Bien entendu, il faudra également veiller à ce que ce gap permette tout de même d'obtenir un rapport de capacité entre l'état haut et l'état bas suffisant pour l'application désirée. Les tensions d'effondrement calculées pour les longueurs de poutres étudiées précédemment sont données dans la table 2.5. Nous indiquons dans ce tableau la valeur de la tension d'effondrement totale V_p , mais aussi la valeur de la tension d'effondrement V_{sc} dans le cas où la contrainte résiduelle serait nulle ($k'' = 0$), et le poids (en pourcentage) de la valeur de la tension due uniquement à la contrainte résiduelle afin de montrer une fois de plus son influence importante sur des poutres de dimensions standard. Ici, les tensions sont calculées pour $w_{electrode} = \frac{l}{2}$ (sauf pour ¹). La Figure 2.9 représente la variation de la tension d'effondrement en fonction de la longueur de la poutre. La Figure 2.10 montre quant à elle l'influence de son épaisseur.

TABLE 2.5 – Influence de la miniaturisation sur la tension d'effondrement, pour des poutres de longueur l et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa. La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement

$l(\mu m)$	300 ¹	100	80	60	40	20	10
V_p (V)	35,3	11,0	14,9	23,0	45,1	162	631
V_{sc} (V)	11,0	6,2	9,8	17,3	39,0	156	624
V_c (%)	69	43	35	25	13	4	1

La tension d'effondrement ne dépend pas de la largeur de la poutre puisque l'on retrouve dans son expression le rapport $\frac{k}{w}$ où k est directement proportionnel à w . En diminuant par 10 la

1. Commutateur capacitif de Raytheon : $t=0,5 \mu m$, $w=\frac{l}{3}$.

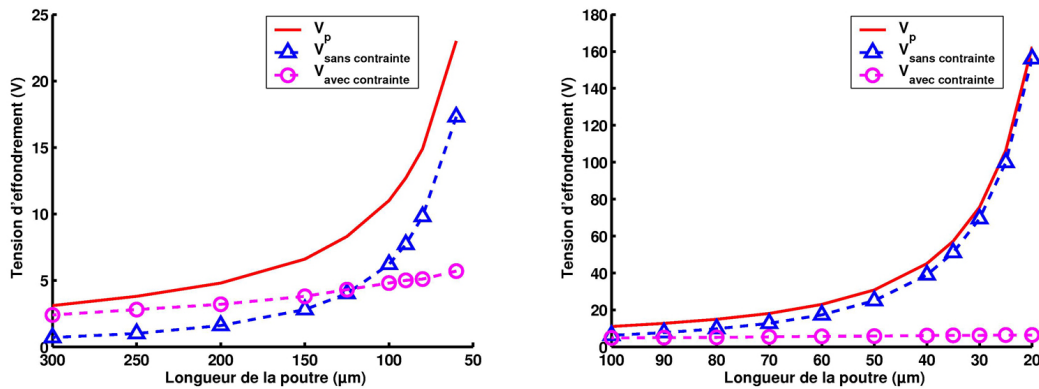


FIGURE 2.9 – Variation de la tension d'effondrement en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de longueur l et d'épaisseur $t=0,35 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa . La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement

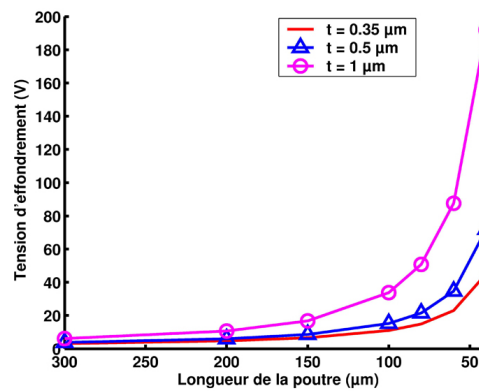


FIGURE 2.10 – Variation de la tension d'effondrement en fonction de la longueur de la poutre pour différentes épaisseurs, pour des poutres de longueur l et d'épaisseurs $t=0,35 \mu m$, $t=0,5 \mu m$ et $t=1 \mu m$, suspendues $1 \mu m$ au-dessus de l'électrode d'actionnement de largeur $(l/2)$. La contrainte résiduelle vaut 10 MPa . La largeur de la poutre n'a pas d'influence sur la tension d'effondrement

longueur de la poutre (de $100 \mu m$ à $10 \mu m$ par exemple), on obtient une tension d'effondrement 100 fois supérieure. Bien entendu, il est inconcevable de réaliser des composants nécessitant de telles tensions d'actionnement. Afin de diminuer ces tensions, il faudra trouver un compromis entre deux paramètres :

1. la distance entre l'électrode d'actionnement et la poutre, autrement dit, le gap g_0 ;
2. l'épaisseur de la poutre t .

Un gap important permettra d'avoir une pression de rappel élevée, gage de fiabilité pour des

commutateurs capacitifs, mais entraînera une tension d'effondrement forte. L'épaisseur du métal constituant la poutre, quant à elle, entraînera également une tension d'effondrement élevée, mais permettra d'obtenir une bonne raideur, gage d'un temps de commutation faible. Il faudra alors trouver un compromis suivant l'application visée.

Influence de la miniaturisation sur la contrainte critique

Dans le cas où la contrainte résiduelle est de type compressif, la poutre peut subir une déformation physique qui peut être irréversible, ou même conduire à la rupture du matériau la constituant. On parle alors de contrainte critique, définie par la relation suivante [29] :

$$\sigma_{cr} = \frac{\pi^2 Et^2}{3l^2(1 - \nu)} \quad (2.18)$$

Pour un matériau donné, cette contrainte dépend du carré du rapport $\frac{t}{l}$. Nous donnons dans le tableau 2.6 les valeurs de la contrainte critique pour différentes longueurs de poutre, pour une épaisseur fixe de $0,35 \mu m$. La contrainte critique sera bien entendu largement supérieure pour des forts rapports $\frac{t}{l}$, aux dépens d'une tension d'actionnement élevée. Cette contrainte est tracée en fonction de la longueur de la poutre sur la Figure 2.11.

TABLE 2.6 – Influence de la miniaturisation sur la contrainte critique

$l(\mu m)$	300	100	80	60	40	20	10
σ_{cr} (MPa)	$0,96^1/0,47$	4,25	6,63	11,8	26,5	106	425

Conclusion

Nous avons montré, dans cette partie, l'influence de la miniaturisation indépendamment sur chacun des différents paramètres. Nous allons par la suite essayer de conserver une tension d'actionnement raisonnable, et déterminer les dimensions optimales (épaisseur de la poutre, gap d'air) pour différentes longueurs de poutres permettant d'attendre des vitesses de commutation rapides.

Il sera intéressant de connaître les limites à la miniaturisation. Il existe avant tout les limites technologiques inhérentes à la précision du matériel utilisé (fabrication des masques, aligner

1. Commutateur capacitif de Raytheon : $t=0,5 \mu m$, $w=\frac{l}{3}$.

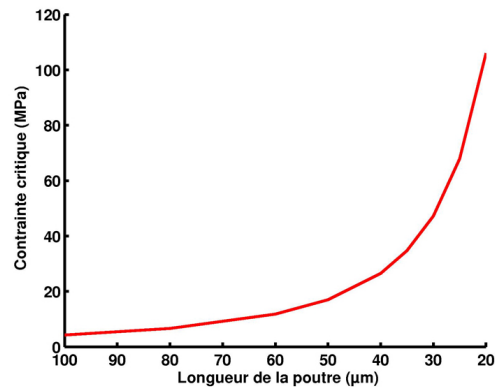


FIGURE 2.11 – Variation de la contrainte critique en fonction de la longueur de la poutre, pour des poutres de $0,35 \mu m$ d'épaisseur

de masque, techniques de fabrication diverses, ...) ainsi que les erreurs de précision dues à l'utilisateur. Si l'on souhaite miniaturiser encore plus le composant et réaliser une poutre NEMS (Nano-Electro-Mechanical Systems), c'est-à-dire une poutre dont au moins l'une des dimensions (longueur ou largeur) est inférieure à $1 \mu m$, il faudra aussi prendre en compte toutes les forces mises en jeu à cette échelle (van der Waals, gravité, effet Casimir, ...) qui étaient négligeables pour des dimensions de plusieurs microns. Même s'il est fréquent de trouver des études sur les composants NEMS dans la littérature, rien de concret n'a encore été démontré à ce sujet lors du début de notre étude pour la réalisation de commutateurs.

2.2.5 Nouvelle géométrie : un pas de plus vers la rapidité

Nous avons montré dans la partie 2.2.4 l'intérêt de la miniaturisation. Elle permet d'augmenter significativement la raideur de la poutre, tout en diminuant la masse effective de celle-ci. Finalement, c'est un moyen de réaliser des composants MEMS rapides, pratiquement insensibles à la contrainte résiduelle mise en jeu notamment lors du procédé de fabrication, et aussi peu sensibles aux variations de température.

Le but de cette étude est maintenant de trouver un moyen supplémentaire de raidir davantage cette poutre tout en conservant sa masse effective la plus faible possible. Pour cela, nous avons travaillé sur la géométrie de la poutre, et ce, de façon originale. En effet, nous nous sommes inspirés de constructions à grande échelle devant supporter un effort important (ponts métalliques, construction de gratte-ciels, châssis de locomotives...) où des poutres très raides dont la masse doit être faible sont recherchées. La géométrie proposée est donc basée sur des poutres à profils

en "H" ou plus particulièrement en "U", désignées ainsi par la forme que présente leur section (Figure 2.12). Les flancs de ces poutres permettent de raidir de façon relativement importante la poutre. La Figure 2.13 montre des photographies de poutres à profil en "U" utilisées à l'échelle macroscopique.

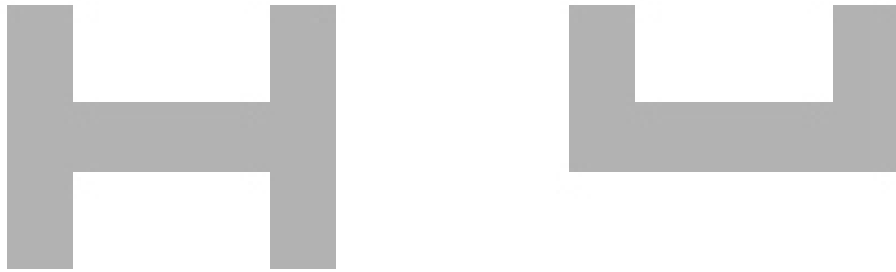


FIGURE 2.12 – Sections de poutres à profils en "H" et "U"



FIGURE 2.13 – Poutres à profils en "U" utilisés à l'échelle macroscopique

En fait, pour une poutre bi-encastée standard de longueur l subissant un effort F appliqué en son centre, la déflexion maximale y_{max} représentée Figure 2.14 qu'elle subit en son centre est appelée flèche maximale et s'écrit :

$$y_{max} = \frac{F l_x^3}{192EI} \quad (2.19)$$

où E est le module de Young et I_x est le moment quadratique défini par rapport à l'axe (Ox). Nous remarquons que pour un même effort appliqué à la poutre, la déflexion de la poutre sera

plus faible si le moment quadratique est plus important, ce qui traduit une forte raideur de la poutre.

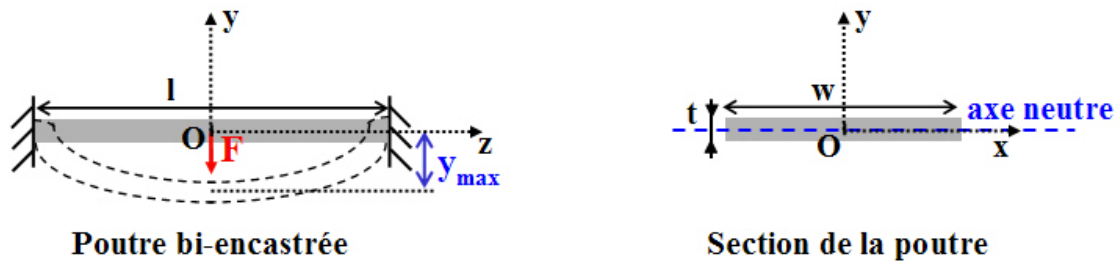


FIGURE 2.14 – Flexion d'une poutre bi-encastree et section de cette poutre

Le moment quadratique ne dépend que de la section de la poutre, et est indépendant de la longueur de celle-ci. Il est exprimé en m^4 , ou en μm^4 dans le cas de structures micromécaniques. Le moment quadratique par rapport à l'axe neutre (Ox) pour une section quelconque de surface S est donné par l'expression 2.20 :

$$I_x = \int \int_S y^2 dS \quad (2.20)$$

Les axes neutres sont les axes de symétrie de masse pour la section de poutre considérée. L'axe (Oy) est aussi axe neutre de cette section de poutre, mais n'est pas utilisé pour le calcul de I_x .

Pour une poutre de section standard de largeur w et d'épaisseur t , le moment quadratique par rapport à l'axe (Ox) s'obtient par le calcul suivant 2.21 :

$$I_x = \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} dx \int_{-\frac{t}{2}}^{\frac{t}{2}} y^2 dy = 2w \frac{\left(\frac{t}{2}\right)^3}{3} = \frac{wt^3}{12} \quad (2.21)$$

Si l'on considère maintenant une poutre dont le profil est un "L", les flancs de cette poutre implique une répartition des masses équilibrée de part et d'autre de l'axe neutre qui sera placé plus haut que le plan médian de la partie plane de la poutre, comme illustré sur la Figure 2.15. La hauteur des flancs déterminera principalement la position de l'axe neutre : plus cet axe sera haut et plus le moment quadratique sera important. Le calcul du moment quadratique d'une poutre en "L" est précisé en Annexe E.

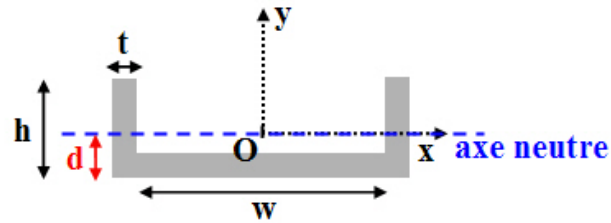


FIGURE 2.15 – Position de l'axe neutre d'une section de poutre "U"

Pour des raisons technologiques d'une part, mais aussi pour garantir des tensions d'actionnement satisfaisantes d'autre part, la géométrie retenue pour notre composant micromécanique sera un profil proche d'un profil en "U", mais notre poutre aura des flancs inclinés d'un certain angle par rapport au plan de la poutre, que l'on notera α . Sa section est présentée Figure 2.16.

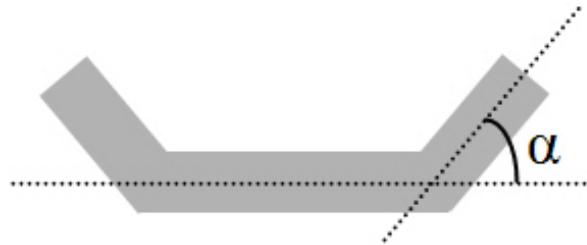


FIGURE 2.16 – Section de la géométrie de poutre proposée

Par la suite, nous allons donc travailler sur une géométrie 3-D originale de la poutre mobile. Nous allons étudier les influences des flancs de la poutre sur sa raideur (et donc, sur sa fréquence de résonance mécanique) en fonction des nombreux paramètres intervenant comme l'angle α de ses flancs avec la poutre, leur largeur, et l'épaisseur de la poutre. Nous porterons également une attention particulière à la tension d'actionnement requise pour abaisser une telle structure.

2.3 Etude mécanique de la géométrie proposée

2.3.1 La géométrie proposée

La géométrie proposée peut être vue comme une poutre classique à laquelle des flancs sont "ajoutés", comme le montre la Figure 2.17 sur une poutre miniature de $40 \mu m$ de long par $10 \mu m$ de large. t représente l'épaisseur de la poutre, h représente la largeur des flancs, et α représente l'angle de ces flancs par rapport au plan de la poutre. Nous allons montrer l'effet important de ces flancs sur la raideur de la poutre. Rappelons que l'objectif ici est d'atteindre des

fréquences de résonance mécanique élevées ($f_0 = \sqrt{\frac{k}{m_e}}$), gage de rapidité pour un commutateur MEMS RF. Pour cela, nous devons avoir un rapport k/m_e important. De nombreux paramètres parfois interdépendants entrent en compte.

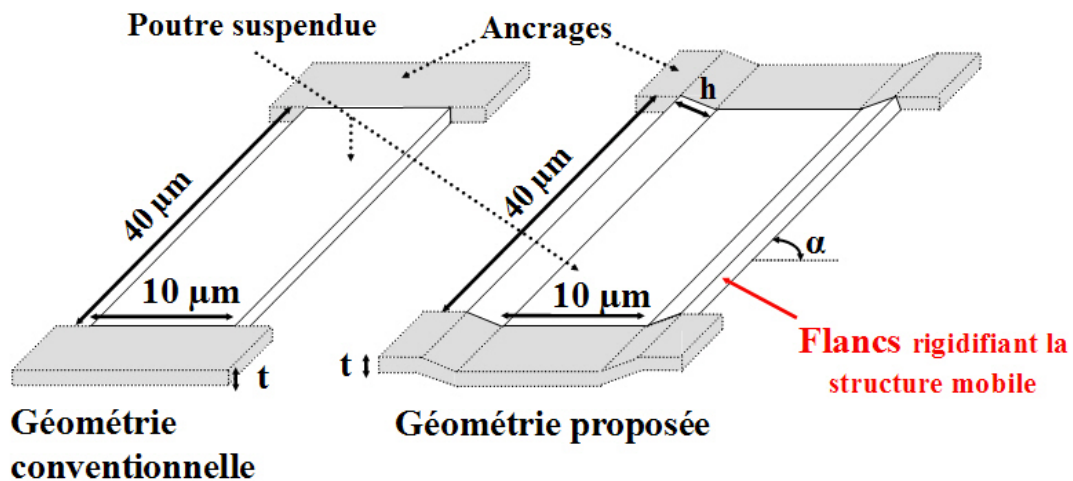


FIGURE 2.17 – Géométrie proposée de poutre 3-D, vue comme une poutre standard avec des flancs inclinés permettant de raidir la structure

Pour une géométrie classique, la longueur l et l'épaisseur t de la poutre jouent un rôle majeur dans la valeur de la fréquence de résonance car les composantes k' et k'' de la constante de raideur sont respectivement proportionnelles aux couples de grandeurs $(t^3; (1/l)^3)$ et $(t; (1/l))$. Ainsi, plus une poutre sera courte ou épaisse, plus elle sera raide. La largeur de la poutre, quant à elle, n'a pratiquement aucune influence sur la fréquence de résonance mécanique puisque lorsqu'elle augmente, la raideur de la poutre augmente de façon linéaire, comme nous le montre l'équation 2.6 (Partie 2.2.1), tout comme sa masse (k et m sont des fonctions linéaires de w). Le rapport k/m_e reste donc constant.

En toute rigueur, c'est la masse effective qui ne sera pas exactement la même, mais qui varie pratiquement de façon linéaire. La masse effective de composants micro-mécaniques est estimée comme étant comprise entre 35 % et 45 % de la masse réelle de la structure mobile [29]. Dans ce travail, nous avons choisi $m_e = 0,35m$.

Pour la géométrie 3-D que nous proposons, la largeur de la poutre ne devra pas être négligée. En effet, les flancs de la poutre auront une influence importante uniquement si leur largeur h est du même ordre de grandeur que la largeur de la poutre w . Un des paramètres les plus intéressants à étudier pour cette géométrie particulière sera l'angle α formé par le plan de la poutre avec

les flancs inclinés. L'optimisation des différents paramètres intervenant dans le comportement mécanique de la poutre profilée que nous proposons est étudiée par la suite.

2.3.2 Optimisation géométrique

Pour la géométrie particulière de la poutre que nous proposons, nous étudierons et calculerons, à l'aide du logiciel de simulations mécaniques ANSYS [89] utilisant la méthode des éléments finis, la fréquence de résonance mécanique qui tient compte de la raideur de la poutre.

L'angle α formé par le plan de la poutre et ses flancs, ainsi que la largeur des flancs h vont être les paramètres essentiels à optimiser afin d'obtenir une fréquence de résonance mécanique élevée tout en conservant une tension d'actionnement satisfaisante. L'épaisseur de la poutre jouera également un rôle important.

Dans un premier temps, nous avons regardé l'influence de l'angle sur la fréquence de résonance mécanique, pour différentes largeurs de flancs h , avec ANSYS. Ces résultats de simulations sont présentés sur la Figure 2.18 pour une poutre de dimensions $40 \times 10 \times 0,35 \mu m^3$. Nous pouvons remarquer que la variation de la fréquence de résonance mécanique en fonction de l'angle est quasi-linéaire sur la plage $[0-50]$ degrés pour les différentes valeurs de h choisies. Cependant, lorsque la valeur de h devient trop importante par rapport à la largeur de la poutre (comme c'est le cas sur la courbe lorsque $h = 5 \mu m$ alors que $w = 10 \mu m$), la géométrie ne permet pas d'augmenter sensiblement la fréquence de résonance. Nous avons donc choisi de travailler par la suite sur une poutre de largeur $10 \mu m$ dont la largeur des flancs sera de $3 \mu m$.

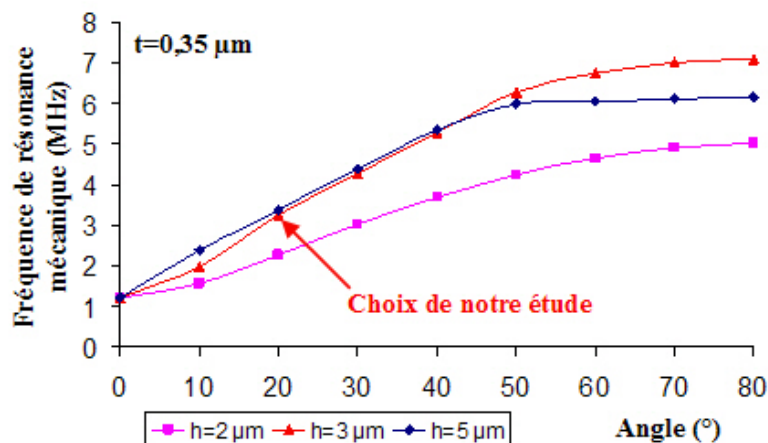


FIGURE 2.18 – Fréquence de résonance mécanique en fonction de l'angle pour différentes largeurs de flancs, pour une poutre de dimensions $40 \times 10 \times 0,35 \mu m^3$

La Figure 2.19 présente l'évolution de la tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la poutre, pour différentes valeurs d'angle α , pour une poutre de type "barquette" dont la largeur des flancs est de $3 \mu m$. Cette poutre est suspendue à $0,3 \mu m$ uniquement au-dessus du doigt assurant le contact capacitif de largeur $20 \mu m$. Ces tensions d'effondrement ont également été déterminées à l'aide du logiciel ANSYS. Ce logiciel permet de construire la géométrie particulière de la poutre et d'appliquer une tension sur une électrode inférieure jusqu'à observer le phénomène d'effondrement. La Figure 2.20 présente la déformation mécanique de notre poutre avant abaissement. Malgré la très faible hauteur initiale de cette poutre, les tensions d'effondrement sont d'autant plus élevées que l'épaisseur de la poutre est importante et que l'angle des flancs est élevé. Afin de garantir un bon temps de commutation, nous avons choisi une épaisseur de poutre de $0,35 \mu m$ et un angle d'inclinaison de 20 degrés.

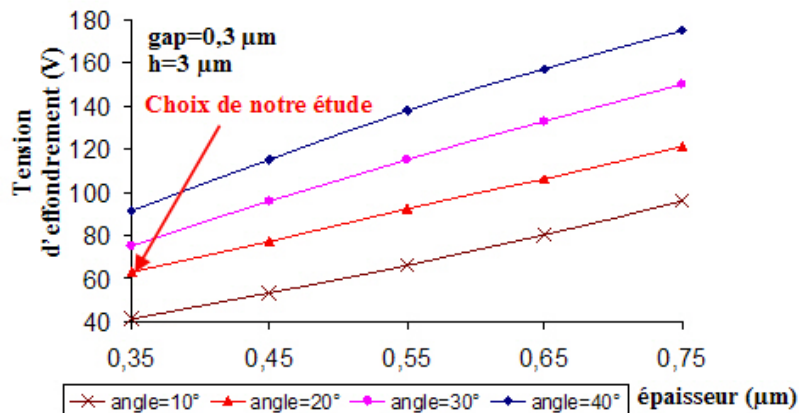


FIGURE 2.19 – Tension d'effondrement en fonction de l'épaisseur de la poutre pour différents angles, pour une poutre de dimensions $40 \times 10 \mu m^2$, pour une largeur de flanc $h=3 \mu m$

Nous présentons dans la table 2.7 les fréquences de résonance mécanique pour des poutres d'aluminium de largeur et épaisseur fixes (respectivement $10 \mu m$ et $0,35 \mu m$), mais de différentes longueurs, calculées ici encore à l'aide du logiciel ANSYS. La constante de raideur k est calculée à partir de la relation 2.12. Ici, les flancs larges de $3 \mu m$ sont inclinés d'uniquement 20° par rapport au plan de la poutre. Néanmoins, nous pouvons remarquer que leur effet est considérable puisqu'ils permettent de multiplier la raideur de la poutre par un facteur 12 en augmentant sa masse de seulement 60 %, pour une poutre de $40 \mu m$ de long par exemple. Ainsi, la fréquence de résonance mécanique pour la géométrie profilée que nous proposons est $\sqrt{7} \simeq 2,75$ fois supérieure que pour une poutre miniature conservant une géométrie classique.

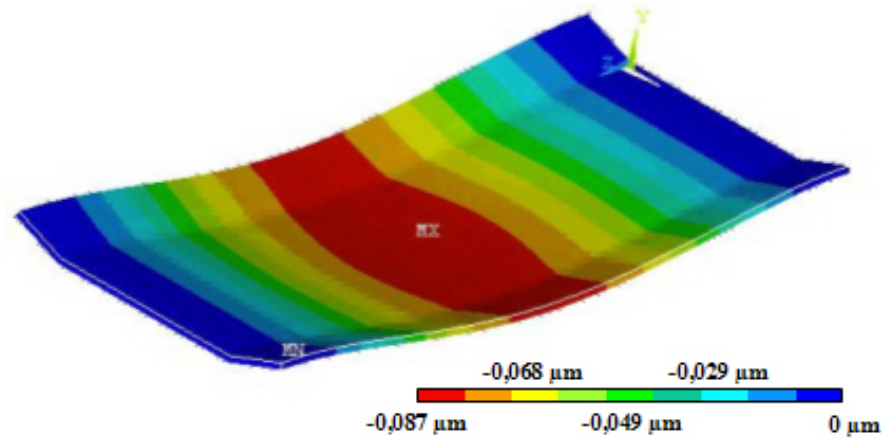


FIGURE 2.20 – Visualisation de la déformation mécanique de la poutre profilée proposée sous Ansys

TABLE 2.7 – Fréquences de résonance mécanique, raideur, et masse de la poutre mobile en fonction de ses dimensions, considérant une masse effective égale à $0,35.m$

Lxw (μm^2)	Type de géométrie	f_0 (kHz)	raideur (N/m)	masse effective (1e-13 kg)
40x10	Miniature	1210	7,65	1,32
	Profilée	3260	88,8	6,05
50x10	Miniature	770	3,87	1,66
	Profilée	2170	49,2	7,57
60x10	Miniature	530	2,20	1,98
	Profilée	1540	29,7	9,07
80x10	Miniature	300	0,94	2,65
	Profilée	890	13,24	12,10
100x10	Miniature	190	0,47	3,31
	Profilée	570	6,79	5,29

2.3.3 Conclusion

Nous avons pu mettre en évidence dans cette partie le rôle des différents paramètres géométriques sur la raideur de la poutre mobile, et donc, sur sa fréquence de résonance mécanique. Nous avons vu que malgré les faibles gaps mis en jeu, les tensions d'actionnement engendrées seront élevées. Il faudra donc chercher un compromis entre raideur importante et tension d'actionnement satisfaisante suivant l'application visée. Nous allons maintenant décrire comment fabriquer et implémenter cette géométrie particulière sur ligne coplanaire afin de réaliser un commutateur capacitif et de mesurer ses performances mécaniques.

2.4 Fabrication

2.4.1 Procédé de fabrication

Nous avons montré dans la partie 2.3 une géométrie originale pour une poutre micromécanique qui lui permet d'atteindre des vitesses de commutation théoriques et simulées relativement rapides par rapport à l'état de l'art. Le micro-commutateur conçu à partir de cette poutre profilée sera implémenté sur une ligne coplanaire, comme nous le verrons dans la partie suivante (partie 2.5). Nous allons décrire ici le procédé de fabrication de ce profil particulier afin de réaliser une capacité commutée. Ce procédé a été mis au point au sein du laboratoire XLIM de l'Université de Limoges. Il est présenté par une vue de dessus Figure 2.21 et est référencé par des lettres tandis que des chiffres référenceront ce procédé dont une vue en coupe est présentée par la Figure 2.22. En se référant à la Figure 2.22, on peut suivre la fabrication en 9 étapes :

1. La fabrication du micro-commutateur capacitif débute par le dépôt¹ par évaporation par effet Joule d'une couche résistive de SiCr de 80 Å. Cette couche va permettre de découpler le circuit de polarisation par rapport au signal RF qui traversera la ligne coplanaire. La résistivité de cette couche est de $4 \text{ k}\Omega/\square$ (Dessin A de la Figure 2.21).

2. Une couche d'or de 150 nm vient ensuite recouvrir le substrat, qui peut être du silicium ou de la silice fondue dans notre cas, afin de réaliser le circuit de polarisation qui permettra d'actionner la poutre. (Dessin B de la Figure 2.21).

3. Une couche de 400 nm de diélectrique (Alumine dans notre cas) est ensuite déposée par PECVD¹. Cette couche permettra d'isoler le circuit de polarisation précédemment défini de la ligne de transmission. (Dessin C de la Figure 2.21).

4. Ensuite, le dépôt d'une couche de Cr/Au de 80/1500 Å, toujours réalisé par évaporation thermique, permet de réaliser la ligne de transmission ainsi que les plans de masse, en technologie coplanaire. On réalise également de cette manière le plot de polarisation (Dessin D de la Figure 2.21). Le plot de polarisation, les plans de masse, ainsi que la majeure partie de la ligne de transmission sont électrolysés afin de garantir le maximum de transmission. L'épaisseur de l'or électrolysé est de 1 μm (Dessin E de la Figure 2.21).

5. Une fine couche de diélectrique de 100 nm est ensuite déposée afin de permettre le contact capacitif de la poutre. Cette couche ne devra pas être trop épaisse afin d'obtenir une capacité à

1. Pour plus de précisions sur les procédés de dépôt de couches minces, se reporter à l'Annexe C

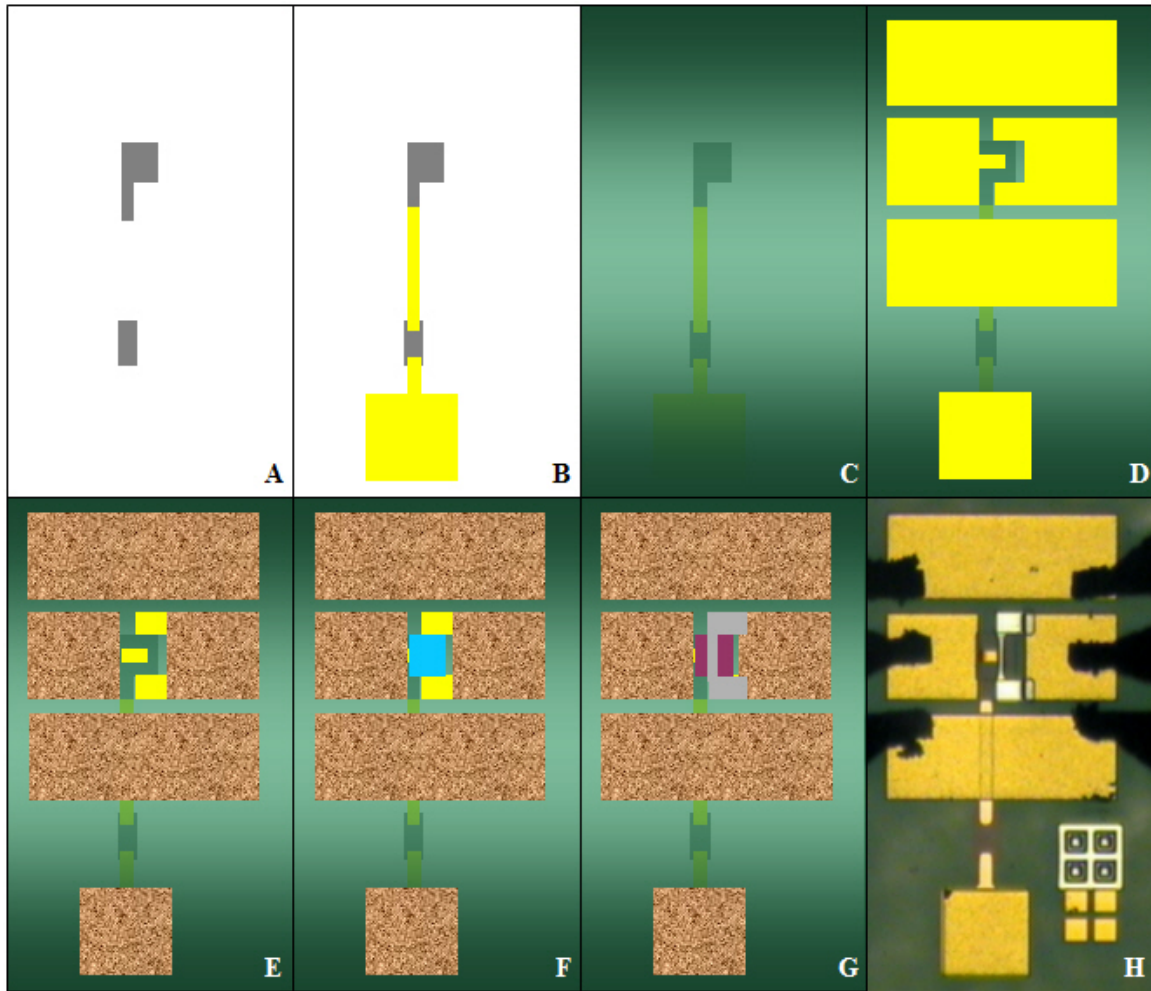


FIGURE 2.21 – Vue de dessus du procédé de fabrication du micro-commutateur sur substrat de silice fondue implémenté sur ligne coplanaire

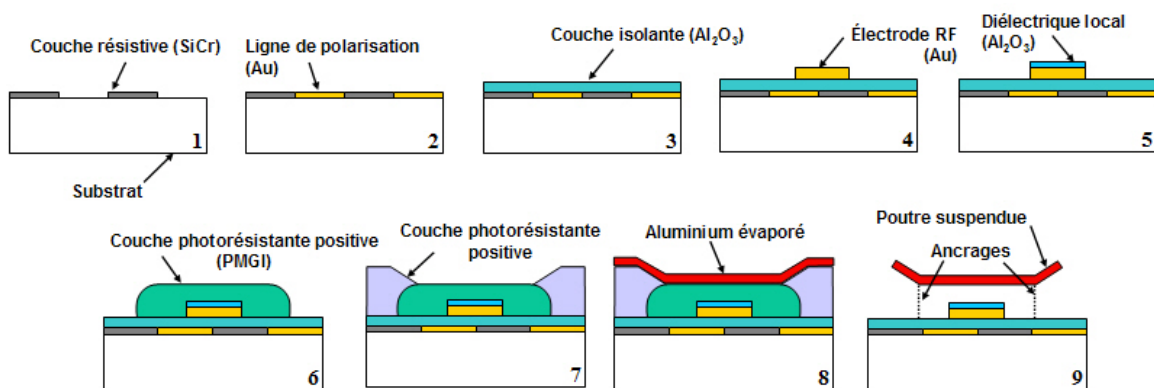


FIGURE 2.22 – Vue en coupe du procédé de fabrication du micro-commutateur sur substrat de silice fondue implémenté sur ligne coplanaire

l'état bas suffisante pour garantir un rapport C_{on}/C_{off} satisfaisant malgré le faible gap utilisé. La couche de diélectrique peut-être gravée, ou réalisée par une technique de "lift-off" ¹. (Dessin F de la Figure 2.21).

6. Une couche sacrificielle (Microchem PMGI) de $0,3 \mu m$ d'épaisseur est ensuite déposée afin de permettre la suspension de pont.

7. Un moule permettant de réaliser la forme profilée désirée est ensuite réalisé. Il s'agit de déposer une couche sacrificielle épaisse positive de "lift-off", dans des conditions d'exposition particulières afin de créer ce moule dont la forme permet de réaliser une poutre avec des flancs inclinés. Les conditions d'exposition permettront de contrôler l'angle et la largeur des flancs. Le dépôt de cette résine n'est pas représenté sur la Figure 2.21 pour des raisons de clarté.

8. Enfin, un dépôt d'aluminium par pulvérisation cathodique DC ² à température ambiante permet de réaliser le niveau de métal constituant le pont ainsi que ses ancrages. Le "lift-off" permet d'éliminer l'aluminium non souhaité afin d'obtenir les motifs désirés. (Dessin G de la Figure 2.21).

9. La couche sacrificielle est ensuite éliminée, et le circuit est soumis à un séchage à point critique (afin d'assurer la tenue des ponts et éviter le collage de ces derniers sur le diélectrique). Une photographie d'une capacité commutée implémentée sur ligne coplanaire est présentée sur le Dessin G de la Figure 2.21. Ce circuit est prêt à faire l'objet d'une caractérisation mécanique et hyperfréquence.

2.4.2 Interférométrie optique

Afin de s'assurer de l'angle formé par les flancs de notre poutre profilée, nous avons réalisé une interférométrie optique. Le principe d'un interféromètre optique est illustré Figure 2.23 [26]. Une source lumineuse émet un faisceau de longueur d'onde λ réfléchi par un miroir semi-transparent sur un cube séparateur. Le faisceau est alors séparé en deux faisceaux : le premier faisceau est réfléchi par un miroir à nouveau vers le cube séparateur qui l'envoie sur le capteur de la caméra, tandis que le second faisceau traverse le cube séparateur, puis est réfléchi sur la surface de la poutre qui joue le rôle de miroir vers la caméra, interférant ainsi avec le premier faisceau. Le capteur de la caméra permet de déduire la distance objectif-poutre de la position et de l'intensité

1. Pour plus de précisions sur la technique de "lift-off", se reporter à l'Annexe D.2

2. Pour plus de précisions sur les procédés de dépôt de couches minces, se reporter à l'Annexe C

lumineuse des franges d'interférences.

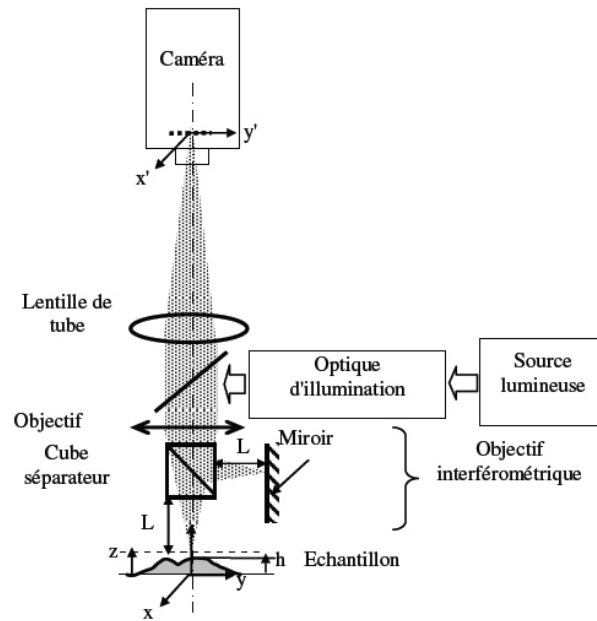


FIGURE 2.23 – Principe de l'interférométrie optique [26]

La mesure du profil de deux poutres de $80 \mu m$ de long est présentée Figure 2.24. Il est en fait difficile d'évaluer très précisément l'angle formé par les flancs de notre poutre profilée, ce qui peut être attribué à l'inclinaison des flancs ainsi que de leur faible dimension transverse, difficile à détecter par les franges d'interférences. Nous avons optimisé le procédé de fabrication jusqu'à évaluer pour ces poutres un angle d'environ 20° et une largeur de flancs autour de $4 \mu m$. Nous pensons néanmoins que la valeur de cette largeur peut être estimée de façon plus précise grâce à des photographies par microscope à balayage électronique (MEB). D'après la photographie d'une poutre de $60 \mu m$ de long présentée Figure 2.25, nous évaluons la largeur des flancs autour de $3 \mu m$.

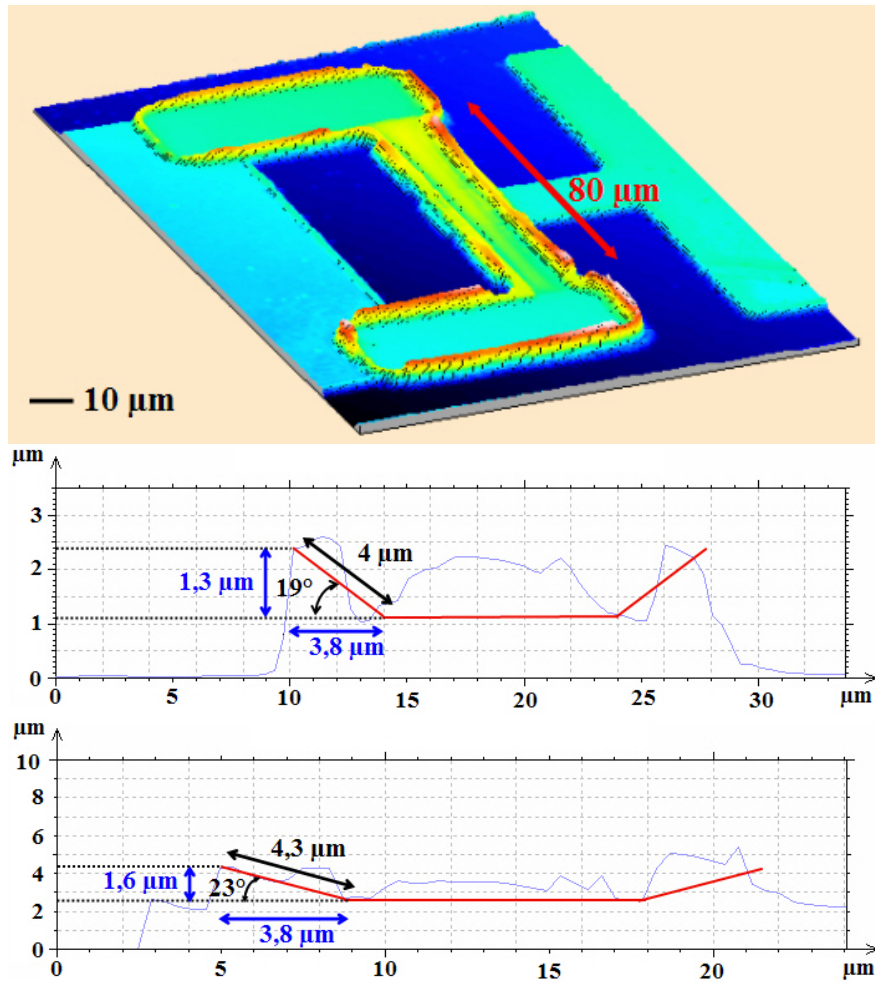


FIGURE 2.24 – Visualisation du profil de deux poutres de $80 \mu m$ à l'interféromètre optique

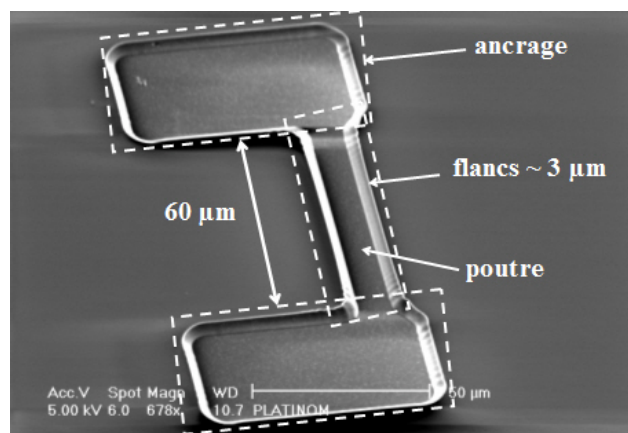


FIGURE 2.25 – Photographie au microscope à balayage électronique d'une poutre profilée de $60 \mu m$ de long

2.5 Implémentation

L'implémentation du micro-commutateur est réalisée sur une ligne coplanaire dont les dimensions sont présentées Figure 2.26. Une photographie au microscope à balayage électronique de la poutre est également présentée Figure 2.27. Des poutres de différentes longueurs variant de $40 \mu m$ à $100 \mu m$ ont été réalisées. Le commutateur va créer une capacité série au niveau du contact capacitif le long de la ligne de transmission. La difficulté de concevoir un circuit de test pour implémenter le commutateur dont les dimensions sont faibles réside dans le fait de "trouver" une surface suffisante permettant l'actionnement (par le circuit de polarisation) et une zone de contact permettant une surface assez grande pour détecter la capacité créée, et qui devra être de préférence au centre de la poutre, là où la déflexion est maximale, comme nous avons une poutre bi-encastrée.

Pour fabriquer une poutre dans le but de réaliser des mesures mécaniques, telles des mesures de fréquences de résonance, nous pourrions utiliser un substrat conducteur comme le silicium pour lequel la polarisation pourra se faire à partir de sa face arrière sur laquelle l'oxyde de silicium assure l'isolation RF de la polarisation. Nous nous affranchissons ainsi d'un nombre important d'étapes de fabrication comme celles nécessaires au circuit de polarisation, à savoir la définition des couches de $SiCr$ et d'or, ou encore le dépôt d'alumine qui sert à découpler ce circuit de polarisation. La possibilité d'actionner la capacité commutée par le doigt de contact a également été pensée : cependant, on ne pourrait caractériser dans le domaine hyperfréquentiel le composant que par des mesures de coefficients de réflexion. En effet, les tensions d'actionnement prévues étant relativement élevées pour une couche de diélectrique mince risqueraient de créer des champs électromagnétiques élevés et destructifs pour les instruments de mesure (pointes, analyseur de réseaux, ...).

Pour une caractérisation hyperfréquence, nous avons choisi un substrat de silice fondue ($\epsilon_r=3,8$, $\tan \delta=9e-4$) présentant beaucoup moins de pertes qu'un substrat de silicium. Nous devons cependant réaliser chaque étape de fabrication puisque la possibilité d'actionner par le substrat n'est plus envisageable. L'utilisation du circuit de polarisation s'avère ici indispensable.

Nous pouvons nous rendre compte de la difficulté à implémenter un micro-commutateur en série sur ligne coplanaire. En fait, la faible surface en regard ainsi que le faible gap d'air entre la poutre et le doigt de contact ne permettront pas d'obtenir de capacités de grande valeur, à l'état haut comme à l'état bas. De plus, le circuit de polarisation va présenter une capacité parasite non négligeable, du même ordre de grandeur que la capacité du pont à l'état haut. Cette capacité parasite va limiter de façon importante le rapport $\frac{C_{on}}{C_{off}}$, comme nous allons le voir par la suite.

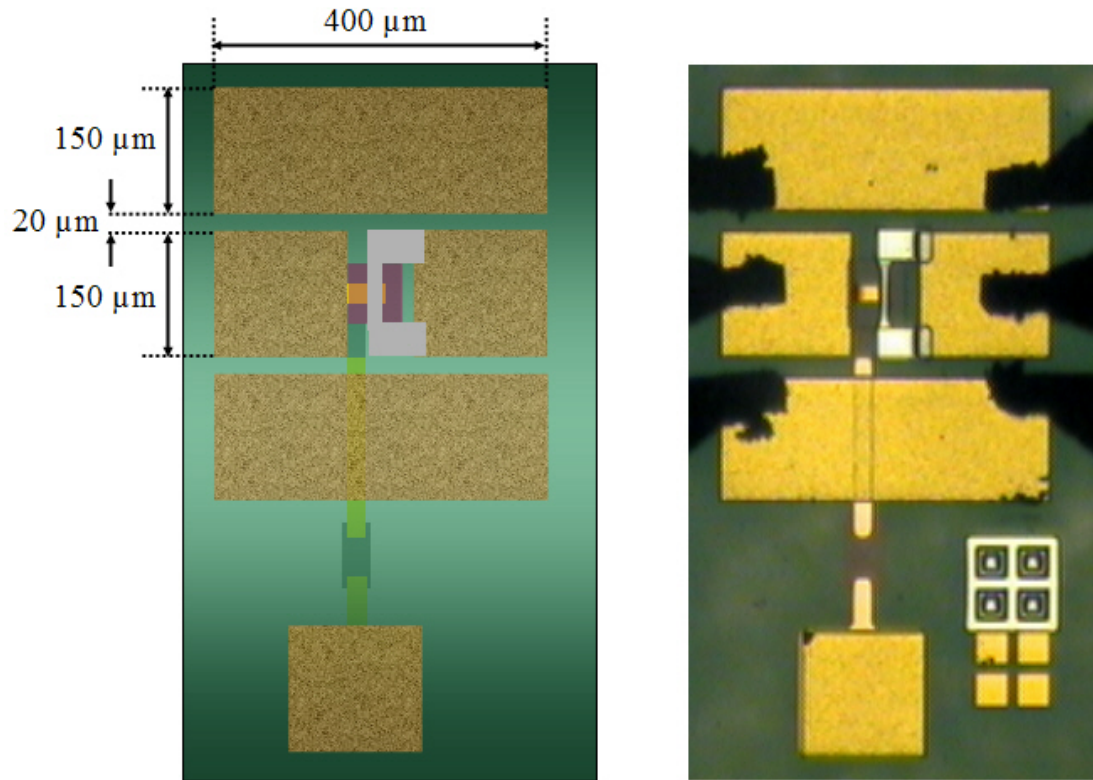


FIGURE 2.26 – Dimensions de la ligne coplanaire

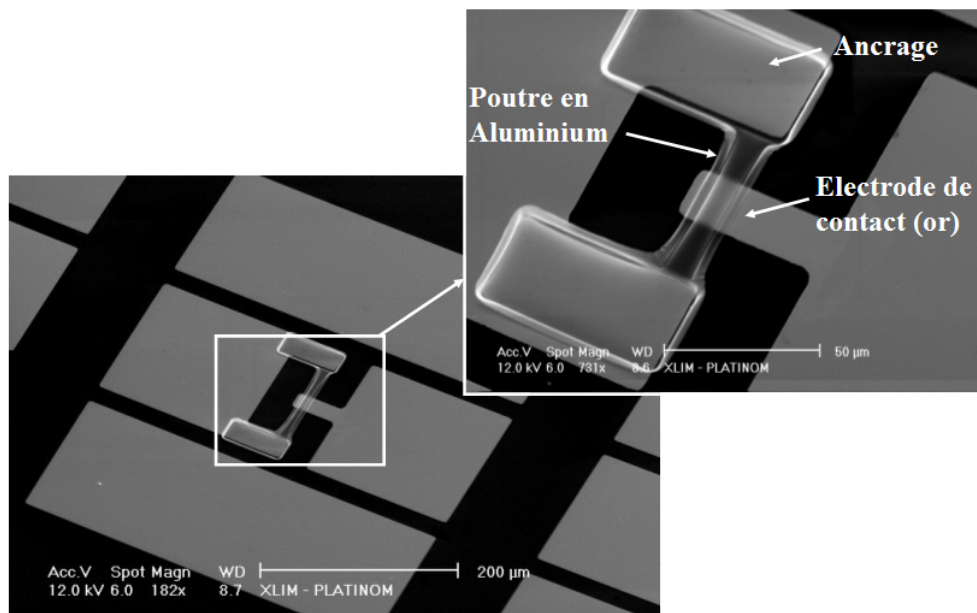


FIGURE 2.27 – Photographie au microscope à balayage électronique de la poutre implémentée sur ligne coplanaire

2.6 Mesures mécaniques

2.6.1 Mesure de la fréquence de résonance mécanique

La Figure 2.28 représente le banc de mesure utilisé pour déterminer la fréquence de résonance mécanique [91]. Le composant à mesurer est placé sous vide, dans une station sous pointes. Le principe ici est de faire vibrer la poutre mécanique à l'aide d'un signal sinusoïdal basse fréquence (quelques centaines de kHz) dont l'amplitude est insuffisante pour actionner entièrement le pont, c'est-à-dire insuffisante pour provoquer le contact capacitif. En entrée du composant est appliqué un signal RF de fréquence $10 GHz$. Ce signal sera modulé par le mouvement de la poutre. Ainsi, en faisant varier la fréquence du signal sinusoïdal d'excitation, on obtiendra un maximum de modulation qui sera détecté en sortie à l'aide d'un analyseur de spectres, et qui correspondra au déplacement maximal de la poutre, et donc, à sa fréquence de résonance mécanique.

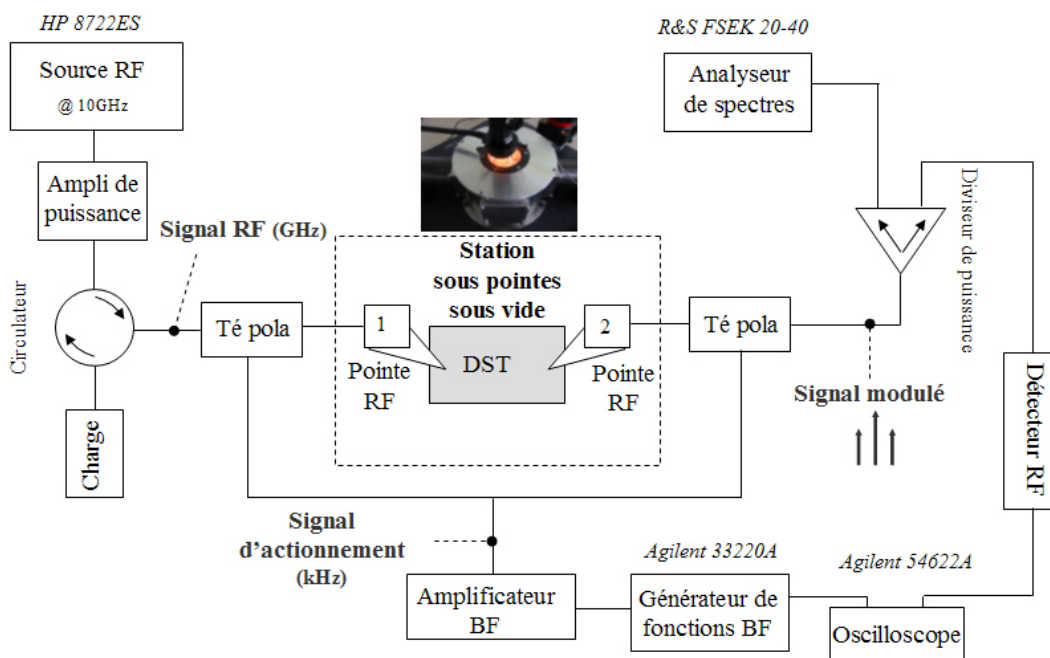
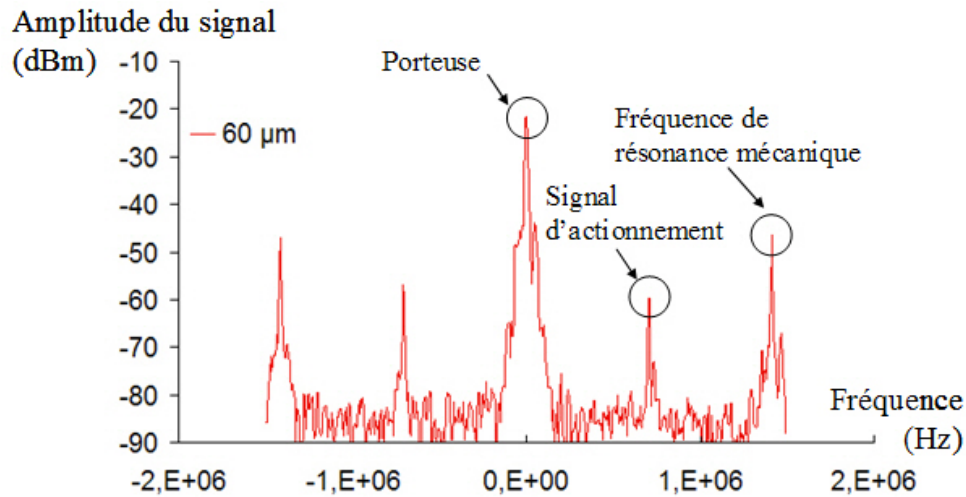


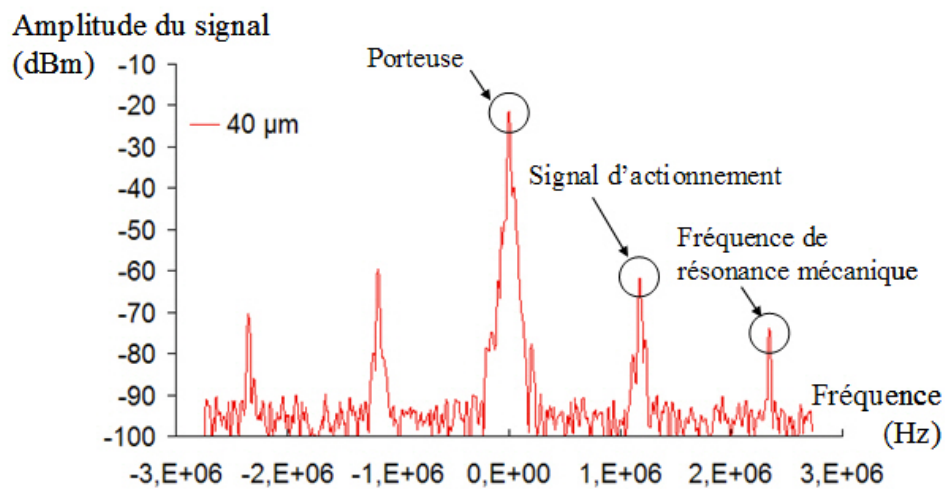
FIGURE 2.28 – Banc de mesure utilisé pour déterminer la fréquence de résonance mécanique

La Figure 2.29 représente un exemple de spectres observés pour une poutre de $60 \mu m$ de long et pour une poutre de $40 \mu m$ de long, où la fréquence est normalisée. La première harmonique détectée est la fréquence du générateur, à cause des imperfections liées aux tés de polarisation. La fréquence harmonique suivante correspond à la vibration du pont : elle atteindra un maximum lorsque la fréquence de résonance mécanique est détectée. Ce maximum est détectable sur une plage de quelques centaines de Hertz seulement, garantissant une très bonne précision dans la

détermination de f_0 .



(a)



(b)

FIGURE 2.29 – Détection de l'intermodulation entre le signal d'excitation BF et le signal d'entrée RF permettant de déterminer la fréquence de résonance mécanique (a) pour une poutre de 60 μm de long et (b) pour une poutre de 40 μm de long

Les fréquences de résonance mécanique ont ainsi été mesurées pour des poutres de différentes longueurs. Ces mesures sont répertoriées dans la table 2.8 et comparées avec les fréquences de résonance simulées avec ANSYS de la table 2.7 de la partie 2.3.2.

Nous pouvons remarquer que si les simulations sont en bon accord avec les mesures pour les poutres les plus longues (80 et 100 μm), nous obtenons une nette différence entre les fréquences de résonance mesurées et celles calculées avec ANSYS pour les poutres les plus courtes. Ce

TABLE 2.8 – Comparaison des fréquences de résonance mécanique mesurées et théoriques pour des poutres de différentes longueurs

Longueur (μm)	f_0 mesurée	f_0 théorique	Précision
80	885	890	0,56%
60	1410	1540	8,4%
50	1500	2170	31%
40	2350	3260	28%

net écart peut s'expliquer en partie par le comportement mécanique au niveau des ancrages. En effet, leur modélisation reste assez simplifiée puisqu'elle consiste à considérer comme ancrages les plans contenant les extrémités de la poutre (Figure 2.30) qui ne peuvent être soumis à aucun déplacement. De plus, la poutre est modélisée comme une barquette, mais on ne tient pas compte de la forme réelle des ancrages (forme arrondie due à la suspension du pont, à la couche sacrificielle, à la couche diélectrique) qui modifie particulièrement la raideur de la poutre pour les plus faibles longueurs de pont. Pour les ponts les plus longs, la forme réelle des ancrages a moins d'influence sur le comportement mécanique.

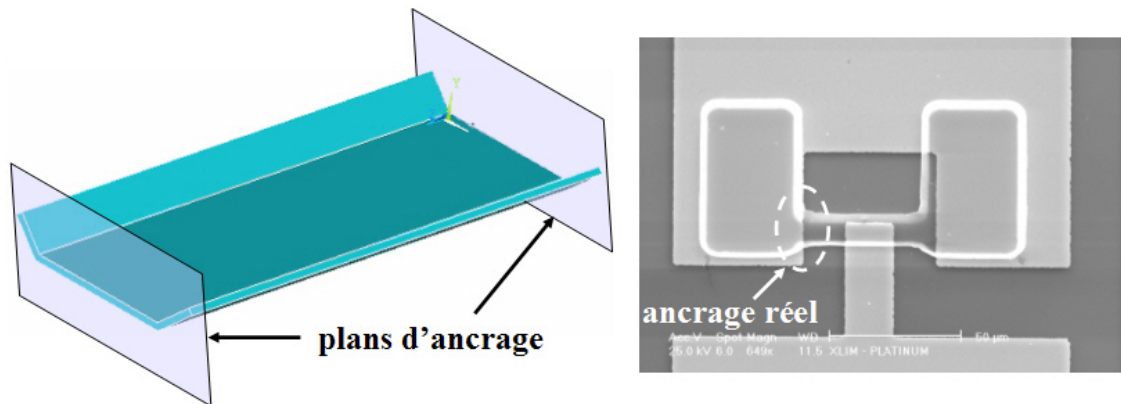


FIGURE 2.30 – Modélisation des ancrages avec ANSYS et photographie présentant la forme réelle des ancrages

2.6.2 Mesure du temps de commutation

La mesure du temps de commutation sera effectuée à l'aide du banc présenté Figure 2.31. Le principe est assez similaire au banc précédent. Le composant ici ne sera cependant pas placé sous vide afin d'éviter les oscillations du pont lorsqu'il revient à l'état haut (pas d'amortissement sous vide), ce qui nous permet d'affirmer que les temps de commutation mesurés seront surestimés. Le composant à tester sera actionné par des impulsions dont le front de montée doit être le plus bref possible, ce qui sera assez difficile à réaliser car les tensions d'actionnement appliquées pour

des structures d'une telle raideur seront élevées.

Détermination de la tension d'effondrement et de la tension de relâchement

Dans un premier temps, nous allons déterminer la valeur des tensions d'effondrement et de relâchement, qui nous seront utiles afin d'obtenir plus de précision sur les mesures du temps de commutation et du temps de relâchement. Pour cela, nous augmentons progressivement la tension d'actionnement appliquée au composant jusqu'à détecter le changement significatif du signal de sortie, ou encore sur les paramètres S visibles sur l'analyseur de réseaux, puis nous relevons simplement cette tension. De la même façon, pour déterminer la tension de relâchement, nous diminuons progressivement la tension d'actionnement et relevons la tension pour laquelle la variation du signal observé est obtenue. Nous avons par exemple obtenu, en moyenne, sur une campagne de mesures réalisée sur 10 échantillons de poutres de largeur $40 \mu m$, une tension d'effondrement de 110 V.

Temps de commutation

Afin de générer un signal rectangle haute tension, on utilise ici un générateur de fonctions associé à un amplificateur de tension ($\times 20$) qui n'est pas large bande. Ainsi, en sortie de cet amplificateur, le signal d'actionnement, théoriquement de type "rectangle", va présenter une pente durant un temps non négligeable par rapport au temps de commutation que l'on souhaite mesurer, comme le montre la Figure 2.32. La pente est d'environ $10 V / 100 ns$. Un des moyens d'estimer au mieux le temps de commutation du composant testé va être de tenir compte de la tension d'effondrement préalablement mesurée. Même si la poutre subit une déformation mécanique qui la rapproche de l'électrode d'actionnement, nous considérerons pour la mesure comme limite inférieure sur l'échelle des temps l'abscisse correspondant à la valeur de la tension d'effondrement mesurée. Les composants testés seront actionnés à l'aide d'une tension supérieure à la tension d'effondrement afin d'atteindre des vitesses de commutation rapides. Le signal d'actionnement utilisé aura pour fréquence $100 Hz$ et sera de type monopolaire. Il sera fourni par un générateur de fonctions Agilent 33220A et pourra être amplifié jusqu'à $200 V$ par l'intermédiaire d'un amplificateur basse fréquence. Les signaux d'entrée et de sortie seront visualisés sur un oscilloscope Agilent 54622A.

Concrètement, le principe du banc va être de détecter une différence de conductance représentée par une différence de tension détectée entre l'état haut et l'état bas du commutateur, et qui sera visualisée dans le domaine temporel grâce au détecteur RF placé en sortie. L'utilisation d'un filtre passe-bande placé en amont du détecteur permettra de réduire de manière considérable les signaux parasites dus aux divers éléments du banc de mesure.

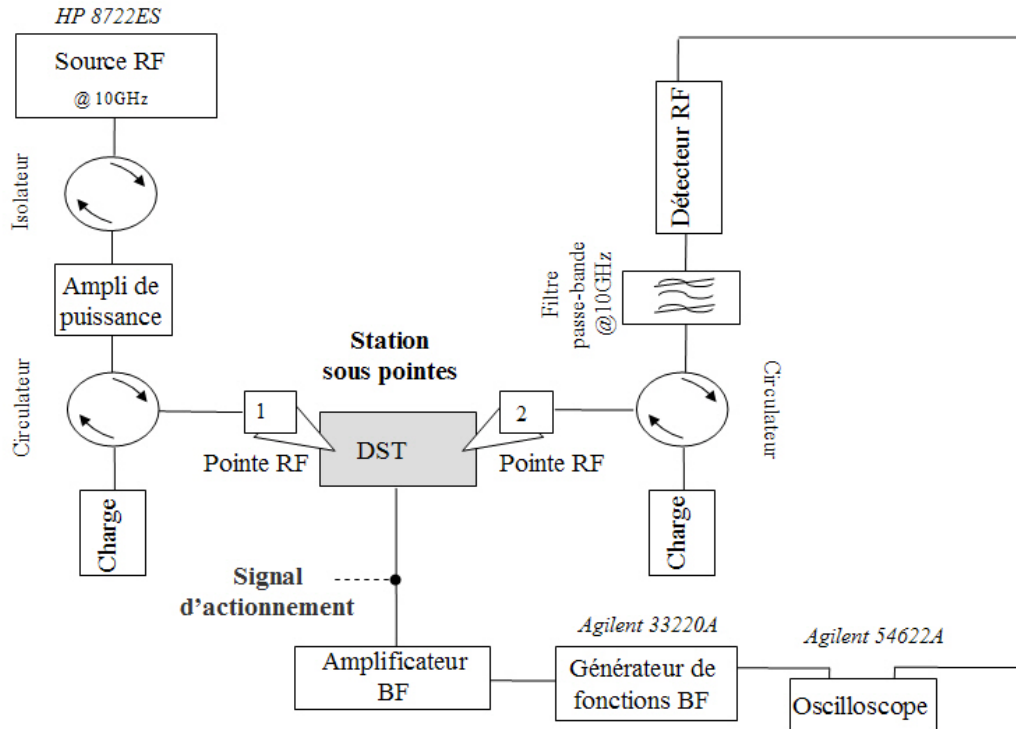


FIGURE 2.31 – Banc de mesure utilisé pour déterminer le temps de commutation

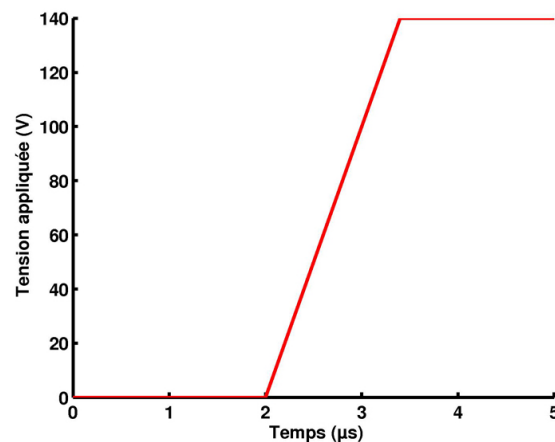


FIGURE 2.32 – Temps de montée du signal d'actionnement de type “rectangle” de 140 V d'amplitude

La campagne de mesures a été menée sur des substrats comportant une matrice de 5x11 composants, dont un schéma est présenté Figure 2.33 : chaque ligne représente un composant dont la longueur diffère, de 40 μm pour la première ligne comportant les ponts les plus courts jusqu'à 100 μm pour la dernière ligne comportant les ponts les plus longs. Nous présentons dans

le tableau 2.6.2 les temps de commutation ainsi que les tensions d'effondrement moyens mesurés lors de cette campagne, pour des poutres de $40 \mu m$ à $80 \mu m$ de long. La dispersion sur la mesure des temps de commutation est d'environ $200 ns$. La méthode de mesure est décrite dans les paragraphes suivants.

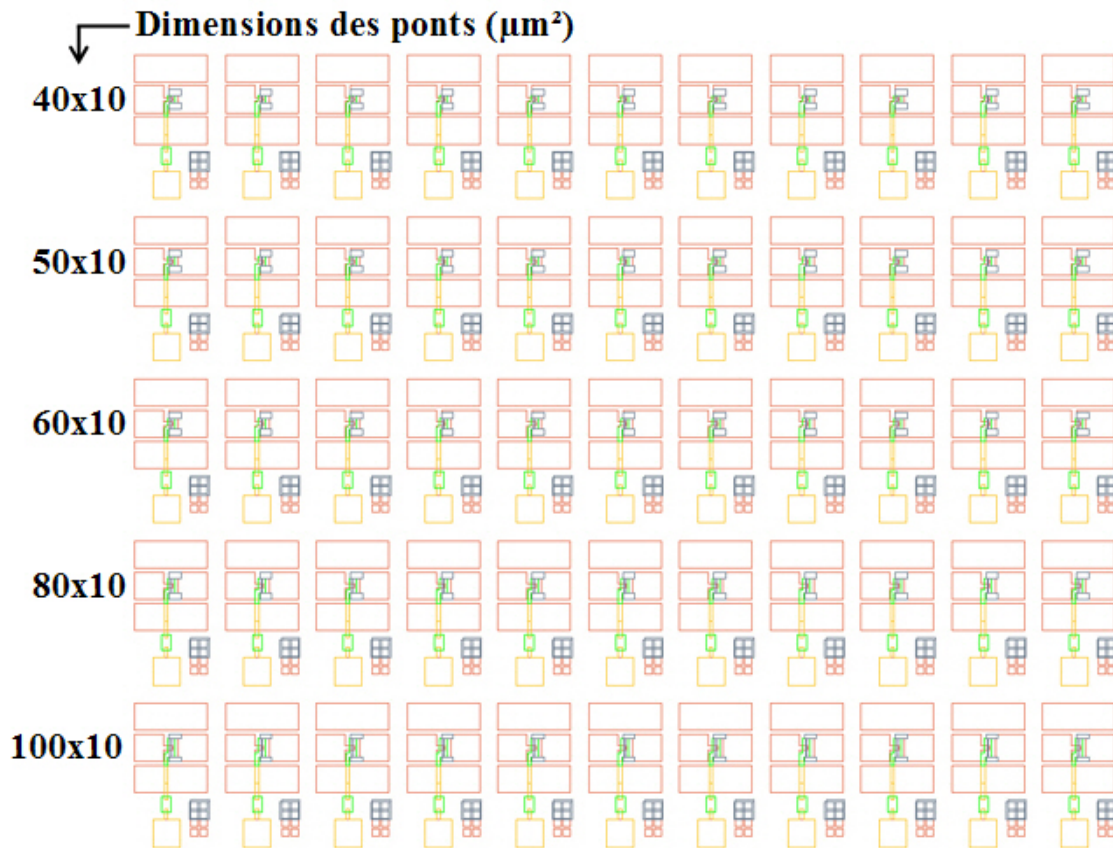


FIGURE 2.33 – Répartition des composants à tester présents sur un même substrat

TABLE 2.9 – Temps de commutation et tensions d'effondrement moyens mesurés pour des poutres de différentes longueurs

Longueur (μm)	Tension d'effondrement mesurée (V)	Temps de commutation mesuré (ns)
40	110	200–400
50	90	500–600
60	60	700–800
80	40	800–1000

Le temps de commutation le plus court a été mesuré sur un pont de $40 \mu m$ de long, possédant une tension d'effondrement de $110 V$, ce qui démontre à quel point la poutre est raide alors que le gap n'est que de $0,3 \mu m$ entre la couche de diélectrique et la poutre. La tension d'actionnement

permettant cette mesure est de 130 V ; une tension supérieure risque de provoquer le collage ou la destruction du pont compte tenu de l'importance du champ sur la faible surface mise en jeu. La Figure 2.34 montre le temps de commutation mesuré ainsi que signal d'actionnement. Comme nous l'avons dit précédemment, le temps de montée important du signal d'actionnement ne nous permettra que d'approximer de façon assez subjective le temps de commutation réel. Néanmoins, nous pouvons observer que ce temps est tout de même bien inférieur à la microseconde.

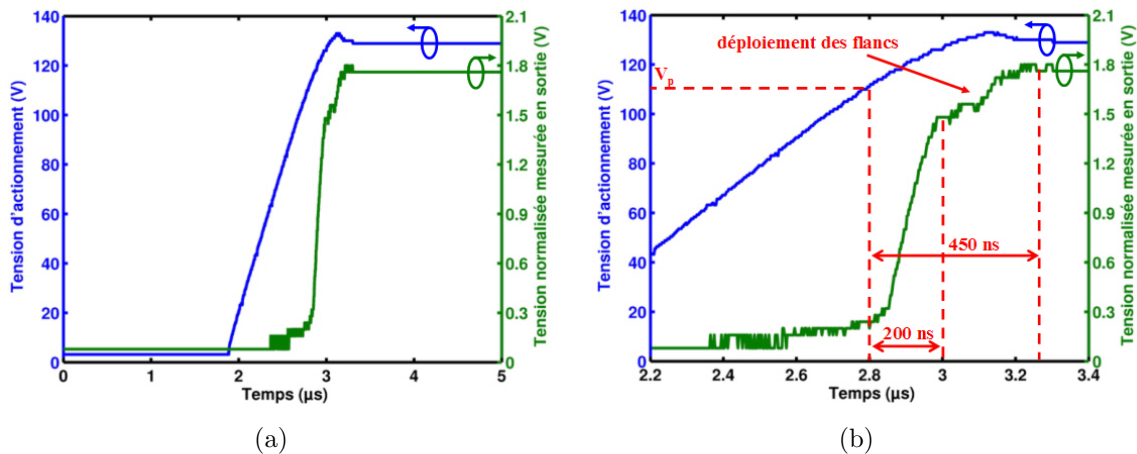


FIGURE 2.34 – (a) Mesure du temps de commutation d'une poutre de 40 μm et (b) zoom sur la zone de commutation

Nous pouvons distinguer une zone de la courbe dont l'allure est particulière. Ce phénomène de "marche" s'explique par la géométrie profilée de la poutre : en fait, la poutre vient contacter le diélectrique présent sur le doigt de contact, puis les flancs inclinés de la poutre se déploient à leur tour sur le diélectrique, notamment sur la zone centrale, puisqu'ils sont "retenus" au niveau des extrémités par les ancrages. Ce phénomène peut être observé visuellement (écran de contrôle relié à une caméra disposant d'un objectif grossissant) pour une fréquence de signal d'actionnement faible, de l'ordre de 1 Hz par exemple. Nous observerons également cette "marche" dans la partie 2.7.3, lors de la mesure de la caractéristique $C(V)$ de la capacité commutée réalisée.

Nous pourrions aussi choisir de mesurer le temps de commutation comme étant l'intervalle correspondant à 10 % et 90 % de la hauteur du signal détecté (non représenté), ce qui correspondrait à un temps de commutation inférieur à 400 ns . De plus, si l'on considère que l'effet de "marche" a lieu alors que la poutre est déjà actionnée et permet de réaliser une différence de capacité suffisante pour des applications de détection de seuils par exemple (électronique numérique), on pourrait alors subjectivement parler d'un temps de commutation de l'ordre de 200 ns .

Temps de relâchement

La mesure du temps de relâchement utilise le même principe. Dans un premier temps, nous appliquons une tension continue pour maintenir le pont à l'état bas, puis nous diminuons la tension d'actionnement progressivement pour déterminer la tension de relâchement (102 V dans notre cas). On effectue la mesure du temps de relâchement sur le flanc descendant du signal d'actionnement "rectangle". La Figure 2.35 présente le temps de relâchement mesuré pour le pont de $40 \mu m$ dont on a mesuré le temps de commutation précédemment. Nous pouvons remarquer que ce temps est relativement faible, de l'ordre de $400 ns$ (entre 300 et $450 ns$ suivant la méthode de lecture choisie), ce qui garantit que les pressions de rappel mises en jeu sont importantes, comme le laissait penser la forte tension de relâchement mesurée. Les pressions de rappel élevées permettent de limiter le phénomène de collage dû au chargement du diélectrique et est donc gage de fiabilité du composant.

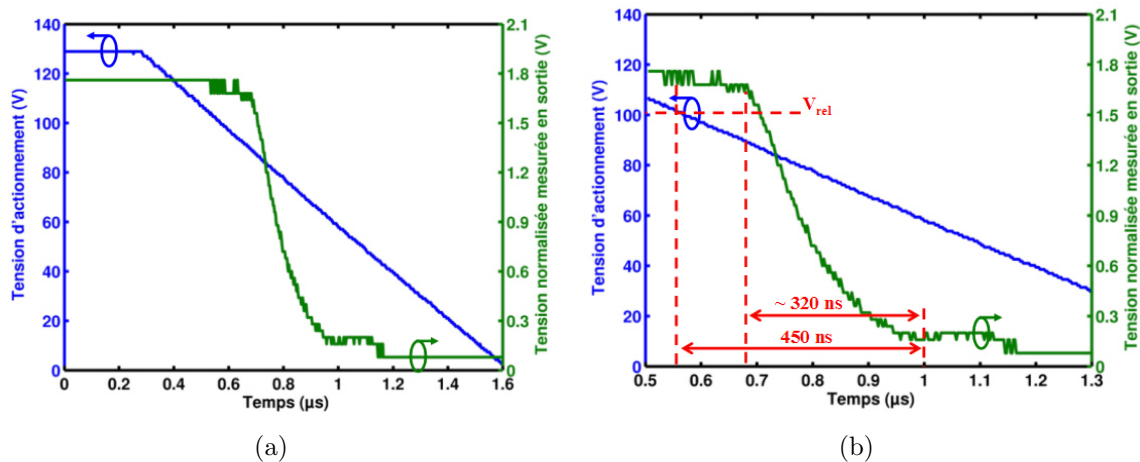


FIGURE 2.35 – (a) Mesure du temps de relâchement d'une poutre de $40 \mu m$ et (b) zoom sur la zone de commutation

2.6.3 Tests en cyclage et en température

Tests en cyclage

Les capacités commutées réalisées ont été soumises à des tests en cyclage. Il s'agit ici d'avoir une idée sur la fiabilité mécanique du composant. Pour cela, nous avons appliqué au composant un signal d'actionnement de type rectangle bipolaire et de fréquence $60 kHz$. La fréquence de résonance mécanique a été mesurée tous les 100 millions de cycles, ce qui permet de déterminer si le comportement mécanique de la poutre varie dans le temps ou si la poutre subit une déformation. Aucun changement significatif n'a été détecté : la variation de f_0 reste inférieure à quelques kHz , soit moins de 1 %. Le composant a ainsi subi 14 milliards de cycles avant l'arrêt des tests.

Tests en température

Les capacités commutées ont également été placées sous vide, et soumises à une variation de température, de $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $140\text{ }^{\circ}\text{C}$. La fréquence de résonance mécanique relevée pour différentes températures montre une variation de f_0 d'environ 5 %, comme le montre la Figure 2.36, alors que la fréquence de résonance mécanique de poutres MEMS standard diminuerait très nettement. Pour une poutre MEMS standard fabriquée en or, la fréquence de résonance serait de 80 kHz à $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ tandis qu'elle chuterait à 32 kHz pour une température de $80\text{ }^{\circ}\text{C}$. En fait, c'est la constante de raideur qui diminue fortement lorsque la température augmente, du fait des différentes grandeurs dépendant de la température qui interviennent dans son expression [11].

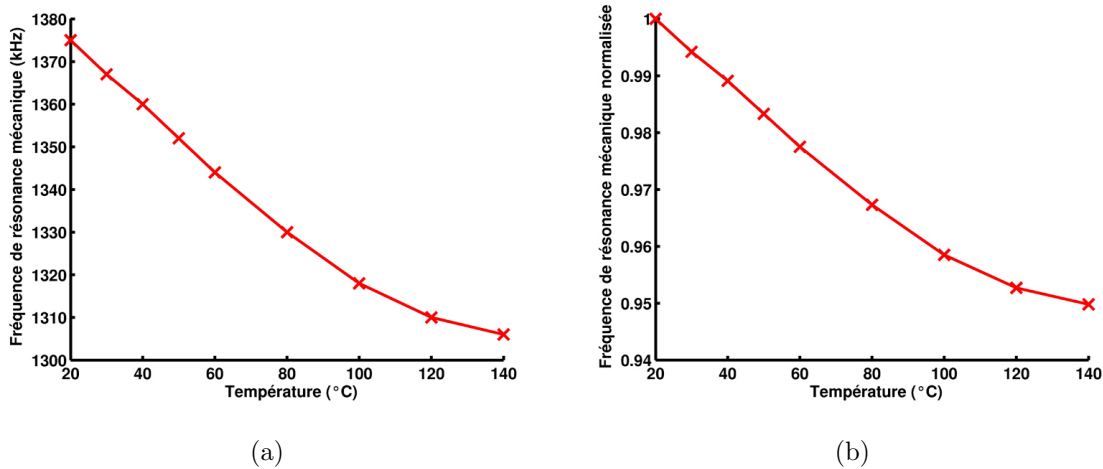


FIGURE 2.36 – Fréquence de résonance (a) mesurée et (b) normalisée pour une poutre de dimension $50 \times 10\ \mu\text{m}^2$ en fonction de la température

2.7 Caractérisation RF

2.7.1 Mesure de la capacité commutée série

Ici, le banc de mesures aura au préalable fait l'objet d'une calibration SOLT (Short-Open-Load-Thru). Afin de déterminer la valeur de la capacité commutée réalisée, aussi bien à l'état haut qu'à l'état bas, nous relevons le paramètre de transmission S_{21} à l'aide d'un analyseur de réseaux. Le diélectrique utilisé ici est une couche de 100 nm d'alumine (Al_2O_3) de permittivité égale à 9. Le composant est soumis à un actionnement basse fréquence (1 ou 2 Hz) de type sinus ou rectangle afin de visualiser le basculement d'un état à l'autre sur l'analyseur. Un modèle électrique représentant uniquement une capacité en série dont la valeur est choisie par l'utilisateur est ensuite utilisée pour déterminer les valeurs des capacités aux états haut et bas. Ce modèle

simple est satisfaisant compte tenu des faibles dimensions de la ligne coplanaire et de la capacité commutée MEMS RF. La Figure 2.37 présente le résultat de cette approche comparé à la mesure effectuée pour une poutre de $40 \mu m$ de long.

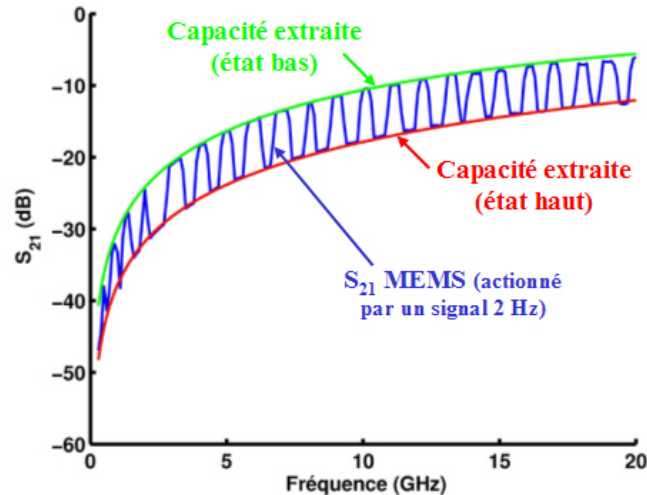


FIGURE 2.37 – Paramètres S_{21} mesuré et simulés aux états haut et bas pour une poutre de $40 \mu m$ de long

L'extraction des valeurs des capacités mesurées nous donne une valeur de $48 fF$ pour l'état haut et de $21 fF$ à l'état bas. Le contraste capacitif obtenu est donc de 2,3, ce qui peut paraître faible, mais il faut rappeler ici que le gap est d'uniquement $0,3 \mu m$. Cependant, du fait de la façon dont est implémentée la poutre sur la ligne coplanaire, il existe une capacité parasite non négligeable due à la proximité des tronçons d'entrée et de sortie au niveau du doigt qui sert à réaliser le contact entre ces deux tronçons, ainsi que de l'électrode de polarisation. Nous allons déterminer la valeur de cette capacité dans la partie suivante.

2.7.2 Détermination de la capacitance parasite

Nous avons montré les difficultés de l'implémentation d'une poutre MEMS RF miniature en série sur une ligne coplanaire, notamment pour notre poutre dont la géométrie particulière nécessite un faible gap entre elle et l'électrode permettant de l'actionner. La géométrie de ligne choisie, si elle ne comporte pas de pont, présente tout de même une capacité parasite. En effet, compte tenu des faibles dimensions entre le doigt de contact et les deux doigts d'ancrage du pont, la ligne coplanaire peut à elle seule être assimilée à une capacité. Cette capacité ne sera pas négligeable devant les valeurs des capacités obtenues lors de la présence du pont, valeurs faibles compte tenu de la faible surface en regard entre l'électrode de contact et la poutre. L'actionnement de la poutre se réalisant au travers d'une électrode en $SiCr$, cette dernière engendrera également

des effets parasites. La capacité parasite totale est représentée sur une vue en coupe sur la Figure 2.38.

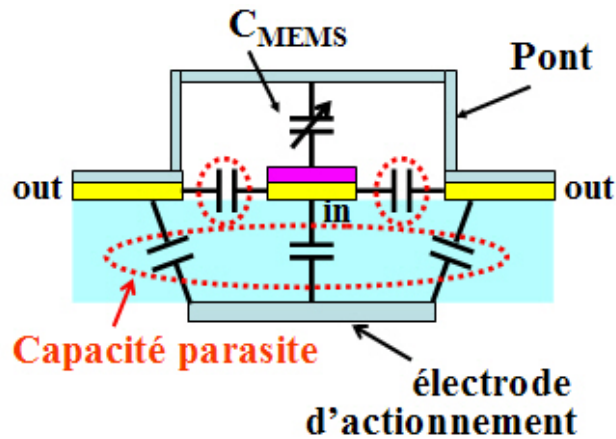


FIGURE 2.38 – Schéma en coupe de la capacité parasite totale

Pour déterminer la valeur de cette capacité parasite dont tient compte les valeurs de capacités extraites précédemment, nous avons tout simplement réalisé des mesures de paramètre S_{21} pour des composants sans pont. De la même façon que présenté dans la partie 2.7.1, la valeur de capacité a été extraite. Le modèle utilisé est encore simplement une capacité en série. Sa valeur est de 11 fF , soit plus de la moitié de la valeur totale de la capacité mesurée lorsque le pont est à l'état haut. Nous pensons que l'utilisation du SiCr qui devait protéger le circuit de polarisation du signal RF n'est pas nécessairement un choix judicieux dans ce design au niveau de la capacité parasite que cette couche résistive engendre : nous pensons tout de même qu'elle était nécessaire à des premiers tests de poutres miniatures raides devant s'actionner à des tensions relativement élevées.

2.7.3 Caractéristique $C(V)$

La caractéristique $C(V)$ représente la variation de capacitance en fonction de la tension d'actionnement, et au cours du temps. Un exemple classique de $C(V)$ est représenté par la Figure 2.39. On applique un signal de type triangle bipolaire afin d'avoir une rampe de tension continue. Intéressons nous à la zone où les abscisses sont positives. Pour une faible valeur de tension appliquée, l'ordonnée représente la valeur de la capacité à l'état haut. Lorsque la tension est suffisamment importante, nous pouvons remarquer le phénomène d'effondrement qui se déroule juste avant l'actionnement total du pont. Dans le cas où le pont bascule enfin à l'état bas, on peut alors lire la valeur de la capacité en ordonnée, valeur qui ne change pas même si une tension plus forte est appliquée. Nous avons jusque là décrit la caractéristique $C(V)$ pour le front montant de la zone positive du signal d'actionnement. Nous parcourons ensuite le front

descendant jusqu'à atteindre la tension de relâchement, inférieure à la tension d'effondrement, pour laquelle le pont revient à son état initial. Nous pouvons décrire de la même façon la zone des abscisses négatives, zone pour laquelle on parcourt la partie négative du signal d'actionnement bipolaire.

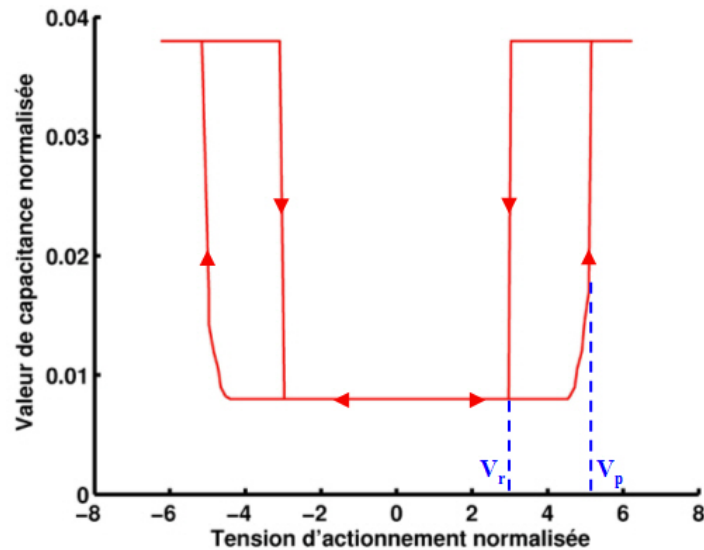


FIGURE 2.39 – Caractéristique $C(V)$ théorique d'une capacité commutée et exemple d'effet du chargement

La caractéristique $C(V)$ a été relevée pour la capacité commutée que nous avons réalisée, pour différentes amplitudes de tension appliquée, et est présentée Figure 2.40. Le composant est soumis à un signal d'actionnement de type triangle bipolaire, de fréquence 10 kHz , et d'amplitude supérieure à la tension d'effondrement. Pour une tension appliquée de 48 V , la poutre descend et vient contacter le diélectrique. Les flancs, eux, n'ont pas bougé. Pour des tensions plus élevées, nous observons une augmentation brutale de la capacitance : une nette augmentation est même observée pour le passage de 59 V à 60 V . Cela s'explique par le fait que les flancs de la poutre subissent une déformation mécanique jusqu'à venir en contact avec le diélectrique, pour une tension de 66 V : la valeur maximale de capacité est alors obtenue. La zone correspondant au moment où les flancs interviennent dans la valeur de capacité peut être reliée à celle observée précédemment lors de la mesure du temps de commutation. La surface mise en jeu ainsi que le comportement mécanique des flancs vont entraîner une valeur plus faible de la tension de relâchement (caractéristiques dont la tension est supérieure ou égale à 59 V) que celle mesurée pour une tension de 48 V . Néanmoins, cette dernière reste sensiblement la même pour les trois premières courbes.

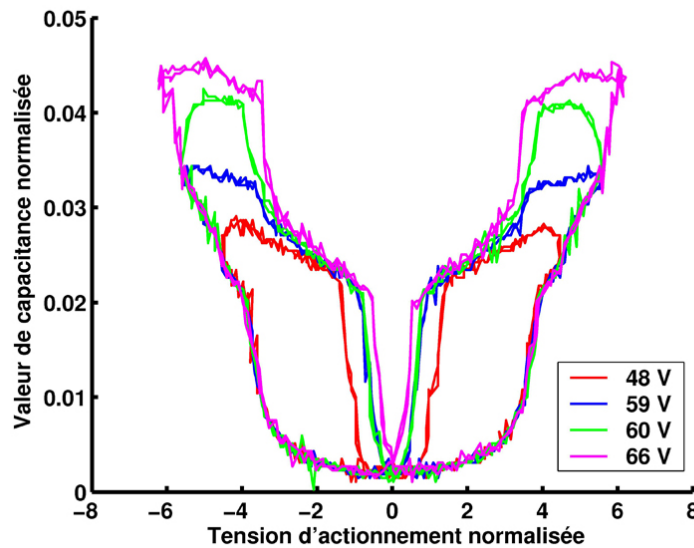


FIGURE 2.40 – Caractéristique $C(V)$ d'une capacité commutée de $60 \mu m$ de long mesurée pour différentes tensions d'actionnement appliquées

2.7.4 Facteur de surtension Q

La facteur de qualité Q de la capacité commutée a également été estimé à partir de mesures du coefficient de réflexion S_{11} du composant. Une bonne précision est ici difficile à atteindre compte tenu de la faible valeur de capacité mise en jeu. L'abaque de Smith que nous pouvons voir Figure 2.41 présente le coefficient de réflexion de deux composants, dont un est fabriqué sans la poutre mobile afin de déterminer les pertes engendrées par la ligne seule et celles induites par la capacité commutée MEMS RF. La mesure du coefficient de réflexion pour le composant disposant de la capacité est effectuée lorsque le pont de longueur $60 \mu m$ est à l'état haut. On peut noter que la majeure partie des pertes ici est due à la ligne.

N'ayant pas accès directement, en mesures, à la valeur du facteur de qualité intrinsèque de la capacité commutée, nous avons réalisé un modèle en éléments localisés du composant, présenté Figure 2.42, qui tient compte de l'influence de la polarisation. Ce modèle a été utilisé pour extraire la valeur du coefficient de surtension pour les composants avec et sans structure mobile grâce à la comparaison entre simulations et mesures. Une résistance R_b de $2,5 \Omega$ en série avec une capacité MEMS représente les pertes de la poutre micromécanique. Les pertes de la ligne sont représentées par des résistances de 120Ω , cette valeur élevée étant due à une faible épaisseur de métal constituant la ligne coplanaire dans notre cas. L'électrode d'actionnement résistive est représentée par C_{pola} et R_{pola} dont la valeur est de plusieurs kilohms, tandis que C_{p1} et C_{p2} représentent les capacités parasites. Finalement, le facteur de qualité intrinsèque de la capacité

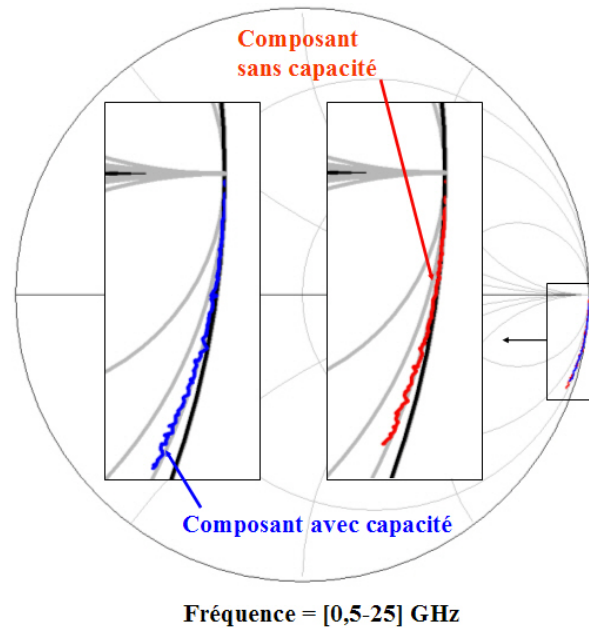


FIGURE 2.41 – Abaque de Smith présentant le coefficient de réflexion d'un composant sans pont mobile et d'un composant avec pont mobile, lorsque le pont de $60 \mu m$ de long est à l'état haut, pour des fréquences de 0,5 à 25 GHz

commutée seule est déduit à partir des Q des composants avec et sans capacité. La Figure 2.43 représente les facteurs de surtension mesurés et extraits pour les composants avec et sans capacité, ainsi que le facteur de surtension intrinsèque à la capacité commutée MEMS RF extrait. Nous pouvons estimer que le facteur de qualité est supérieur à 100 à 10 GHz et supérieur à 50 à 20 GHz.

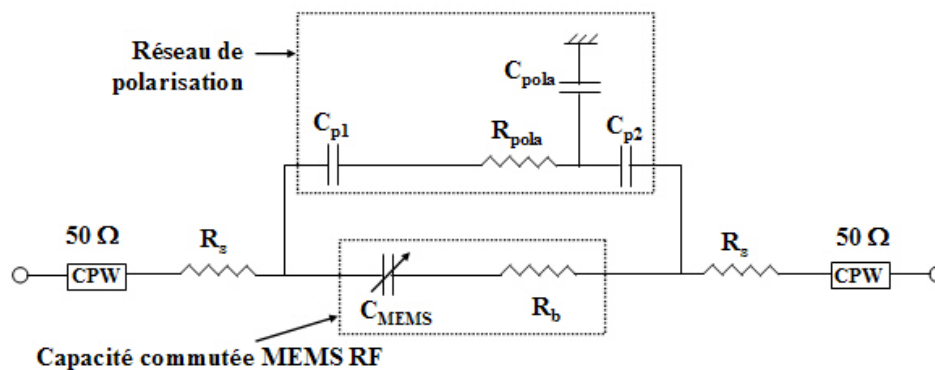


FIGURE 2.42 – Modèle en éléments localisés du composant testé, en tenant compte de l'influence de la polarisation

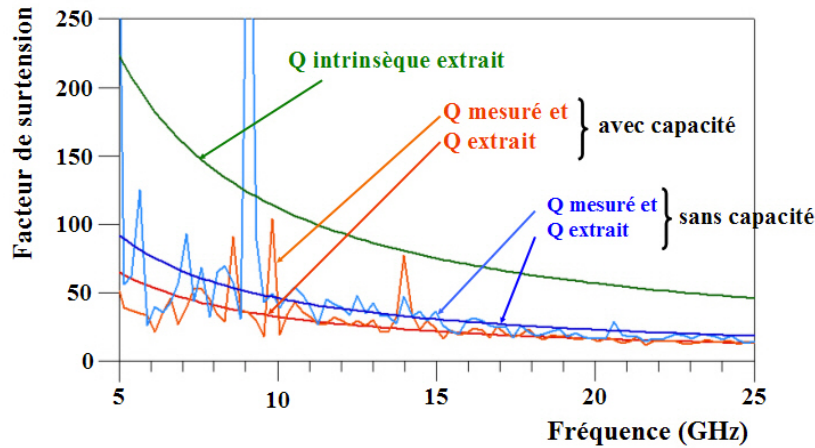


FIGURE 2.43 – Extraction du facteur de qualité intrinsèque de la capacité commutée MEMS RF

2.8 Conclusion

Nous avons réalisé dans ce chapitre une étude mécanique complète de poutres MEMS RF miniatures dans le but d'obtenir des temps de commutation submicrosecondes inégalés. Pour cela, nous avons dans un premier temps présenté les grandeurs mécaniques caractéristiques d'une poutre bi-encastree, puis montré l'importance des effets de la miniaturisation sur son comportement mécanique. Nous avons vu comment les différentes grandeurs variaient lorsque les dimensions longitudinales de la poutre diminuaient jusqu'à atteindre des valeurs de quelques dizaines de micromètres.

Nous avons ensuite présenté un concept original pour une poutre bi-encastree miniature, près d'un ordre de grandeur inférieur aux poutres MEMS standard. La nouvelle géométrie proposée est basée sur la modification géométrique de la poutre, en s'inspirant des constructions à grande échelle que nous connaissons. L'étude mécanique d'une telle géométrie à l'échelle microscopique a montré que les effets engendrés promettaient de gagner encore un facteur important sur la fréquence de résonance mécanique du composant, et donc sur son temps de commutation. L'optimisation des différents paramètres géométriques nous a permis de concevoir une capacité commutée rapide.

L'implémentation de la poutre a ensuite été étudiée. La fabrication d'une poutre miniature MEMS RF implémentée en tant que capacité commutée sur une ligne coplanaire a ensuite été réalisée au laboratoire. Les procédés de fabrication mis en jeu sont présentés en Annexe C.

Les composants ainsi réalisés ont pu être l'objet de différentes mesures. Des mesures

mécaniques, dans un premier temps, ont permis de relever les fréquences de résonance mécanique de la poutre et de les comparer aux fréquences calculées par logiciel. Nous avons pu également mesurer directement le temps de commutation des poutres miniatures qui se révèle être performant. A ce jour, à notre connaissance, aucun composant MEMS RF métallique ne permet de commuter aussi rapidement. L'implémentation sur une ligne coplanaire nous a également permis de caractériser le comportement radiofréquence de la capacité commutée. Les valeurs des capacités aux états haut et bas ont été relevées, ainsi que la caractéristique $C(V)$. La capacité parasite non négligeable engendrée par la topologie utilisée a aussi été extraite. Enfin, des tests en cyclage et en température ont permis de montrer la fiabilité de notre composant.

Nous avons présenté l'étude, la conception, la fabrication et la caractérisation d'une capacité commutée miniature MEMS RF rapide. Cependant, les tensions d'actionnement relativement élevées que requiert ce type de poutre ne permettent pas leur utilisation dans des dispositifs standard. Pour pouvoir réaliser des dispositifs utilisant des commutateurs ou capacités commutées MEMS RF rapides, il faudra alors trouver un compromis entre rapidité et tensions d'actionnement. C'est ce que nous proposons dans la partie suivante en indiquant des perspectives à cette étude.

2.9 Perspectives

2.9.1 Perspectives

Nous avons vu les difficultés présentées par le type de géométrie proposé, notamment en ce qui concerne les tensions d'actionnement élevées que ces capacités commutées requièrent, malgré le faible gap de $0,3 \mu m$ uniquement. Les valeurs des capacités mesurées sont assez faibles compte tenu de la faible surface en regard mise en jeu, et le rapport capacitif de 2,3 limité par la hauteur du pont et la capacité parasite reste largement insuffisant pour des applications de commutation. La mise en série de ce type de composant n'est donc pas envisageable. Cependant, le rapport capacitif obtenu permet d'envisager l'utilisation du composant dans bon nombre d'applications tels les déphaseurs ou adaptateurs d'impédance. Ce sera le sujet présenté dans le Chapitre 3.

Nous avons montré dans ce chapitre qu'il était possible d'atteindre des temps de commutation relativement bas au détriment de la tension d'actionnement. L'étude mécanique nous a montré que les vitesses de commutation rapides sont atteintes d'une part par l'effet de la miniaturisation sur les constantes de raideur de la poutre, et d'autre part par le nouveau concept de géométrie que nous avons apporté. Nous déciderons par la suite de mettre de côté cette géométrie profilée afin de réaliser des composants nécessitant des tensions d'actionnement nettement plus basses. Enfin, toujours d'après l'étude mécanique menée, nous pensons que les années à venir permettront de repousser toujours plus loin les limites technologiques de la miniaturisation et que la réalisation de composants toujours plus "petits" permettra d'obtenir des temps de commutation d'autant plus faibles.

Les différents constats établis ici vont orienter notre recherche sur la conception et la réalisation de déphaseurs. Pour cela, nous souhaitons d'abord étudier, fabriquer, et caractériser des capacités commutées miniatures et présentant une géométrie plane standard. Différentes géométries ont été étudiées. Les capacités commutées ainsi fabriquées et testées seront implémentées en série afin de faciliter la caractérisation du composant. Des réseaux de poutres seront également réalisés, les ponts étant cette fois-ci implémentés en parallèle.

2.9.2 Autres composants MEMS RF miniatures

Nous avons réalisé de nouveaux masques permettant la fabrication sur ligne coplanaire de capacités commutées miniatures présentant une géométrie plane standard, implémentées en série dans le cas où un seul pont doit être caractérisé, et implémentées en parallèle lors de la fabrication de réseaux de commutation. Nous avons également diminué la dimension longitudinale de la poutre à $30 \mu m$ et la largeur jusqu'à $7 \mu m$ pour les plus petits composants. Les valeurs des capacités de chaque poutre étant relativement faibles (car la surface en regard est faible), l'idée d'implémenter un réseau de plusieurs capacités commutées permet d'obtenir des capacitances

plus facilement mesurables.

Capacités commutées

Pour la conception et la caractérisation de composants où seule une capacité commutée est implémentée, nous avons réalisé différentes géométries et étudié le comportement mécanique pour des poutres de différentes dimensions. Les extrémités de ces poutres subiront parfois une électrolyse sur une certaine longueur de leur partie plane afin de rigidifier la structure mécanique au niveau des ancrages. Des poutres de géométrie standard ont été réalisées (Figure 2.44). D'autres ont une géométrie particulière, comme l'on peut parfois voir dans la littérature [62], comme les poutres que nous avons réalisées et qui sont présentées Figure 2.45.

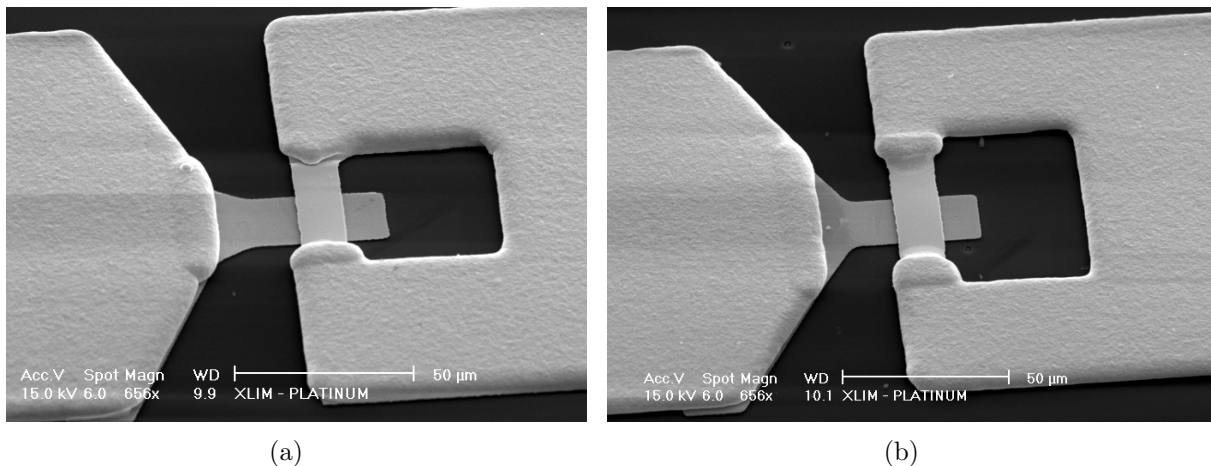


FIGURE 2.44 – Photographies de poutres miniatures de géométrie standard (a) de $40 \times 20 \mu m^2$ et (a) $60 \times 20 \mu m^2$. On peut observer l'électrolyse sur les extrémités de la deuxième poutre permettant de rigidifier la structure mécanique

Les composants présentant la meilleure reproductibilité en matière de performances RF, valeurs des capacités et contraste capacitif sont des poutres de géométrie plane de dimension $40 \times 40 \mu m^2$. Un contraste capacitif de $4 \left(\frac{C_{on}}{C_{off}} = \frac{60}{15} \right)$ a été obtenu pour des temps de commutation de l'ordre de la microseconde. C'est à partir de ces résultats que nous déciderons d'utiliser, dans le chapitre suivant, ce type de poutres dans la conception d'un déphaseur, en modifiant l'épaisseur de la couche diélectrique d'alumine, ou l'épaisseur de la couche sacrificielle si nécessaire pour contrôler les valeurs des capacités.

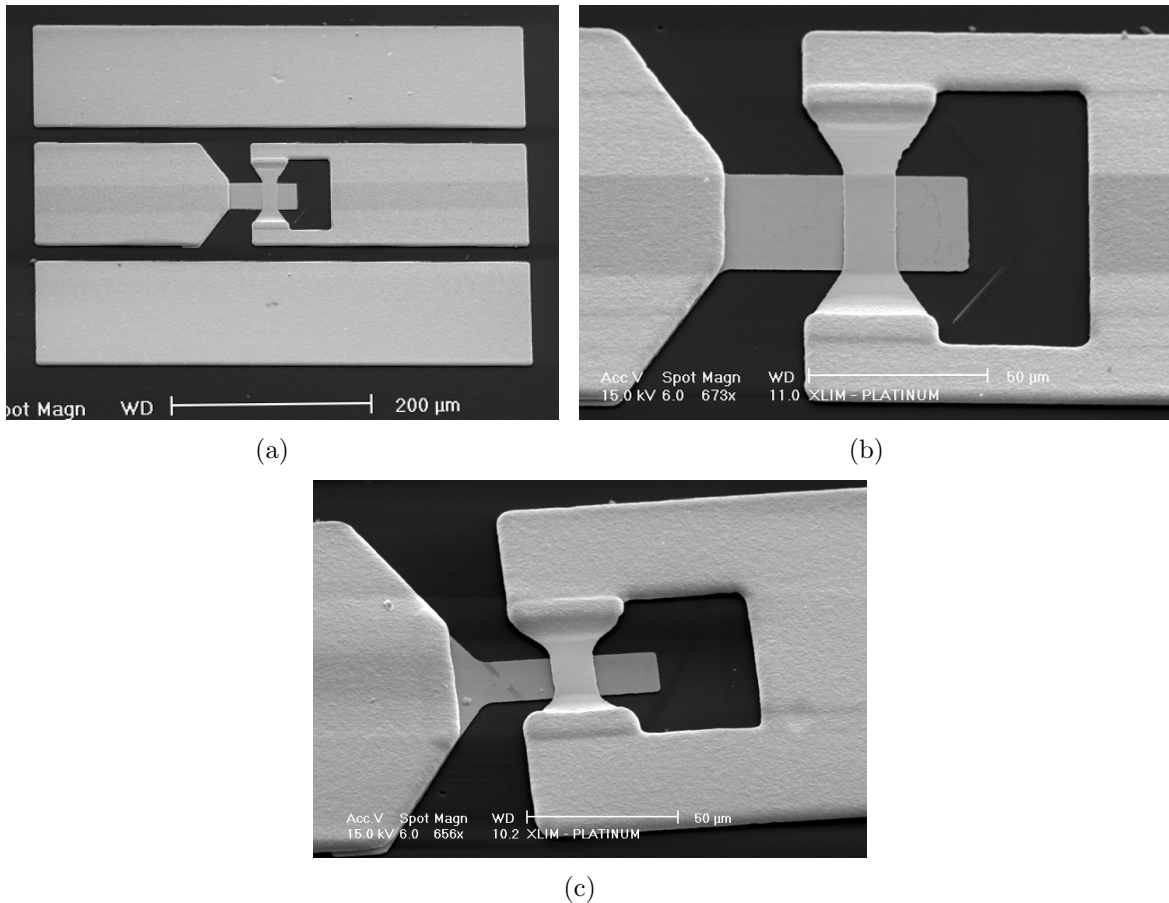


FIGURE 2.45 – Photographies de poutres miniatures de géométrie modifiée de longueur (a) 100 μm et (c) 40 μm . La partie la plus étroite mesure 20 μm

Réseaux de capacités commutées

Le réseau comportant le plus grand nombre de ponts présente 30 poutres de $30 \times 7 \mu m^2$, de 0,2 μm d'épaisseur afin de garantir des tensions d'actionnement satisfaisantes. Les Figures 2.46 et 2.47 présentent différentes photographies au microscope à balayage électronique de réseaux de capacités commutées. Ces capacités sont actionnées par la ligne conductrice centrale : les tensions d'actionnement mises en jeu ici sont nettement inférieures à celles nécessaires à l'effondrement des poutres profilées présentées précédemment. Une tension de 35 V permet d'actionner les 30 poutres du réseau simultanément, malgré le gap de 1 μm qui permet d'augmenter le rapport capacitif. Ici, les poutres sont réalisées en or et une électrolyse permet de consolider les ancrages.

Le réseau de capacités commutées de 30 poutres miniatures de dimensions $30 \times 7 \mu m^2$ nous a donné des valeurs de capacités de 50 fF à l'état haut et 160 fF à l'état bas, soit un contraste capacitif de 3,2. Pour le réseau comportant 15 poutres de dimensions $30 \times 25 \mu m^2$, la surface mise en jeu est plus grande : les valeurs des capacités aux états haut et bas sont donc plus

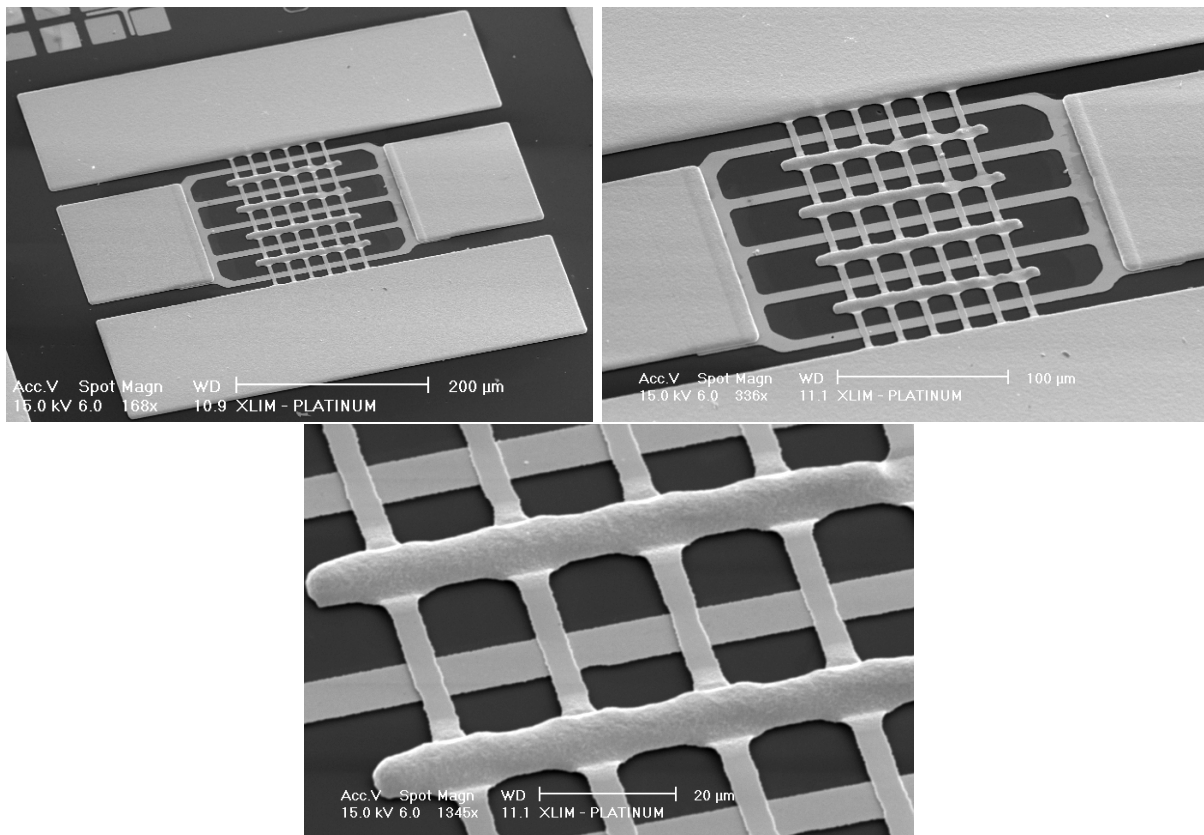


FIGURE 2.46 – Photographies d'un réseau de 30 poutres miniatures $30 \times 7 \mu m^2$ implémentées sur ligne coplanaire et réalisées en or

élevées, respectivement de $65 fF$ et $280 fF$, soit un contraste capacitif de 4,3. Ces réseaux de commutation peuvent trouver des applications de modulation rapide faibles pertes nécessitant des tensions d'actionnement basses et des valeurs de capacités plus élevées que dans le cas d'une simple capacité commutée miniature.

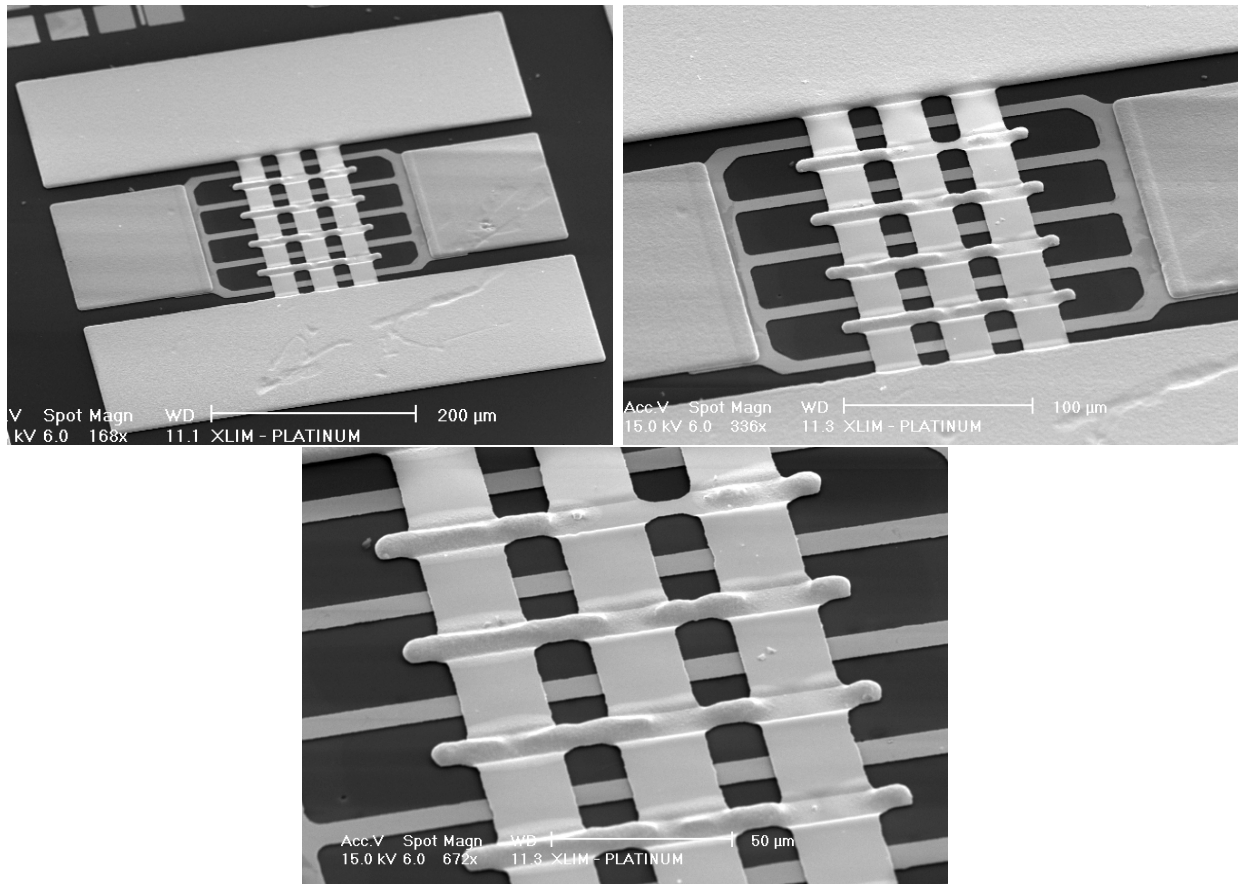


FIGURE 2.47 – Photographies d'un réseau de 15 poutres miniatures $30 \times 25 \mu m^2$ implémentées sur ligne coplanaire et réalisées en or

Cyclage des réseaux de commutation

Les réseaux de commutation présentés précédemment ont fait l'objet de tests en cyclage. Ici, nous nous sommes intéressés à un composant comportant 30 ponts de dimensions $30 \times 7 \mu m$, suspendus à $1 \mu m$ au-dessus des lignes d'actionnement, recouvertes de $350 nm$ d'alumine. Ce réseau est soumis à un actionnement de type rectangle bipolaire de fréquence $20 kHz$, d'amplitude $60 V$ pour assurer la commutation de tous les ponts, et de rapport cyclique 20% . Toutes les $5 ms$, un signal triangle de largeur $150 \mu s$ permet de relever la différence entre les valeurs maximale et minimale de la capacité parallèle équivalente. Ainsi, les ponts vont s'actionner $39\,000$ fois par seconde. Ces mesures sont réalisées à l'aide d'un banc automatisé mis au point au laboratoire par David Mardivirin. La Figure 2.48 présente le signal d'actionnement utilisé lors de ces tests.

La différence entre les valeurs maximale et minimale des capacités a été relevée au cours du temps, et est présentée Figure 2.49. Nous pouvons remarquer que cette différence diminue au cours du temps, ce qui s'explique par le fait que quelques uns des 30 ponts peuvent coller sur le diélectrique au bout d'un grand nombre de cycles. Nous avons effectué un arrêt du cyclage

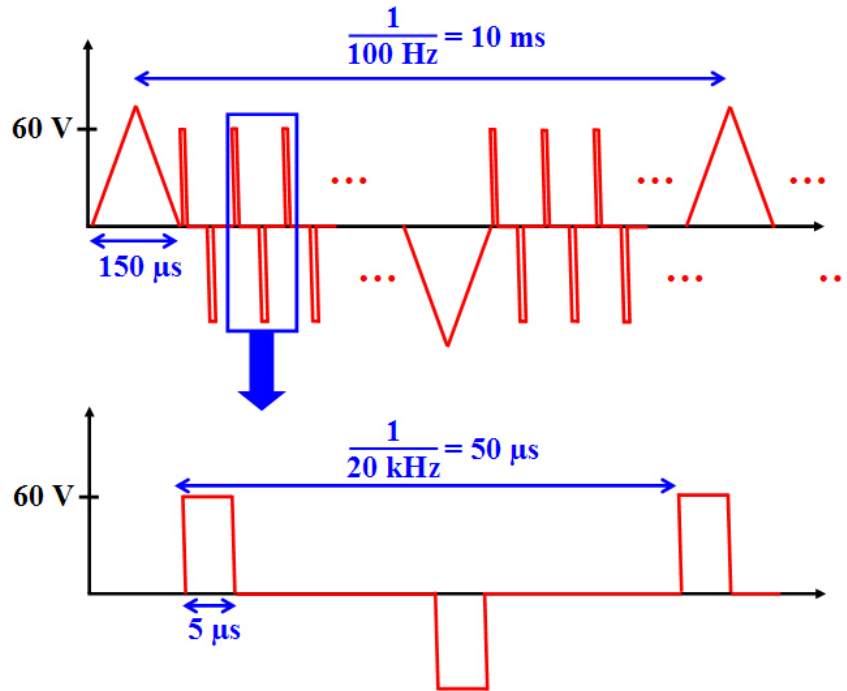


FIGURE 2.48 – Signal d'actionnement utilisé pour effectuer les mesures en cyclage

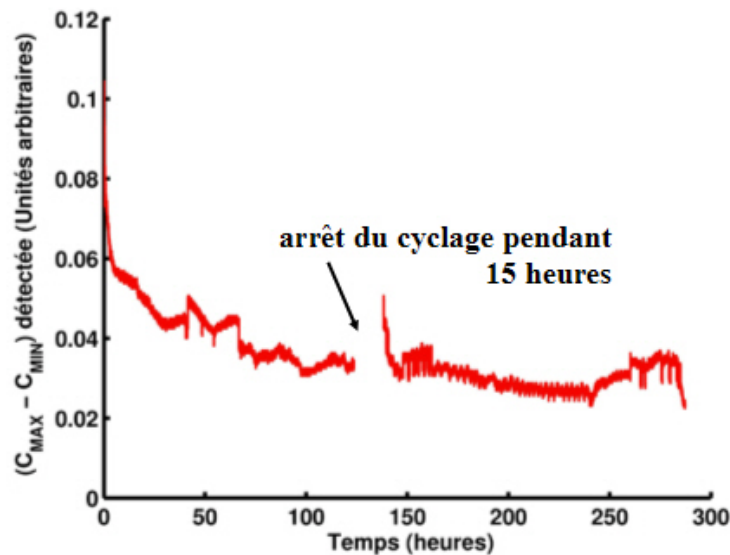


FIGURE 2.49 – Différence entre la capacité maximale et la capacité minimale détectée au cours du temps, en unités arbitraires

d'une durée de 15 heures afin de vérifier si les poutres revenaient bien à leur état initial. On peut constater qu'une décroissance assez importante de cette différence de valeurs de capacités a lieu en début de cyclage. Le contraste capacitif diminue au cours du temps mais les capacités commutées continuent d'actionner au bout d'un grand nombre de cycles. Nous avons effectué

40 milliards de cycles avant l'arrêt des tests, ce qui correspond à un cyclage intensif des poutres, qui ont effectué 39 000 cycles par seconde pendant 12 jours.

Bilan

Nous avons ainsi réalisé des réseaux de capacités commutées fonctionnels. Cela nous a permis d'entrevoir les possibilités envisageables en terme d'utilisation réelle et d'actionnement de composants miniatures MEMS RF. Cependant, dans le but de réaliser un déphaseur à base de lignes distribuées, il suffira d'utiliser une ou deux poutres par cellule élémentaire de déphasage, dont le contraste capacitif suffit à son bon fonctionnement. En effet, les valeurs capacitives mises en jeu dans un tel dispositif ne jouent pas un rôle majeur, contrairement au contraste capacitif. De plus, la taille de tel réseaux de commutation ainsi que sa reproductibilité et la dispersion des valeurs capacitives obtenues ne permettent pas une intégration aisée. L'étude de déphaseurs à base de capacités commutées est présentée dans le Chapitre 3.

Chapitre 3 - Application au déphasage

Chapitre 3

Application au déphasage

3.1 Principe d'un déphaseur - Les déphaseurs à base de DMTL

3.1.1 Caractéristiques d'un déphaseur à base de DMTL

Le principe d'un déphaseur est de modifier la phase d'une onde afin de retarder sa propagation le long d'une ligne de transmission. Les déphaseurs trouvent la majeure partie de leurs applications dans les réseaux d'antennes actives (matrices d'antennes) pour les télécommunications et applications RADAR (pointage électronique). L'intérêt d'utiliser des composants MEMS RF pour de telles applications est bien sûr les faibles pertes et le peu de puissance consommée qu'ils procurent par rapport aux semi-conducteurs (diodes PIN, interrupteurs à base de transistors à effet de champ), et également leur faible coût de production comparé aux matériaux de type ferrite largement utilisés pour ces applications. Comme nous l'avons présenté dans le Chapitre 1, il existe principalement trois topologies de déphaseurs : à base de lignes à réflexion (nécessité d'un coupleur), à base de SPNT (augmentation de la longueur physique du parcours de l'onde), ou à base de lignes distribuées (DMTL). Nous avons choisi de réaliser un déphaseur utilisant le principe des DMTL (Distributed MEMS Transmission Lines) et fonctionnant à 20 GHz. Bien entendu, l'objectif est principalement d'obtenir un déphaseur rapide à l'aide des capacités commutées développées au cours de ce travail.

La topologie de déphaseurs à base de DMTL est utilisée notamment pour des applications large bande. Il s'agit d'une ligne chargée périodiquement par des commutateurs ou des capacités commutées MEMS RF. Lorsque ces composants sont actionnés, l'impédance de la ligne diminue, et l'onde est ainsi retardée. Cette ligne distribuée est en fait constituée de cellules élémentaires identiques réalisant chacune un déphasage de l'onde transmise. La mise en cascade de ces cellules permet donc d'obtenir un déphasage de l'onde proportionnel au nombre de cellules. La variation d'impédance de la cellule élémentaire (et donc de la ligne distribuée totale) est principalement

réalisée en faisant varier la capacité de la ligne, ce qui peut se faire de deux façons différentes : la première consiste à utiliser des commutateurs MEMS RF afin de venir commuter sur une capacité de valeur fixe, comme indiqué Figure 3.1(a). Dans ce cas, on pourra obtenir un déphasage analogique dont le nombre d'états dépendra du nombre de commutateurs utilisés par cellule élémentaire. La deuxième méthode (Figure 3.1(b)) consiste à utiliser des capacités commutées MEMS RF reliées aux plans de masse (dans le cas d'une topologie coplanaire) et permettant d'augmenter la capacité de la cellule élémentaire lorsque ces ponts s'abaissent (et par conséquent de diminuer l'impédance de la ligne). La ligne distribuée alors composée par la mise en cascade de ces cellules élémentaires est donnée en éléments localisés Figure 3.2, où C_b représente la capacité du pont chargeant chaque cellule élémentaire. C'est cette topologie dont le schéma de principe sur ligne coplanaire est présenté Figure 3.3 [27] que nous étudierons par la suite.

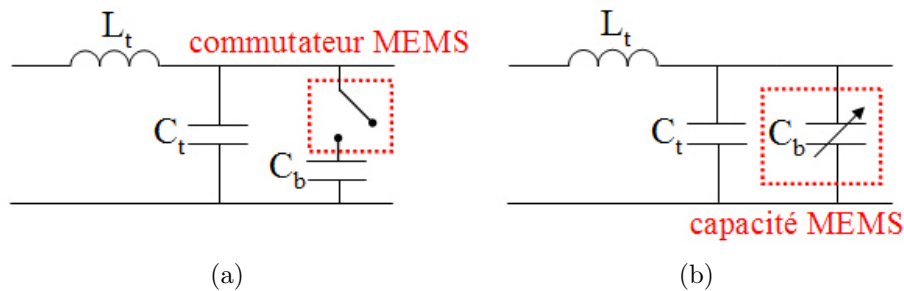


FIGURE 3.1 – Cellule élémentaire utilisant (a) un commutateur MEMS RF ou (b) une capacité commutée MEMS RF

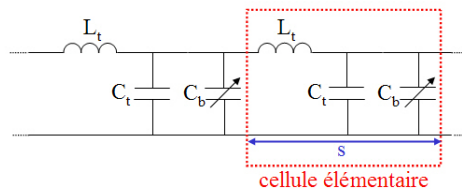


FIGURE 3.2 – Ligne distribuée composée de cellules élémentaires

Pour étudier le chargement de la ligne de transmission, nous pouvons négliger la résistance R et la conductance G qui représentent les pertes de la ligne, mais qui n'ont pratiquement aucun effet sur l'impédance caractéristique et sur la vitesse de propagation de l'onde le long de la ligne (G sera négligeable car le substrat de silice fondue utilisé par la suite est un très bon isolant) [27]. L'impédance caractéristique Z_0 d'une cellule élémentaire de ligne non chargée peut donc s'écrire :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1)$$

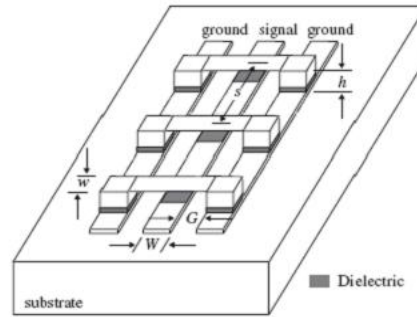


FIGURE 3.3 – Principe d'une ligne distribuée utilisant des varactors MEMS [27]

Sa vitesse de phase v_ρ , quant à elle, s'écrit :

$$v_\rho = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

L'ajout d'une capacité variable MEMS RF C_b va agir sur ces grandeurs. La variation de C_b déterminera la variation de vitesse de phase possible. Ainsi, pour une cellule élémentaire chargée, l'impédance et la vitesse de phase s'écriront :

$$Z_L = \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + C_b}} \quad (3.3)$$

$$v_\rho = \frac{s}{\sqrt{sL_t(sC_t + C_b)}} \quad (3.4)$$

L_t et C_t désignent respectivement la capacité et l'inductance par unité de longueur. Ces équations ne sont valables que pour une longueur de cellule élémentaire faible devant la longueur d'onde de travail ($s \ll \lambda$). La ligne distribuée étant chargée périodiquement, la distance séparant chaque cellule élémentaire (correspondant à la taille d'une cellule élémentaire) sera notée s ("spacing").

3.1.2 Fréquence de Bragg

Comme tout système périodique, il existe une fréquence de coupure à laquelle le transfert de puissance est impossible. Cette fréquence est appelée fréquence de Bragg et sera notée f_B .

Après quelques calculs (détaillés dans [27]), on peut exprimer L_t et C_t en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne non chargée :

$$L_t = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}} Z_0}{c} \quad (3.5)$$

$$C_t = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{Z_0 c} \quad (3.6)$$

où :

- c représente la célérité de la lumière dans le vide,
- ε_{eff} représente la permittivité effective du substrat utilisé.

On détermine alors l'expression générale de l'impédance caractéristique Z_L d'une cellule élémentaire chargée, donnée par l'équation 3.7.

$$Z_L = \sqrt{\frac{sL_t}{(sC_t + C_b)}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2 sL_t (sC_t + C_b)}{4}} \quad (3.7)$$

On remarque qu'il existe dans l'expression de Z_L une fréquence pour laquelle l'impédance devient nulle. Cette fréquence correspond à la fréquence de Bragg. On notera aussi que pour des fréquences très inférieures à la fréquence de Bragg, on retrouve bien l'expression donnée par l'équation 3.3. L'expression de la fréquence de Bragg est obtenue comme suit :

$$\omega_B^2 sL_t (sC_t + C_b) = 4 \Rightarrow f_B = \frac{1}{\pi \sqrt{sL_t (sC_t + C_b)}} \quad (3.8)$$

La fréquence de Bragg est un paramètre important car c'est elle qui déterminera principalement la taille de la cellule élémentaire.

3.1.3 Impédances de la ligne chargée par des capacités commutées MEMS RF

Nous avons vu que l'impédance caractéristique de la ligne chargée va dépendre de l'élément périodiquement ajouté. Dans notre cas, cet élément sera une capacité commutée de valeur C_b . Lorsque le pont est à l'état haut, l'impédance caractéristique de la ligne, notée Z_u (pour "up-state"), est tout de même bien inférieure à l'impédance caractéristique de la ligne non chargée. De plus, l'abaissement des ponts va diminuer encore cette impédance (qui sera alors notée Z_d pour "down-state"). Finalement, l'impédance caractéristique de notre ligne distribuée va commuter entre une valeur maximale Z_u et une valeur minimale Z_d . Ces valeurs pouvant être choisies par le concepteur, elles devront être optimales pour ces deux impédances afin de garantir une transmission de signal avec le moins de réflexion possible.

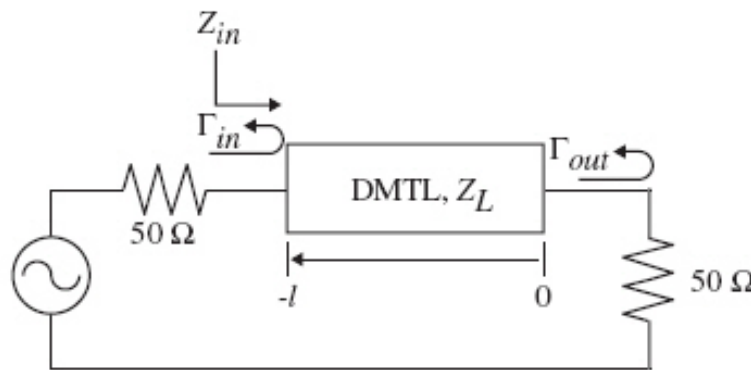


FIGURE 3.4 – DMTL placée dans un système 50 ohms [27]

L'impédance Z_{in} vue en entrée d'une DMTL placée entre une source et une charge toutes deux d'impédance 50Ω dépend de la distance l séparant le générateur et la charge à la fréquence de travail (Figure 3.4). Son expression est :

$$Z_{in} = Z_L \frac{1 + \Gamma_{out} e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma_{out} e^{-2j\beta l}} \quad (3.9)$$

En remplaçant dans l'équation précédente Γ_{out} par $\frac{50 - Z_L}{50 + Z_L}$, on obtient :

$$Z_{in} = Z_L \frac{50 + jZ_L \tan(\beta l)}{Z_L + j50 \tan(\beta l)} \quad (3.10)$$

Lorsque βl est un multiple impair de $\frac{\pi}{4}$, Z_{in} vaut alors 50Ω .

Lorsque $\beta l \rightarrow \frac{\pi}{2}$, Z_{in} peut alors s'écrire :

$$Z_{in} = \frac{Z_L^2}{50} \quad (3.11)$$

Dans ce cas, le coefficient de réflexion vu à l'entrée de la DMTL est donné par l'expression :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - 50}{Z_{in} + 50} \quad (3.12)$$

L'équation 3.12 implique que :

$$Z_{in} = 50 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad (3.13)$$

En injectant ce terme dans l'équation 3.11, on obtient ainsi l'expression des impédances de charge Z_L en fonction du coefficient de réflexion en entrée du système :

$$Z_L = 50 \sqrt{\frac{1 \pm \Gamma_{in}}{1 \mp \Gamma_{in}}} \quad (3.14)$$

La méthode de conception proposée par Hayden [27] et que nous allons suivre ici consiste à fixer, entre autres, les pertes en réflexion maximales que l'on souhaite obtenir pour le déphaseur final. Ces pertes maximales sont notées $|S_{11}|_{max}$ et exprimées en dB. Le coefficient de réflexion maximal en entrée s'écrira donc :

$$\Gamma_{in} = 10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}} \quad (3.15)$$

En introduisant ce terme dans l'expression de Z_L déterminée Equation 3.14, on obtient enfin l'expression des impédances optimales lorsque les ponts sont à l'état haut ou à l'état bas, notées

respectivement Z_u et Z_d , en fonction des pertes en réflexion maximales $|S_{11}|_{max}$ souhaitées (Equation 3.16). Par abus de langage, on parlera par la suite de $|S_{11}|_{max}$ comme étant le coefficient de réflexion maximal.

$$Z_L = 50 \sqrt{\frac{1 \pm 10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}{1 \mp 10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}} \quad (3.16)$$

Soit :

$$\begin{cases} Z_u = 50 \sqrt{\frac{1+10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}{1-10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}} \\ Z_d = 50 \sqrt{\frac{1-10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}{1+10^{\frac{|S_{11}|_{max}}{20}}}} \end{cases}$$

La Figure 3.5(a) représente ces impédances optimales en fonction du niveau de $|S_{11}|_{max}$ souhaité tandis que la Figure 3.5(b) montre ces impédances optimales tracées sur un abaque de Smith pour un coefficient de réflexion maximal de -16 dB dans le cas d'une ligne idéale. Z_u et Z_d valent dans ce cas respectivement 58,7 Ω et 42,6 Ω .

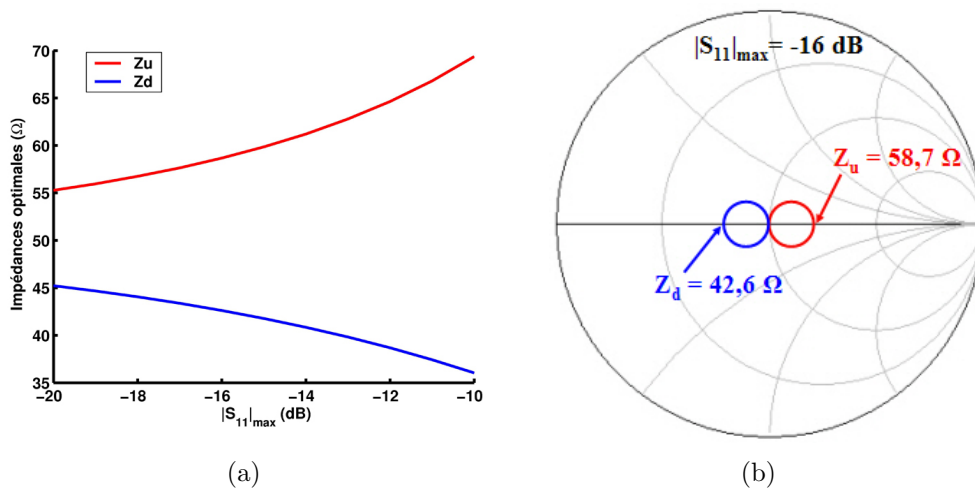


FIGURE 3.5 – (a) Impédances optimales lorsque les ponts sont aux états haut et bas en fonction du coefficient de réflexion maximal souhaité. (b) Impédances optimales pour un coefficient de réflexion maximal égal à - 16 dB

L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne non chargée, quant à elle, sera bien sûr plus élevée que l'impédance de la ligne chargée à l'état haut puisque la mise en place des ponts, même en position haute, diminue l'impédance de la ligne non chargée.

Par la suite, nous parlerons d'état haut lorsque les capacités commutées MEMS RF implémentées en parallèle sur la ligne coplanaire ne sont pas actionnées, et sont donc minimales. A l'état bas, les capacités seront actionnées et présenteront une valeur maximale.

3.2 Méthodologie de conception

Il existe un grand nombre de paramètres à prendre en compte dans la méthodologie de conception d'un déphaseur à base de DMTL. Ces facteurs peuvent parfois être interdépendants. Nous allons présenter ces différents paramètres, classés en paramètres d'entrée, définis par le concepteur, et en paramètres de sortie, calculés à partir des paramètres d'entrée. L'objectif est de trouver un compromis dans la conception afin d'atteindre le déphasage désiré en satisfaisant les critères technologiques (dimensionnement, contraste capacitif, ...) pour un niveau de pertes minimal. Nous déterminerons l'expression de chacun de ces paramètres, et discuterons de la dépendance des paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée.

3.2.1 Les paramètres d'entrée

Les paramètres d'entrée sont :

- la permittivité effective du substrat : ε_{eff}
- l'impédance caractéristique de la ligne non chargée : Z_0
- le coefficient de réflexion maximal désiré : $|S_{11}|_{max}$
- la fréquence de Bragg : f_B

Nous travaillerons ici sur ligne coplanaire. Pour un déphaseur dont le retard de l'onde doit être de ϕ lorsque les capacités MEMS RF sont actionnées, la permittivité du substrat jouera un rôle sur les pertes finales. En effet, le déphasage par unité de longueur dans le cas de substrats à faible permittivité est moins important, conduisant à une longueur de ligne plus grande que pour les substrats à forte permittivité. Cependant, pour atteindre un déphasage ϕ donné, l'impédance caractéristique de la ligne devra être plus faible pour des substrats à forte permittivité, ce qui conduit à une largeur du conducteur central plus faible, entraînant ainsi des pertes métalliques plus importantes. Hayden a montré qu'il était préférable d'utiliser des substrats à faible permittivité afin de limiter les pertes totales [27]. En première approximation, l'expression de la permittivité effective pour une ligne coplanaire est donnée en fonction de la permittivité relative du substrat utilisé par l'équation 3.17, en considérant que le champ électromagnétique est équiréparti entre l'air au-dessus des métallisations et le substrat [27] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (3.17)$$

L'impédance caractéristique de la ligne est généralement prise autour de 80-100 Ω . Nous en discuterons brièvement dans la partie 3.2.3.

Le coefficient de réflexion maximal est choisi par le concepteur. Il est généralement pris autour de -15 dB. Un niveau de réflexion plus satisfaisant entraînerait un contraste capacitif moins important, et donc difficile à réaliser, ainsi qu'un déphasage par cellule élémentaire faible, entraînant un nombre de cellules importantes à cascader.

La fréquence de Bragg est également définie par l'utilisateur. Néanmoins, le concepteur devra choisir une valeur environ égale à 2 ou 3 fois la fréquence d'utilisation du déphaseur afin de satisfaire notamment les contraintes de dimensionnement du circuit final.

3.2.2 Les paramètres de sortie

Les paramètres de sortie sont :

- la taille d'une cellule élémentaire : s
- les impédances de la ligne aux états haut et bas : Z_u et Z_d
- les valeurs des capacités nécessaires aux états haut et bas : C_u et C_d
- le contraste capacitif : $C_r = \frac{C_u}{C_d}$
- le déphasage par cellule : $\Delta\phi$
- le nombre de cellules élémentaires nécessaire pour réaliser le déphasage total désiré : n
- la longueur totale du déphaseur : L

Nous allons discuter de la dépendance de ces paramètres en fonction des trois paramètres d'entrée suivants : Z_0 , $|S_{11}|_{max}$ et f_B . Nous considérerons un substrat donné et ne tiendrons donc pas compte des éventuelles dépendances en ε_{eff} .

La taille de la cellule élémentaire s

La taille d'une cellule élémentaire s , correspondant à la distance séparant deux capacités (ou deux groupes de capacités) MEMS RF, est déterminée à partir de l'expression de la fréquence de Bragg, donnée par l'équation 3.8, et en remplaçant les valeurs de L_t et C_t par leurs expressions données par les équations 3.5 et 3.6. On trouve :

$$s = \frac{Z_d c}{\pi f_B Z_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.18)$$

La taille d'une cellule élémentaire est fonction des trois paramètres d'entrées.

Impédances de charge et valeurs des capacités MEMS RF

Les expressions des impédances de la DMTL aux états hauts et bas Z_u et Z_d ont été données dans la partie 3.1.3 par l'équation 3.16. Elle dépendent uniquement du coefficient de réflexion maximal désiré par le concepteur $|S_{11}|_{max}$.

Cependant, les valeurs des capacités C_u et C_d dépendent, quant à elles, des trois paramètres d'entrée précédemment cités. Elles sont déterminées à l'aide de l'équation 3.3 en remplaçant les valeurs de s , L_t et C_t par les expressions données précédemment. On obtient alors :

$$C_u = \frac{(Z_0^2 - Z_u^2)Z_d}{Z_0^2 Z_u^2 \pi f_B} \quad (3.19)$$

$$C_d = \frac{(Z_0^2 - Z_d^2)}{Z_0^2 Z_d \pi f_B} \quad (3.20)$$

Contraste capacitif

Le contraste capacitif du composant MEMS RF, noté C_r pour "ratio", est le rapport entre la valeur de la capacité à l'état bas et la valeur de la capacité à l'état haut. Il vaut donc :

$$C_r = \frac{C_d}{C_u} = \frac{Z_u^2}{Z_d^2} \left(\frac{Z_0^2 - Z_d^2}{Z_0^2 - Z_u^2} \right) \quad (3.21)$$

Bien que C_u et C_d soient fonction des trois paramètres d'entrée, le contraste capacitif C_r dépend uniquement de Z_0 et $|S_{11}|_{max}$. La fréquence de Bragg a une influence sur les valeurs de C_u et C_d , mais elle ne modifiera pas le rapport entre ces deux valeurs puisqu'elles sont toutes deux inversement proportionnelles à f_B .

Déphasage élémentaire et nombre de cellules élémentaires

A partir des valeurs de l'impédance caractéristique de la ligne, des impédances de la lignes lorsque les ponts sont aux états haut et bas, de la permittivité effective du substrat et de la distance inter-ponts (ou entre deux groupes de ponts), on peut déterminer le déphasage d'une cellule élémentaire à la fréquence d'utilisation f . Ce déphasage, en degrés, est donné par :

$$\Delta\phi = \frac{360sfZ_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \left(\frac{1}{Z_u} - \frac{1}{Z_d} \right) \quad (3.22)$$

Le déphasage élémentaire $\Delta\phi$, ainsi que le nombre de cellules élémentaires nécessaires au déphasage souhaité, ne dépendent pas de l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 (car s est inversement proportionnel à Z_0). Le nombre n de cellules à disposer en cascade afin de réaliser le déphasage désiré ϕ sera proportionnel au déphasage élémentaire $\Delta\phi$, soit $\phi = n.\Delta\phi$.

Longueur totale du déphaseur

Parmi les paramètres d'entrée, seule la fréquence de Bragg n'a pas d'influence sur la longueur totale L du déphaseur. Cette longueur est égale au nombre de cellules élémentaires n multiplié par la taille d'une cellule élémentaire s .

Résumé

L'influence des paramètres d'entrée sur les paramètres de sortie est résumée dans la table 3.1.

TABLE 3.1 – Influence des paramètres d'entrée sur les paramètres de sortie pour la conception d'un déphaseur à base de DMTL

Paramètres de sortie	Dépendant de	Indépendant de
s	$Z_0, S_{11} _{max}, f_B$	–
Z_u, Z_d	$ S_{11} _{max}$	Z_0, f_B
C_u, C_d	$Z_0, S_{11} _{max}, f_B$	–
C_r	$Z_0, S_{11} _{max}$	f_B
$\Delta\phi$	$ S_{11} _{max}, f_B$	Z_0
n	$ S_{11} _{max}, f_B$	Z_0
L	$Z_0, S_{11} _{max}$	f_B

3.2.3 Conception d'un déphaseur

Nous souhaitons réaliser un déphaseur opérant à 20 GHz et réalisant un déphasage de 180°. Nous décidons de travailler sur un substrat de silice fondue de permittivité relative égale à 3,78. La permittivité effective, donnée par l'équation 3.17, vaut 2,39.

Dans un premier temps, nous choisissons arbitrairement une valeur pour l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne non chargée. Cette impédance est parfois optimisée par la suite pour obtenir le minimum de pertes par degré. Cependant, dans le cas d'un substrat de silice fondue,

elle ne modifie que très peu les pertes lorsqu'elle est choisie entre 80 et 100 Ω , comme l'a montré Hayden [27]. Choisissons $Z_0 = 100 \Omega$.

Nous devons également choisir la fréquence de Bragg du dispositif. C'est principalement cette fréquence qui déterminera la taille de la cellule élémentaire s . La fréquence de Bragg f_B est généralement choisie entre 2 et 3 fois la fréquence de travail afin de limiter les ondulations dans les paramètres de transmission. Notre fréquence de travail étant de 20 GHz, nous choisirons f_B égale à 60 GHz. Nous allons par la suite montrer l'influence de la fréquence de Bragg sur les paramètres S.

Enfin, le dernier paramètre d'entrée choisi par le concepteur est le coefficient de réflexion maximal $|S_{11}|_{max}$. Nous souhaitons qu'il soit inférieur à -15 dB.

Le cahier des charges étant établi, nous calculons maintenant les paramètres de sortie à l'aide des équations données dans la partie précédente. Nous obtenons finalement le tableau 3.2, où n et L sont le nombre de cellules élémentaires et la longueur totale du déphaseur 180 degrés.

TABLE 3.2 – Exemple de paramètres de sortie calculés pour la conception d'un déphaseur opérant à 20 GHz

Entrées		Sorties	
$\varepsilon_r/\varepsilon_{eff}$	3,78/2,39	s	430 μm
Z_0	100 Ω	Z_u/Z_d	39,7/104,8 Ω
W/G	62/80 μm	C_u/C_d	126/40,7 fF
f_B	60 GHz	C_r	3,1
$ S_{11} _{max}$	-15 dB	$\Delta\phi$	15 degrés
		n	15,6
		L	> 6 880 μm

Influence de la fréquence de Bragg

Nous avons vu que la fréquence de Bragg f_B détermine la taille s de la cellule élémentaire pour une impédance caractéristique de la ligne non chargée et un niveau de pertes maximal donnés. Nous allons maintenant montrer les effets de cette fréquence lorsqu'elle n'est pas choisie judicieusement.

Reprenons les mêmes paramètres d'entrée que précédemment, pour 3 fréquences de Bragg différentes : 30 GHz, 60 GHz et 100 GHz. La fréquence de travail est toujours de 20 GHz. Calculons maintenant les paramètres de sortie dépendant de f_B pour ces 3 fréquences, à savoir s , C_u , C_d , n et $\Delta\phi$. Nous obtenons les résultats présentés dans le tableau 3.3.

Afin d'étudier l'influence de la fréquence de Bragg sur les paramètres S de ces trois déphaseurs

TABLE 3.3 – Influence de la fréquence de Bragg sur les paramètres de sortie

f_B (GHz)	s (μm)	C_u/C_u (fF)	n	$\Delta\phi$ (degrés)
30	1010	62,4/193	7,8	23
60	506	31,2/96,3	15,6	11,5
100	303	18,7/57,8	26	6,9

180 degrés, nous allons réaliser une cellule élémentaire avec le logiciel de simulations électriques ADS circuit d'Agilent Technologies [92], pour chacun de ces déphaseurs et cascader :

- 8 de ces cellules dans le cas où la fréquence de Bragg a été choisie égale à 30 GHz,
- 16 de ces cellules dans le cas où la fréquence de Bragg a été choisie égale à 60 GHz,
- 26 de ces cellules dans le cas où la fréquence de Bragg a été choisie égale à 100 GHz.

Nous rappelons que la longueur totale de chacun de ces trois déphaseurs est identique puisque la taille de la cellule élémentaire varie de façon inversement proportionnelle à la fréquence de Bragg.

La Figure 3.6 donne l'exemple de la cellule élémentaire du déphaseur dont la fréquence de Bragg est de 30 GHz lorsque le pont MEMS est à l'état haut (capacité minimale), ainsi que la mise en cascade de 8 cellules.

La Figure 3.7 présente l'évolution sur une large bande de fréquence [0–110] GHz des coefficients de réflexion obtenus lorsque les capacités sont aux états haut et bas pour chacun des trois déphaseurs.

Lorsque la capacité MEMS RF est minimale, le coefficient de réflexion va diminuer jusqu'à un minimum atteint à la fréquence de Bragg. A partir de là, il va ensuite augmenter rapidement jusqu'à atteindre un niveau maximal. La transmission du signal n'est alors plus assurée. (Le même phénomène se produit hors-échelle pour une fréquence de Bragg égale à 100 GHz). Lorsque les capacités commutées MEMS RF sont à l'état bas, le coefficient de réflexion devient maximal pratiquement dès la fréquence de Bragg, sans passer par un minimum.

Si l'on réduit l'échelle fréquentielle à la plage [0–30] GHz, comme le présente la Figure 3.8, nous pouvons remarquer qu'une fréquence de Bragg importante augmente le niveau maximal du coefficient de réflexion à la fréquence de travail. Pour une fréquence de Bragg de 30 GHz, le coefficient de réflexion lorsque les ponts sont à l'état bas atteint -9,3 dB au lieu des -15 dB désirés. A l'état haut, ce coefficient de réflexion vaut -19,7 dB. Une fréquence de Bragg égale à 1,5 fois la fréquence de travail n'est donc pas suffisante pour garantir le niveau maximal de pertes en réflexion désiré dans les deux états. Pour une fréquence de Bragg de 100 GHz (5 fois supérieure à la fréquence de travail), les coefficients de réflexion aux états haut et bas sont respectivement de -17 dB et -16,1 dB, respectant ainsi le niveau maximal souhaité. Nous verrons toutefois par la suite qu'il ne faut pas choisir une fréquence de Bragg trop élevée.

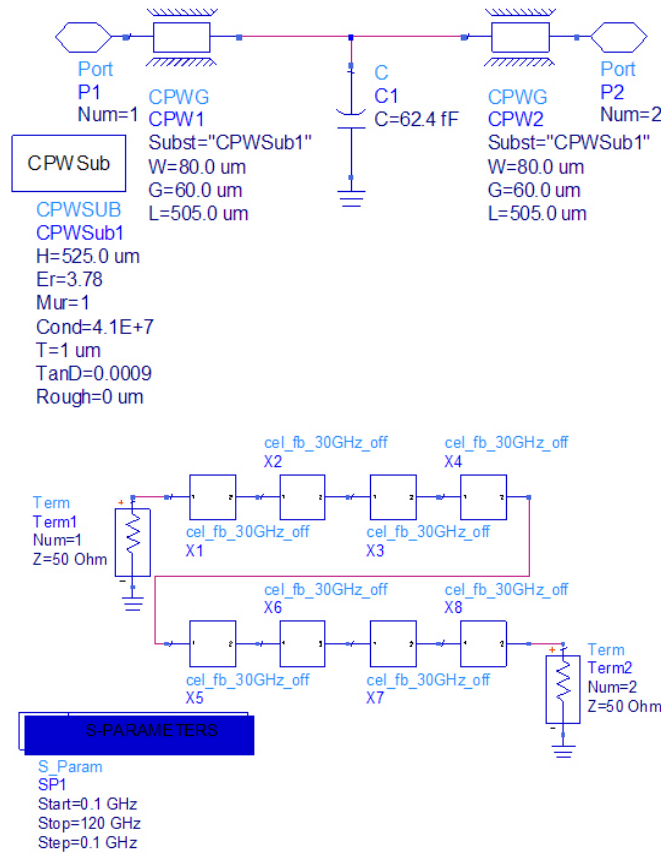


FIGURE 3.6 – Schéma d’une cellule élémentaire en éléments localisés et mise en cascade de 8 cellules

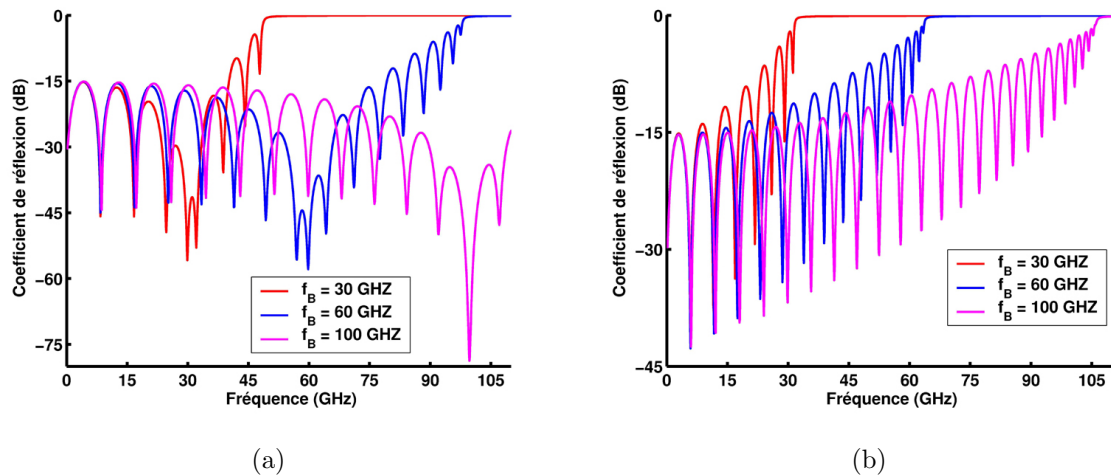


FIGURE 3.7 – Coefficients de réflexion simulés pour trois fréquences de Bragg différentes lorsque les ponts MEMS RF sont (a) à l’état haut et (b) à l’état bas

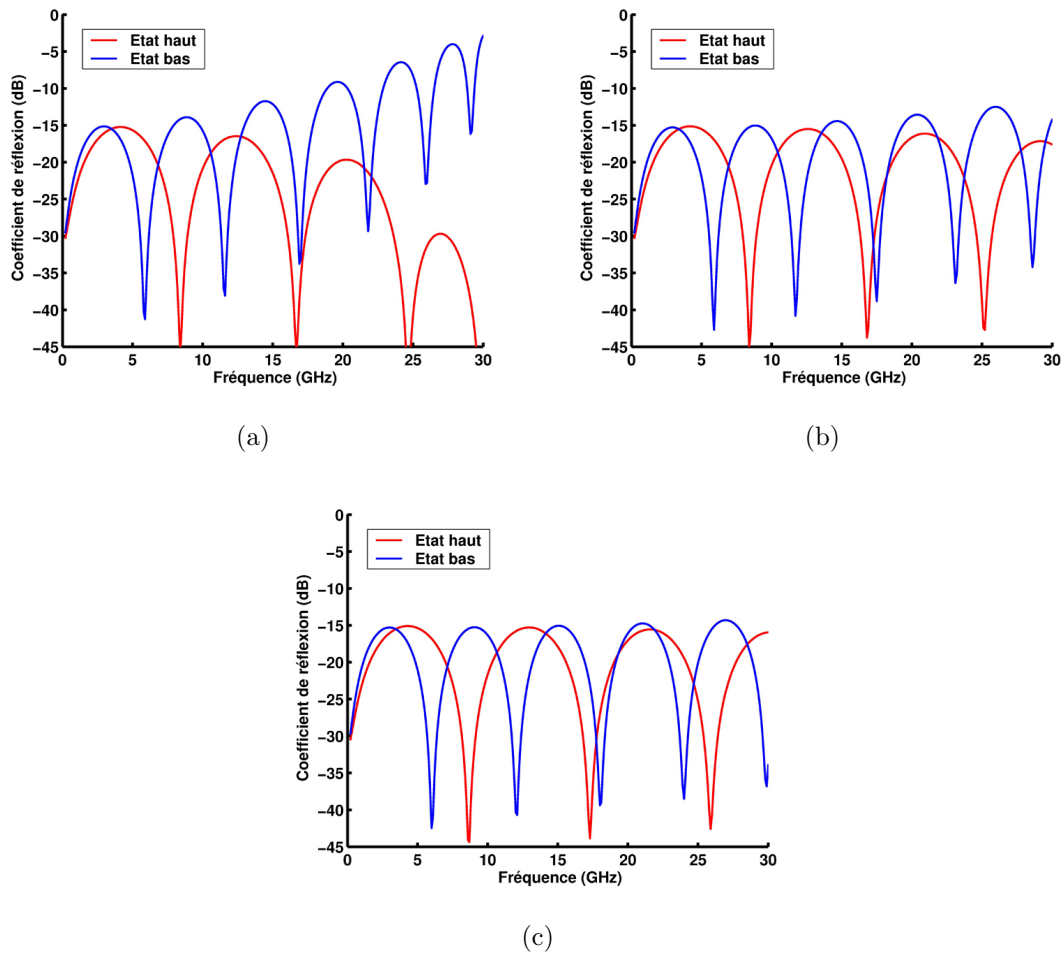


FIGURE 3.8 – Coefficients de réflexion simulés lorsque les ponts MEMS RF sont aux états haut et bas pour une fréquence de Bragg de (a) 30 GHz, (b) 60 GHz et (c) 100 GHz

En ce qui concerne les pertes d'insertion, la fréquence de Bragg va clairement déterminer le zéro de transmission à l'état bas, comme nous pouvons le voir sur la Figure 3.9. A l'état haut (non représenté ici), nous obtiendrions la même allure avec un zéro de transmission obtenu pour une fréquence légèrement supérieure.

L'amplitude des ondulations va croître en fonction de la fréquence avant d'atteindre le zéro de transmission. Pour une même fréquence de Bragg, une ondulation importante sera atteinte plus rapidement lorsque les capacités MEMS RF sont actionnées que lorsque les ponts sont à l'état haut (Figure 3.10). De plus, l'ondulation sera plus importante pour une fréquence de Bragg faible, comme nous pouvons nous y attendre d'après les résultats obtenus sur les coefficients de réflexion. Les pertes d'insertion sont représentées lorsque les ponts sont aux états haut et bas pour les trois fréquences de Bragg choisies sur la Figure 3.11.

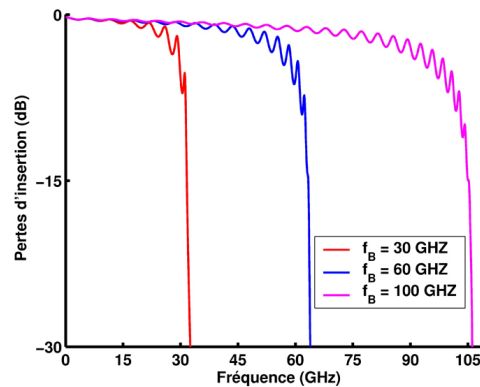


FIGURE 3.9 – Pertes d'insertion pour trois fréquences de Bragg différentes

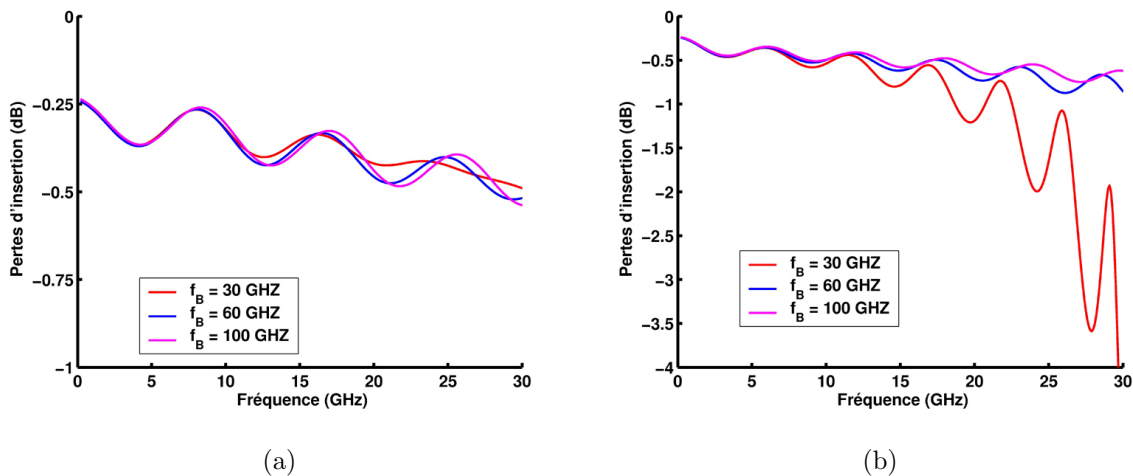


FIGURE 3.10 – Pertes d'insertion simulées pour trois fréquences de Bragg différentes (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

Nous avons mis en évidence dans cette partie l'importance du choix de la fréquence de Bragg sur le coefficient de réflexion maximal et le niveau de pertes souhaités pour le déphaseur final. Comme les équations servant à déterminer les paramètres de sortie en fonction des paramètres d'entrée ne sont valides que pour des fréquences de travail très inférieures à la fréquence de Bragg, on devra choisir une fréquence de Bragg élevée afin de garantir au mieux le coefficient de réflexion désiré. Les déphaseurs sont aujourd'hui conçus avec une fréquence de Bragg choisie par l'utilisateur autour de 2,3 à 3 fois la fréquence d'utilisation. La question est de savoir pourquoi il ne vaut mieux pas choisir une fréquence de Bragg trop élevée. En fait, lorsque la fréquence de Bragg sera élevée, la taille de la cellule élémentaire sera faible, et par conséquent plus difficile à réaliser si l'on veut implémenter les poutres MEMS RF sans modification importante de l'impédance localement. De plus, il est difficile de réaliser une capacité de faible valeur avec une bonne précision technologique.

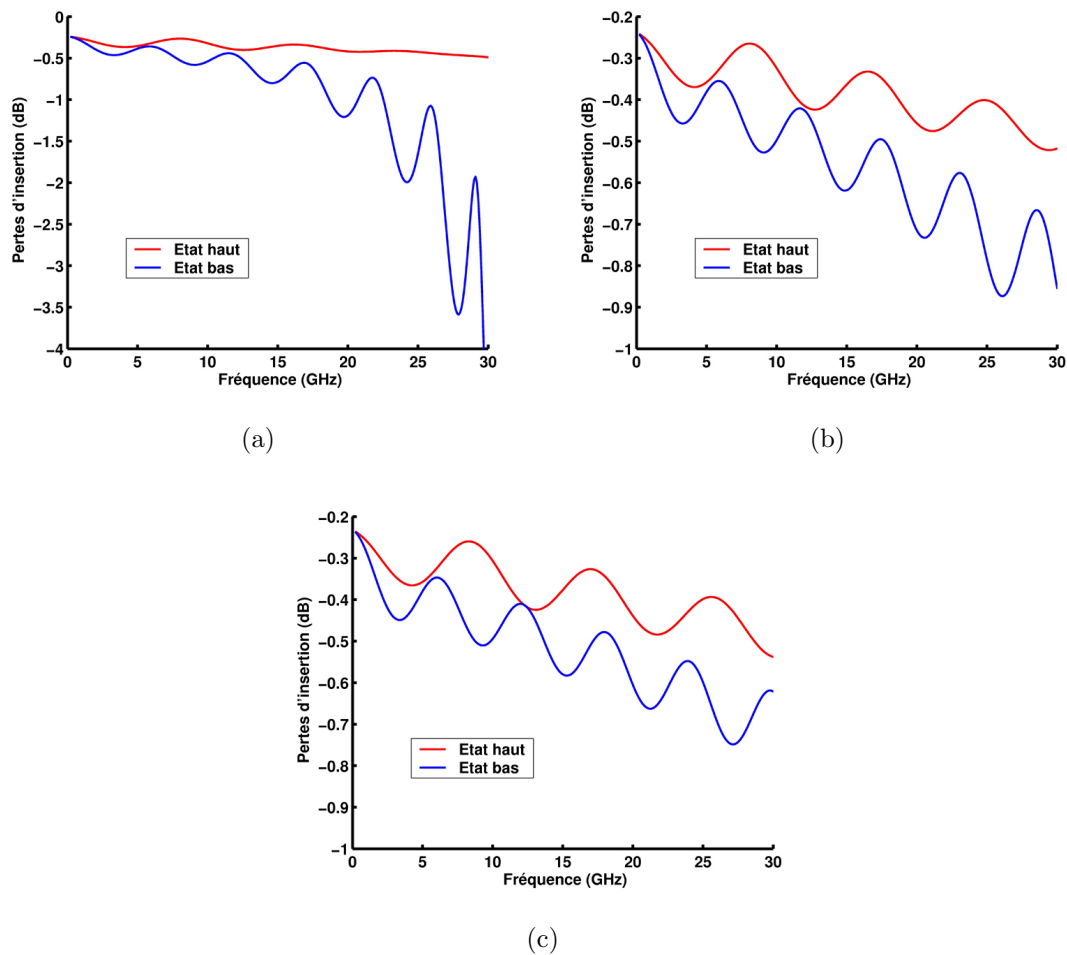


FIGURE 3.11 – Pertes d’insertion simulées lorsque les ponts MEMS RF sont aux états haut et bas pour une fréquence de Bragg de (a) 30 GHz, (b) 60 GHz et (c) 100 GHz

3.3 Le déphaseur étudié

3.3.1 Présentation de la cellule élémentaire

Nous souhaitons concevoir un déphaseur à base de lignes distribuées dont la fréquence d’utilisation est de 20 GHz. Nous allons présenter dans un premier temps l’implémentation de capacités commutées miniatures MEMS RF afin de réaliser une cellule élémentaire. Nous avons choisi arbitrairement une impédance caractéristique de 85Ω pour la ligne coplanaire non chargée et une fréquence de Bragg de seulement 46 GHz afin de satisfaire aux contraintes de dimensionnement et de valeurs de capacités réalisables avec des poutres miniatures MEMS RF. Cette cellule devra réaliser un déphasage de 15 degrés. La mise en cascade de 6 de ces cellules permettra donc de réaliser un déphasage de 90 degrés. 12 seront nécessaires pour déphaser le signal appliqué de 180 degrés.

Nous travaillons sur un substrat de silice fondue de $525 \mu m$ d'épaisseur et de permittivité relative $\epsilon_r = 3,78$. Sa tangente de pertes vaut $0,0009$ à 20 GHz .

A l'aide du module Linecalc présent dans le logiciel de simulation électrique ADS, nous déterminons, à partir de l'impédance caractéristique de la ligne non chargée Z_0 et des données du substrat, la largeur W de la ligne de transmission ainsi que la distance G qui la sépare des plans de masse. Nous obtenons $W=80 \mu m$ et $G=60 \mu m$. La longueur de la cellule élémentaire obtenue est de $660 \mu m$.

Compte tenu de la dimensions de nos poutres, il est difficile de relier les plans de masse en passant par dessus la ligne de transmission, comme la plupart des déphaseurs de l'état de l'art, à moins de réduire localement la largeur de la ligne, comme le montre la Figure 3.12(a). Cependant, d'une part cette désadaptation d'impédance locale peut être contraignante, d'autre part, au niveau technologique et fabrication, la ligne d'actionnement passant sous le pont serait étroite, ce qui pourrait entraîner des pertes importantes comme le motif est répété autant de fois que le nombre de cellules élémentaires (de plus, une gravure trop importante ou un coupure de la ligne ne permettrait plus au signal de passer). Une autre solution est d'implémenter les capacités MEMS RF en série sur la ligne de transmission, comme le montre la Figure 3.12(b). Dans ce cas, la transmission du signal se fait uniquement par les poutres et la zone d'implémentation de celles-ci subit un changement local d'impédance pouvant conduire à des pertes plus importantes.

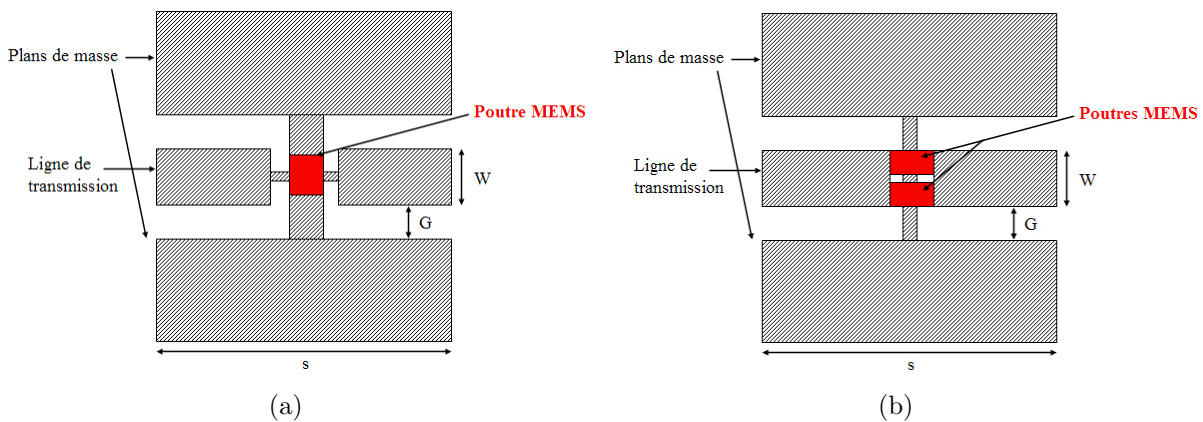


FIGURE 3.12 – Implémentation possible des ponts MEMS RF (a) en parallèle et (b) en série pour la conception d'une cellule élémentaire

Une autre implémentation a donc été retenue. Ce dessin utilise deux capacités commutées MEMS RF par cellule élémentaire, intégrées symétriquement par rapport à la ligne de transmission, et ne modifiant localement que très peu l'impédance de la ligne. Il est présenté Figure 3.13. Cette implémentation permet de conserver la largeur de ligne totale là où sont implémentés les ponts, ce

qui permet de limiter les pertes ohmiques. Chacune des poutres est ancrée sur deux doigts du plan de masse. L'abaissement de ces ponts sur des doigts de contacts de la ligne centrale recouverts d'un film diélectrique permet de réaliser le contact capacitif.

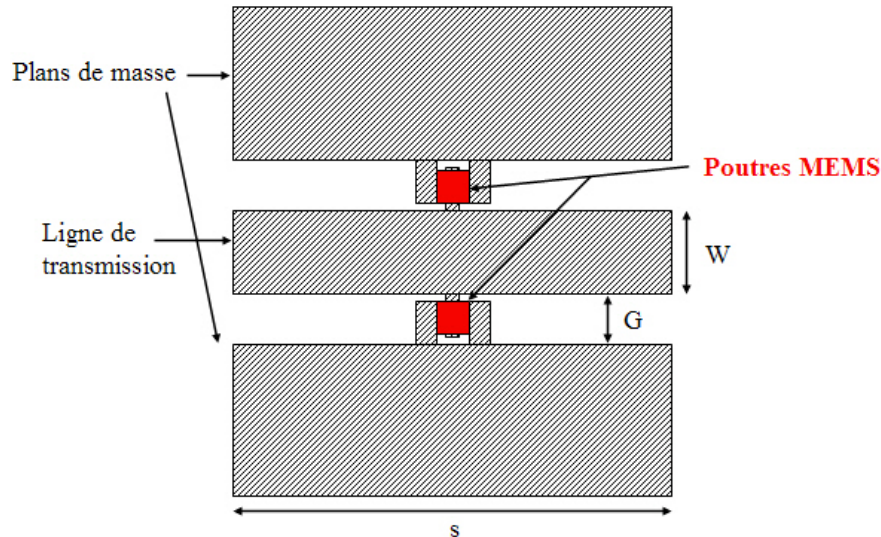


FIGURE 3.13 – Implémentation retenue des ponts MEMS RF pour la conception d'une cellule élémentaire

Nous allons maintenant réaliser des simulations électriques en éléments localisés pour prédimensionner la structure, puis les comparer aux simulations électromagnétiques que nous réaliserons avec le logiciel 2,5D Momentum.

3.3.2 Conception en éléments localisés

La cellule élémentaire, de longueur totale $s = 660 \mu m$, est modélisée avec ADS circuit en éléments localisés par deux tronçons de ligne de longueur $\frac{s}{2}$. Entre ces deux tronçons, deux capacités représentent les ponts MEMS RF qui relient la ligne de transmission aux plans de masse (Figure 3.14). Les valeurs des capacités calculées lorsque les ponts sont à l'état haut et bas pour une cellule élémentaire sont respectivement de $40,7 fF$ et $126 fF$, soit un contraste capacitif de 3,1. Comme deux capacités MEMS RF sont implémentées par cellule élémentaire, la valeur d'une capacité est deux fois moindre. L'étude est réalisée sur la plage fréquentielle $[0-30]$ GHz. La mise en cascade de 6 cellules doit générer un déphasage de 90 degrés à 20 GHz tandis que 12 cellules sont théoriquement requises pour un déphasage de 180 degrés.

Les coefficients de réflexion sont présentés sur la Figure 3.15 pour les deux déphaseurs lorsque les ponts sont aux états haut et bas. Comme la fréquence de Bragg ne vaut que 46 GHz, le coefficient de réflexion à l'état bas va atteindre des valeurs légèrement supérieures aux -15 dB

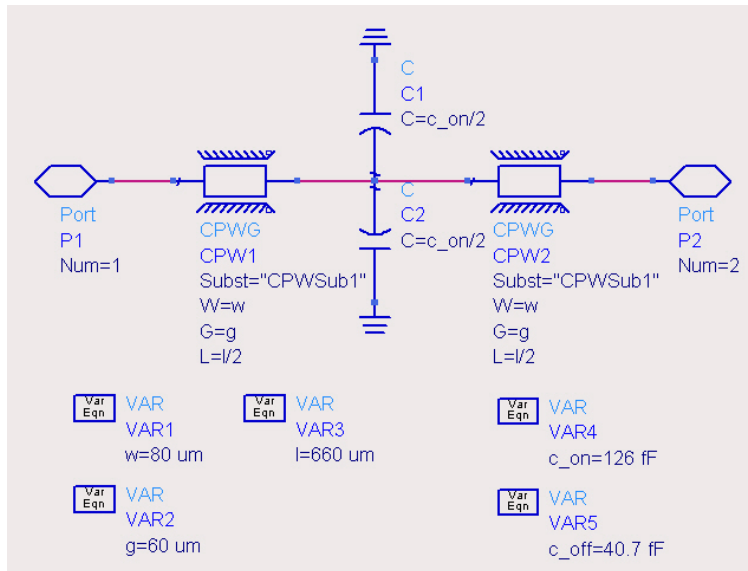


FIGURE 3.14 – Modèle en éléments localisés de la cellule élémentaire

souhaités, mais tout de même acceptables. A l'état bas, le coefficient de réflexion simulé vaut -14,2 dB pour le déphaseur composé de 6 cellules, et - 13,1 dB pour celui composé de 12 cellules.

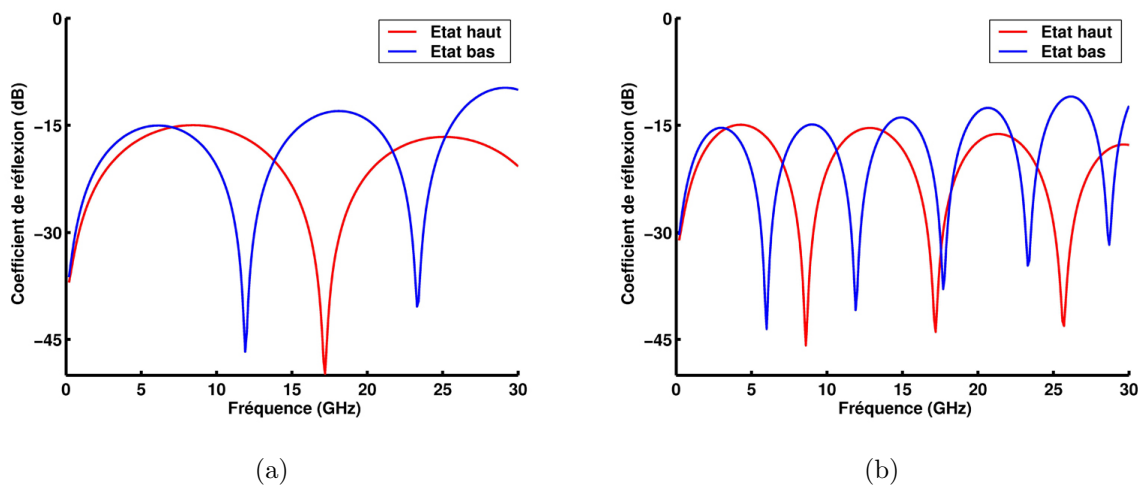


FIGURE 3.15 – Coefficient de réflexion simulés en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires

Les pertes d'insertion sont présentées sur la Figure 3.16 pour les deux déphaseurs aux états haut et bas. Pour un déphaseur 180 degrés, 0,8 dB de pertes uniquement sont obtenues. Moins de 0,5 dB de pertes sont prévues pour le déphaseur 6 cellules.

Enfin, la Figure 3.17 présente les déphasages aux états haut et bas pour ces deux déphaseurs. La simulation en éléments localisés prévoit un déphasage de 95,2 degrés pour le premier déphaseur,

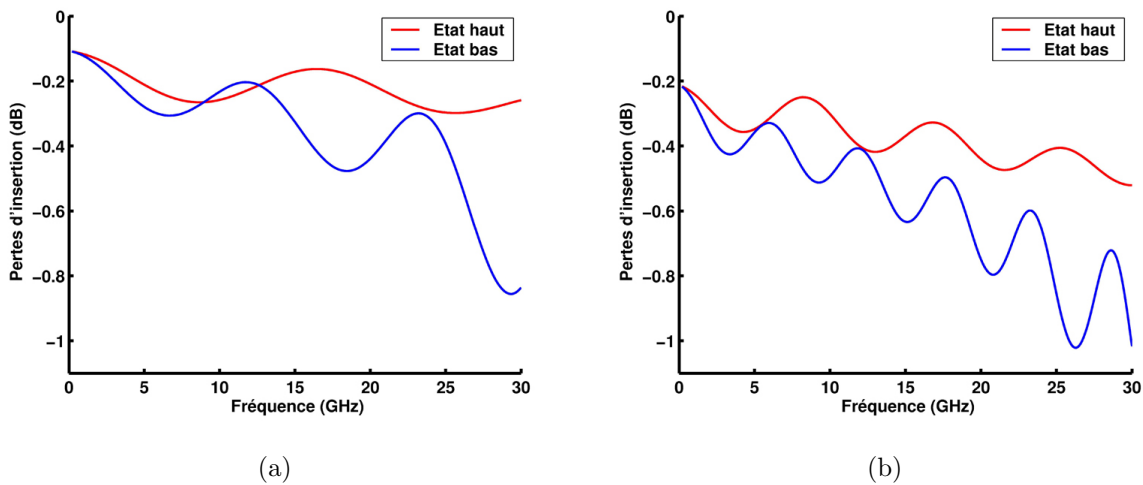


FIGURE 3.16 – Pertes d'insertion simulées en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires

alors que 192,7 degrés de déphasage sont attendus pour le déphaseur 180 degrés.

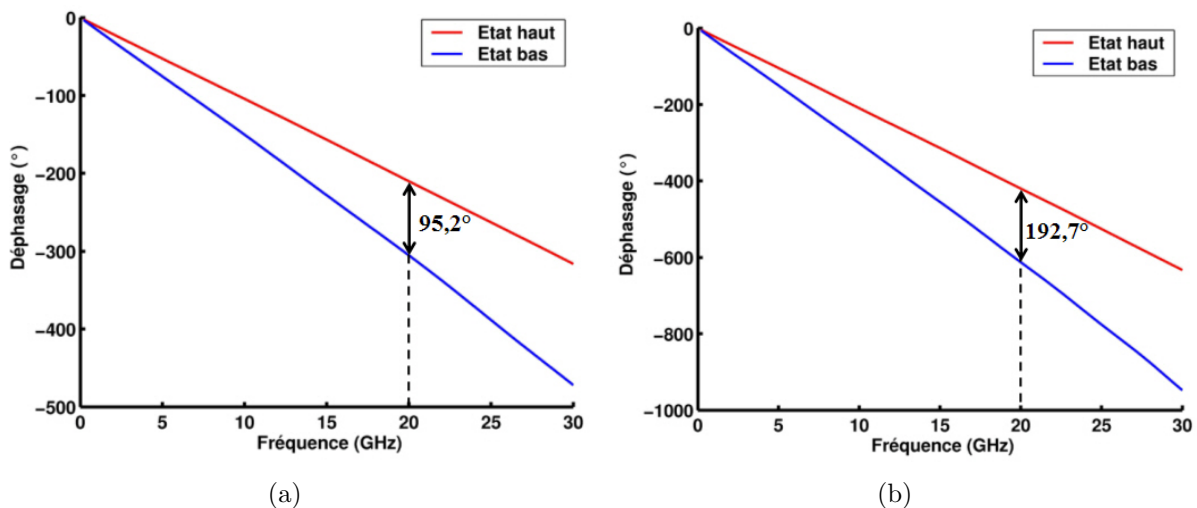


FIGURE 3.17 – Déphasage simulé en éléments localisés pour les déphaseurs composés de (a) 6 cellules élémentaires et (b) 12 cellules élémentaires

Nous allons réaliser dans la partie suivante des simulations électromagnétiques afin de vérifier ce comportement et ajuster si nécessaire.

3.3.3 Simulation électromagnétique

A l'aide de Momentum, nous réalisons un dessin de la cellule élémentaire qui suit celui présenté dans la partie précédente sur la Figure 3.13.

Nous allons réaliser la simulation de la cellule élémentaire, et regarder directement les paramètres S simulés à partir de la mise en cascade de ces résultats. Au préalable, nous réaliserons également la modélisation de "tapers" 50Ω , c'est-à-dire d'accès 50Ω en entrée et en sortie où les pointes permettant les mesures seront posées lors des futurs tests.

La mise en cascade est réalisée à l'aide de modules "*Data Items*" du logiciel ADS circuit. Dans chacune de ces boîtes (6 pour le déphaseur 90 degrés, 12 pour le déphaseur 180 degrés), nous allons entrer un fichier de données généré par Momentum et contenant les paramètres S simulés électromagnétiquement. Le logiciel ADS circuit va réaliser les calculs de mise en cascade des paramètres S afin de déterminer le comportement du déphaseur étudié. Une boîte en entrée et une boîte en sortie contenant le fichier de simulation Momentum des "tapers" permettra de prendre en compte leurs effets. L'intérêt de cette méthode est de diminuer nettement les temps de calculs par rapport à une simulation électromagnétique globale. La précision est assurée par le fait qu'il n'existe pas de discontinuité importante entre les cellules élémentaires.

La phase d'optimisation va consister ici à faire correspondre les résultats de la simulation Momentum afin d'obtenir le même comportement que les résultats obtenus préalablement par ADS circuit, en modifiant les paramètres géométriques de la ligne coplanaire, notamment au niveau où sont implémentés les ponts MEMS, voire même modifier certains paramètres comme la largeur du pont, ou bien la distance à laquelle il doit être suspendu afin d'obtenir les valeurs de capacités espérées et de réaliser le déphasage désiré.

Les dimensions de la cellule optimisée sont présentées sur la Figure 3.18, notamment les dimensions de la zone où est implémenté le pont MEMS.

Nous arrivons à obtenir une très bonne concordance entre les simulations en éléments localisés et les simulations électromagnétiques avec les dimensions proposées, que ce soit au niveau du coefficient de réflexion ou du déphasage total (Figures 3.19 et 3.20), pour une hauteur initiale de $0,46 \mu m$ (état haut). Comme il est impossible de modéliser rigoureusement le comportement mécanique sous le logiciel 2.5 D Momentum, un gap d'air calculé à partir de celui obtenu à l'état haut est choisi afin de modéliser le contact capacitif de la poutre mobile lorsque celle-ci est actionnée. Le contraste capacitif calculé d'après les équations de conception du déphaseur était de 3,1. En simulation électromagnétique, on obtient un bon accord entre les simulations "circuit" et les simulations électromagnétiques pour un gap de $0,135 \mu m$, soit un contraste capacitif de 3,4, légèrement supérieur à celui calculé. En pratique, nous nous apercevons que le gap d'air calculé par Momentum ne correspond pas aux valeurs de capacités désirées, et il faudra suspendre le pont à $1 \mu m$ de hauteur au-dessus d'une couche de $400 nm$ de diélectrique afin d'obtenir les

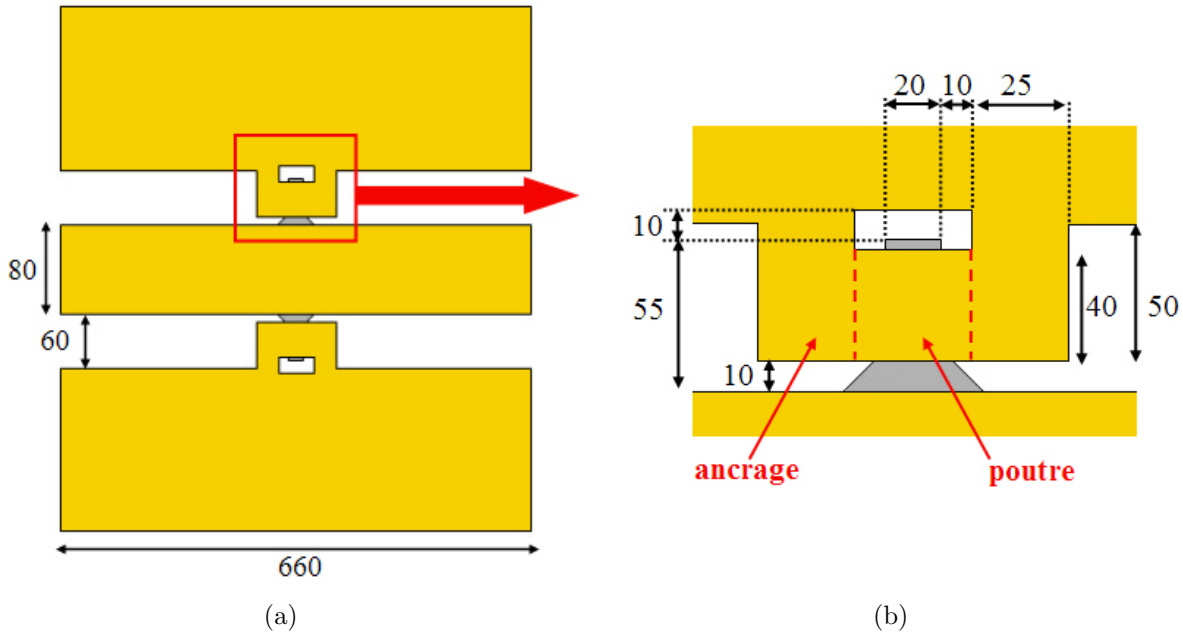


FIGURE 3.18 – (a) Dimensions de la cellule élémentaire et (b) zoom sur la zone d'implémentation du pont, en micromètres

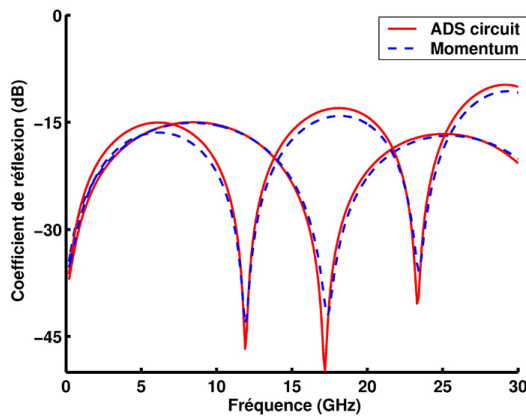
valeurs de capacités calculées analytiquement, aux états haut et bas. Cette différence peut être due à la forme mécanique de la poutre en fabrication car la couche de métal qui la constitue est déposée sur une couche sacrificielle, elle-même déposée sur une couche diélectrique locale, ce qui peut déformer légèrement la poutre si l'alignement n'est pas parfait. De plus, il peut exister un stress qui va également déformer la poutre mécanique, conduisant à une valeur de capacité plus grande que celle calculée.

Le déphasage simulé par Momentum correspond assez bien à celui obtenu par ADS circuit pour les deux déphaseurs, à savoir 89,3 et 181,6 degrés pour les déphaseurs composés respectivement de 6 et 12 cellules, soit une erreur de 5,9 et 11,1 degrés à 20 GHz entre les deux logiciels. Les résultats des déphasages simulés aux états haut et bas sont présentés dans la table 3.4 pour une fréquence de 20 GHz. Le déphasage obtenu par Momentum est très légèrement supérieur de plusieurs degrés par rapport à celui obtenu par les simulations électriques. Cette différence peut en partie s'expliquer par le fait que la faible longueur des "tapers" n'a pas été prise en compte dans le modèle électrique.

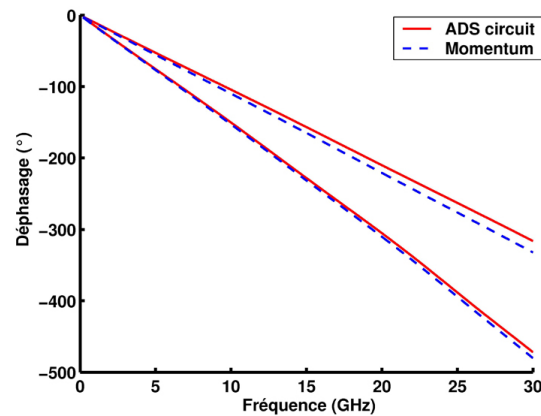
Les pertes d'insertion obtenues par simulations électromagnétiques sont quant à elles supérieures à celles observées par simulations électriques, comme le montrent respectivement les Figures 3.21 et 3.22 pour les déphaseurs 90 et 180 degrés, avec par exemple 0,4 dB de pertes

TABLE 3.4 – Déphasages simulés sous ADS circuit et Momentum

	Etat haut 6 cel.	Etat bas 6 cel.	Etat haut 12 cel.	Etat bas 12 cel.
Momentum	220,9	310,2	432,5	614,2
ADS	210,1	305,3	419,9	612,6
Erreur Mom/ADS	4,9 %	1,6 %	2,9 %	0,26 %

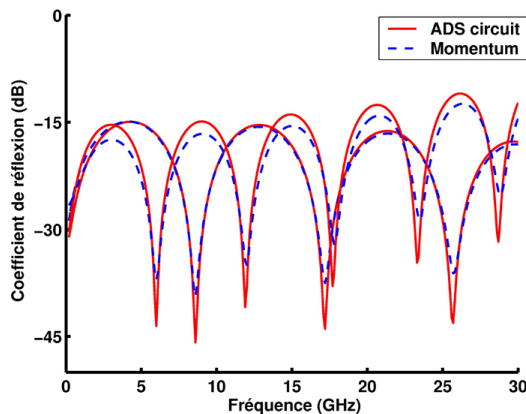


(a)

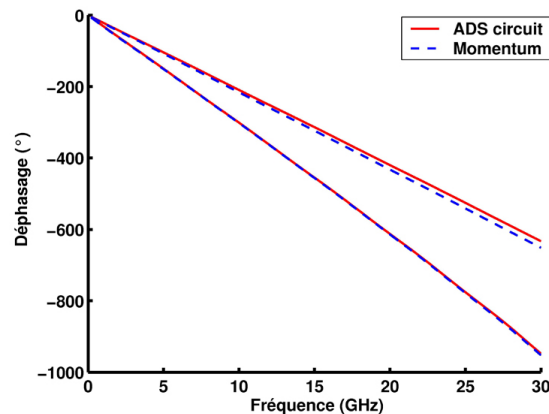


(b)

FIGURE 3.19 – Comparaison (a) du coefficient de réflexion et (b) du déphasage simulés en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 6 cellules élémentaires



(a)



(b)

FIGURE 3.20 – Comparaison (a) du coefficient de réflexion et (b) du déphasage simulés en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 12 cellules élémentaires

pour la simulation Momentum contre 0,2 dB pour la simulation ADS à 20 GHz, pour le déphaseur composé de 6 cellules. Elles restent cependant raisonnables avec, dans le cas le moins satisfaisant,

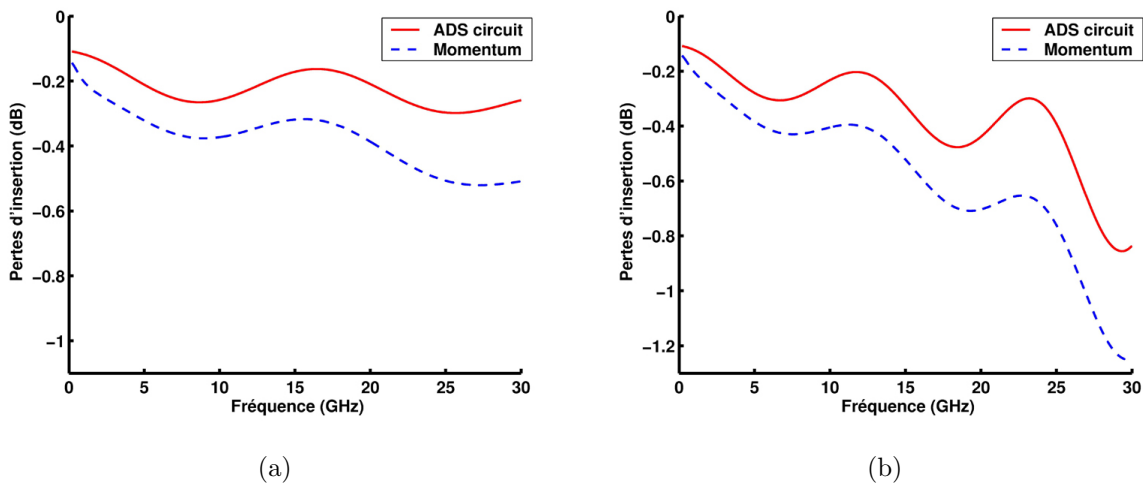


FIGURE 3.21 – Comparaison des pertes d'insertion simulées en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 6 cellules élémentaires (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

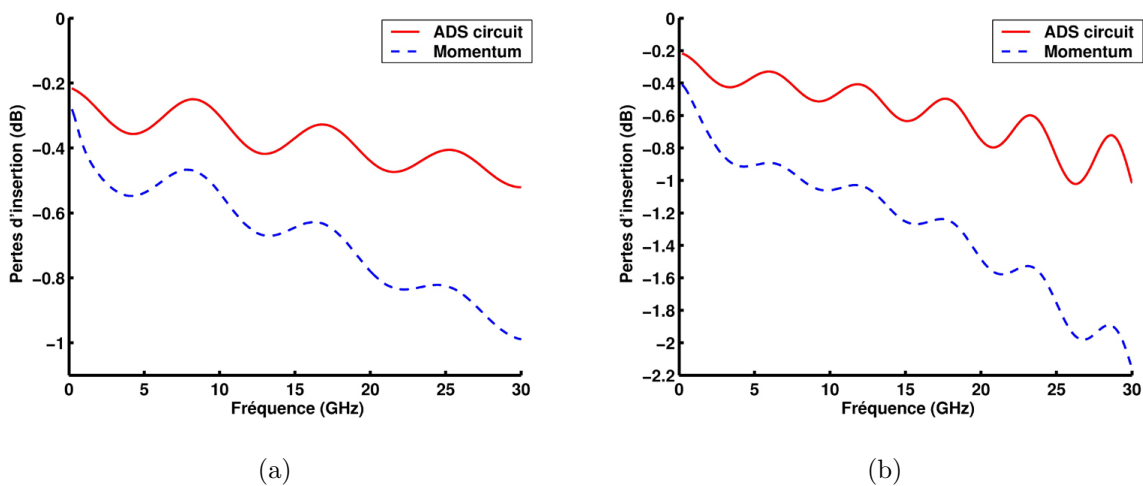


FIGURE 3.22 – Comparaison des pertes d'insertion simulées en éléments localisés et électromagnétiquement pour le déphaseur composé de 12 cellules élémentaires (a) à l'état haut et (b) à l'état bas

environ 1,5 dB pour le déphaseur composé de 12 cellules élémentaires, lorsque les ponts sont actionnés. Cette différence peut s'expliquer par une meilleure précision du modèle électromagnétique, notamment au niveau des zones où sont implémentées les poutres MEMS dans lesquelles peuvent se produire des fuites de signal et des effets de bords compte tenu de la proximité des ponts reliés à la masse et des doigts de contact, ou encore par la résistance série des capacités MEMS RF non modélisées dans la simulation électrique.

3.4 Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication présenté ici diffère de celui utilisé pour réaliser les poutres profilées. Ici, nous ne réaliserons que des ponts en or afin de limiter les étapes de la réalisation du déphaseur et faciliter ainsi son procédé de fabrication. La réalisation de ponts en aluminium entraînerait une étape supplémentaire (masque des ponts et ancrages) alors que ce procédé permet de réaliser en une seule étape les ponts et la ligne coplanaire, ce qui présente en plus l'avantage de garantir la précision des gaps entre les doigts de contacts et les poutres.

Le procédé de fabrication est schématisé par la Figure 3.23. Il comporte 5 étapes et nécessite 4 niveaux de masque. L'aligneur de masque utilisé est un MJB4 de la société Suss MicroTec. Nous ne présentons ici qu'une cellule élémentaire afin de simplifier le dessin.

Nous rappelons que la fabrication du déphaseur est réalisée sur un substrat de silice fondue de $525 \mu\text{m}$ d'épaisseur, de permittivité relative 3,78, et dont la tangente des pertes vaut 0,0009 à 20 GHz.

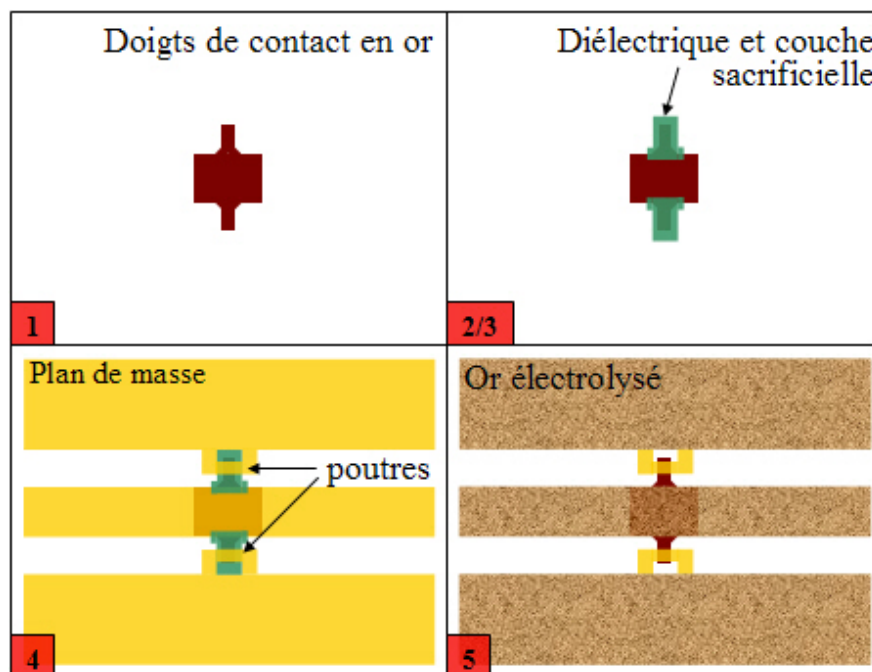


FIGURE 3.23 – Procédé de fabrication du déphaseur

1. La première étape consiste à réaliser les doigts de contact par un dépôt d'or de 150 nm d'épaisseur directement sur le substrat. Ce dépôt est réalisé à l'aide d'un évaporateur thermique. Une couche de chrome est déposée au préalable comme couche d'accrochage. Une résine photosensible Shipley S1813 est ensuite déposée à l'aide d'une pipette stérile sur le substrat, ce qui sert à protéger les zones métalliques que l'on souhaite conserver par la suite.

Une tournette dont la vitesse de rotation est réglée entre 3000 et 6000 tours par minute, suivant l'épaisseur désirée et le type de résine, permet l'étalement uniforme de la résine sur le substrat. Le substrat est ensuite placé sur une plaque chauffante électrique à 110 degrés afin de polymériser la résine. Le premier masque comportant les motifs des doigts de contact est ensuite utilisé avec l'aligneur de masque. La puissance surfacique émise par la lampe UV de l'aligneur ainsi que la durée d'exposition et la qualité du contact entre le masque et le substrat détermineront la qualité de l'exposition. Après exposition, le substrat est alors plongé dans un développeur chimique spécifique de type "Microposit Concentrate" de la société Shipley, dilué afin de dissoudre la résine sensibilisée. Là encore, la durée du bain et la concentration du développeur déterminent la qualité de la résine déposée. Après rinçage à l'eau et séchage à l'aide d'un pistolet à air comprimé (dont l'arrivée d'air est filtrée afin d'éliminer toute pollution organique), l'or et le chrome sont alors successivement gravés à l'aide de solutions chimiques spécifiques (respectivement une solution à base de KI/I_2 pour la gravure de l'or et une solution à base de HCl pour la gravure du chrome) afin d'obtenir les motifs souhaités. Une exposition dite "pleine plaque" (sans utilisation de masque), suivie du développement de la résine, puis d'une gravure sèche à l'aide d'un réacteur à plasma à oxygène (Polaron PT7160) éliminent les traces restantes de résine. Par la suite, chaque étape de lithographie suivra la même procédure.

2. La seconde étape est le dépôt de diélectrique localement au niveau des doigts de contact qui permettra de réaliser le contact capacitif lorsque les ponts sont actionnés. Il y a deux façons de réaliser cette étape : la première consiste à déposer le diélectrique sur toute la surface du substrat et à utiliser par la suite un masque positif, puis graver le diélectrique dans une solution chimique (par exemple, gravure de l'alumine Al_2O_3 dans une solution diluée de fluorure d'hydrogène HF) pour obtenir le motif souhaité. Nous pouvons également utiliser la seconde méthode qui consiste à déposer dans un premier temps une résine photosensible, puis à graver cette résine localement au niveau des doigts de contact à l'aide d'un masque négatif afin de laisser ces zones "ouvertes" pour déposer par la suite le diélectrique. Le diélectrique choisi est de l'alumine de permittivité relative 9, et est déposé sur toute la surface. Un "lift-off" dans un bain d'acétone permet ensuite de supprimer la résine et le diélectrique qui la recouvre. Il ne reste ainsi que le diélectrique dans les zones qui étaient ouvertes sur les doigts de contact. Cette technique a l'avantage d'être plus précise et de contrôler les dimensions exactes des motifs, ce qui est plus difficile à maîtriser avec la gravure.

3. La troisième étape est le dépôt d'une résine de type S18XX du fabricant Shipley comme couche sacrificielle permettant la suspension du pont. Elle utilise le même niveau de masque que la seconde étape, dans le cas où le diélectrique a été gravé : la couche sacrificielle sera déposée exactement sur celle de diélectrique. La résine utilisée dépendra de l'épaisseur souhaitée (qui

déterminera le gap d'air entre le pont et la couche diélectrique du doigt de contact). Dans notre cas, nous déposerons 1 μm de résine positive S1813. Le motif sera obtenu en gravant la résine à l'aide du développeur approprié. La résine sera ensuite recuite afin de la solidifier et de la rendre moins vulnérable aux étapes suivantes.

4. La fabrication de la ligne coplanaire (conducteur central et plans de masse) et des ponts MEMS n'est réalisée qu'à la quatrième étape. Un dépôt de titane-or-titane (Ti/Au/Ti) de 50/350/50 nm d'épaisseur est réalisé encore une fois à l'aide de l'évaporateur à effet Joule. La couche supérieure de titane est gravée dans une solution d'acide fluorhydrique (HF) dilué, puis l'or est également gravé afin d'obtenir les motifs souhaités. La couche inférieure de titane servira de couche conductrice pour l'électrolyse lors de l'étape suivante.

5. Un moule électrolytique est défini en résine S1828. La couche supérieure de titane toujours présente sur les zones à électrolyser est gravée. Le conducteur central et les plans de masse de la ligne coplanaire sont ensuite électrolysés jusqu'à une épaisseur de 1 μm dans un bain constitué d'une solution d'aurocyanure de potassium afin de garantir une bonne transmission du signal et ainsi limiter les pertes.

La couche de titane restante est ensuite gravée, puis la résine du moule électrolytique et la couche sacrificielle sont éliminées dans un solvant approprié. Enfin, l'échantillon est soumis à un séchage à point critique à l'aide d'un sécheur de type Polaron, de la société Quorum Technologies. Le dispositif est alors prêt à être caractérisé.

3.5 Mesures

3.5.1 Présentation du substrat

L'échantillon comporte en réalité de nombreux composants dont certaines dimensions diffèrent afin d'obtenir les bonnes valeurs de capacités pour les poutres MEMS RF. En effet, sur un même échantillon, l'épaisseur de diélectrique ainsi que celle de la couche sacrificielle utilisées déterminent le contraste capacitif. Afin d'avoir plus de liberté quand aux valeurs de capacités ainsi réalisées, nous avons fabriqué différentes largeurs de poutre ainsi que différentes largeurs pour les doigts de contact. Cela nous permet, malgré les contraintes liées à la précision des dépôts, d'avoir une gamme de composants diversifiée et la possibilité de tester plusieurs dispositifs différents sur un même run de fabrication. Plusieurs tests en fabrication et en mesure ont ainsi été menés afin de déterminer les dimensions nécessaires aux valeurs de capacités, et donc au déphasage désiré.

Les dimensions retenues sont celles qui ont été présentées sur la Figure 3.18, soit une poutre

de $40 \times 40 \mu\text{m}^2$ et $0,35 \mu\text{m}$ d'épaisseur suspendue à $1 \mu\text{m}$ au-dessus des doigts de contact, de $20 \mu\text{m}$ de largeur. Le diélectrique utilisé est de l'alumine, de 400 nm d'épaisseur.

3.5.2 Mesure du temps de commutation

Cellule élémentaire

Le principe de la mesure du temps de commutation a déjà été présenté dans le Chapitre 2 pour les mesures de la capacité commutée seule. Ici, nous avons généré des impulsions de $10 \mu\text{s}$ dont le temps de montée est très faible à l'aide d'un générateur d'impulsions haute tension. Les cellules élémentaires sont réalisées avec des accès 50Ω , comme le présente la Figure 3.24. Nous avons tout d'abord déterminé la tension d'effondrement pour une cellule élémentaire, qui se situe à 35-45 V. Nous observons ici une dispersion de la tension d'effondrement pour deux ponts d'une même cellule élémentaire. Cette dispersion peut être due à la précision technologique de l'alignement lors des étapes de fabrication qui est susceptible d'induire une déformation mécanique différente pour chacune des poutres, ou de la présence d'un stress non uniforme. Compte tenu des dimensions très faibles de la poutre, l'alignement et la réalisation d'une structure suspendue au-dessus d'une couche de diélectrique par dessus laquelle est aussi déposée une couche de résine sacrificielle peut expliquer ce phénomène.

Nous remarquons très nettement sur la mesure du temps de commutation présenté Figure 3.25(a) que l'abaissement n'est pas simultané pour les deux ponts. Cette marche due à la non synchronisation parfaite des ponts est encore visible pour une impulsion d'amplitude 60V (Figure 3.25(b)). Cependant, lorsque l'on augmente l'amplitude de l'impulsion appliquée, ce phénomène tend à disparaître, comme on peut le voir sur la Figure 3.26 pour une impulsion de 70 V d'amplitude. Un zoom sur la zone de commutation de l'état haut à l'état bas présenté sur cette même figure nous permet d'estimer un temps de commutation de l'ordre de 400 ns pour une impulsion d'amplitude 70 V. D'après l'équation 2.11 présentée dans le Chapitre 1, les calculs analytiques pour une tension d'actionnement deux fois supérieure à la tension d'effondrement prévoient un temps de commutation de 480 ns .

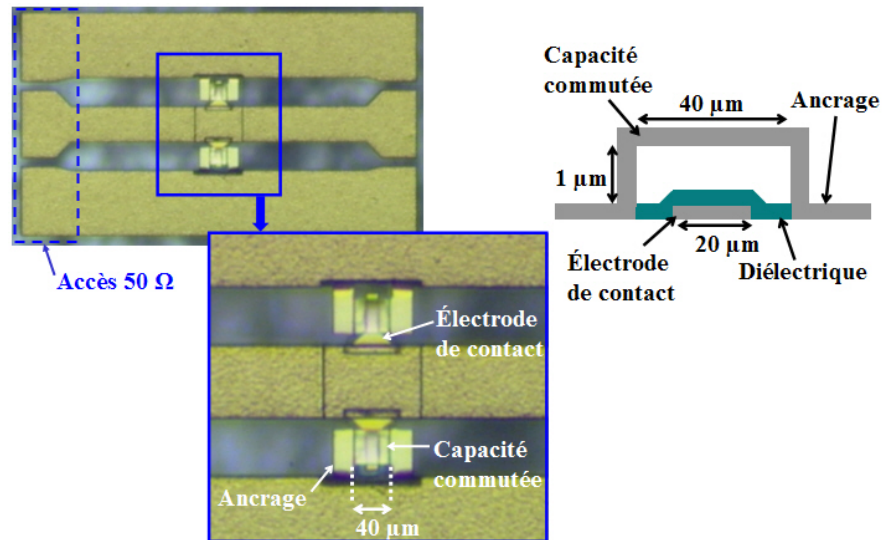


FIGURE 3.24 – Photographie de la cellule élémentaire caractérisée et vue en coupe de la capacité commutée

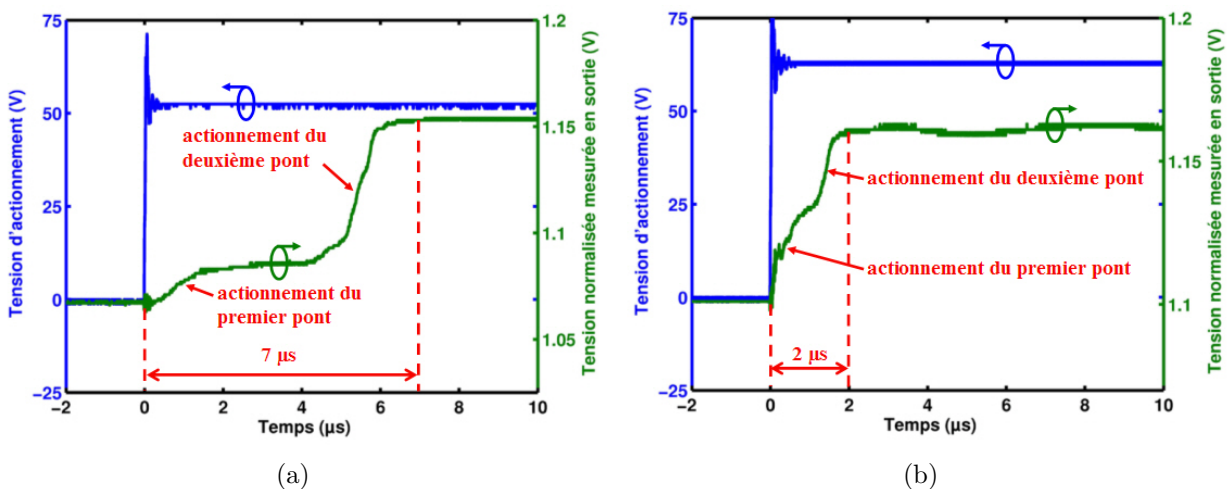


FIGURE 3.25 – Temps de commutation mesuré pour une cellule élémentaire (a) avec une impulsion d'amplitude 50 V et (b) avec une impulsion d'amplitude 60 V

Déphaseurs

Déphaseur 6 cellules

La Figure 3.27 présente le déphaseur 90 degrés réalisé par la mise en cascade de 6 cellules élémentaires. La longueur totale de ce déphaseur est de 4,4 mm. La mesure du temps de commutation s'avère ici beaucoup plus délicate. En fait, l'actionnement des 12 ponts doit être simultané pour détecter une réponse satisfaisante. Cependant, la dispersion due au procédé technologique et au stress non uniforme entraîne une tension d'effondrement différente pour chacun des ponts, pouvant différer de plus de 10 V. Même si pour une tension de 60 V, tous les ponts actionnent,

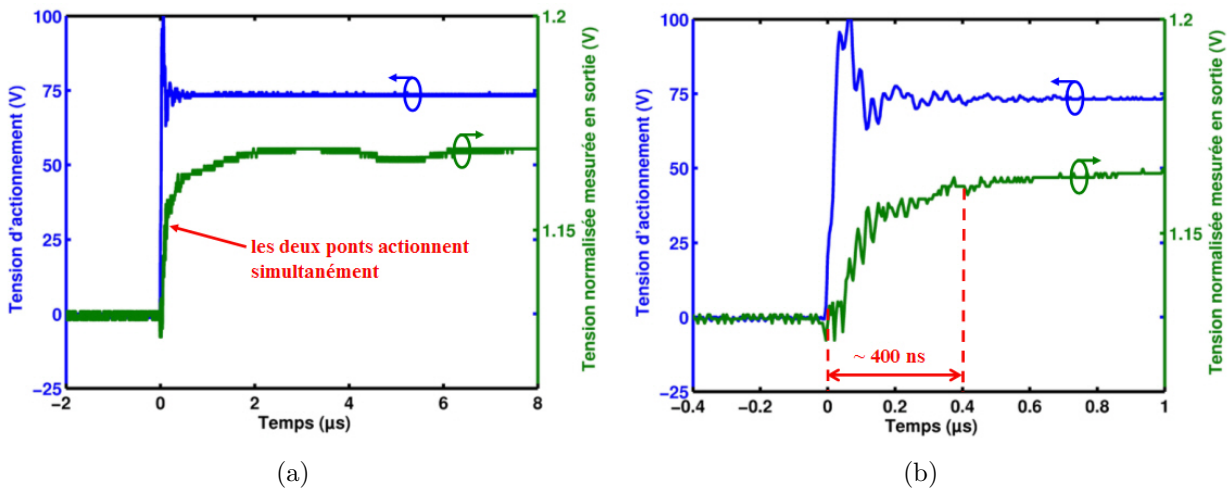


FIGURE 3.26 – (a) Temps de commutation mesuré pour une cellule élémentaire avec une impulsion d'amplitude 70 V et (b) zoom sur la zone de commutation

le comportement mécanique de chacun des ponts diffère, et les ponts présentant la tension d'effondrement la plus basse vont se coller sur la couche diélectrique, ou même claquer, avant même qu'une tension suffisante à l'actionnement rapide des ponts les plus raides soit atteinte.

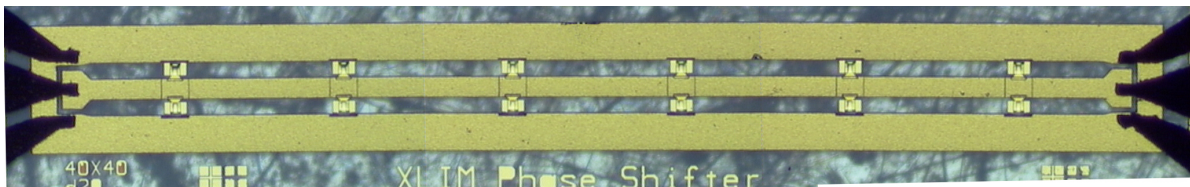


FIGURE 3.27 – Photographie du déphaseur 90 degrés composé de 6 cellules élémentaires

Nous avons tout de même pu estimer avec précision une vitesse de commutation potentielle. Les ponts sont actionnés à l'aide d'une impulsion de durée 20 μs . Pour un déphaseur composé de 6 cellules, la Figure 3.28 représente les temps de commutation relevés pour des impulsions d'amplitudes respectives de 40 et 45 V. Nous pouvons noter que ce temps de commutation se situe autour de 5 μs lorsque l'amplitude de l'impulsion est de 45 V. Comme dans le cas de la cellule élémentaire, nous pouvons remarquer que l'actionnement des ponts n'est pas simultané.

Pour une amplitude d'impulsion égale à 50 V, le temps de commutation estimé est d'environ 2,5 μs (Figure 3.29). Enfin, pour une impulsion d'amplitude 60 V (Figure 3.30), on observe durant une courte durée un pic du signal détecté. Ce phénomène peut être expliqué en partie par le fait que l'impulsion générée possède un pic de tension d'amplitude très élevée au début de l'impulsion, dû au régime transitoire de l'appareil. Pour une impulsion de 60 V, le pic de tension peut atteindre une amplitude de 130 V. Le pic détecté en sortie peut correspondre au fait que certains ponts s'actionnent à cause du pic de tension de l'impulsion (130 V) et subissent un effet de chargement

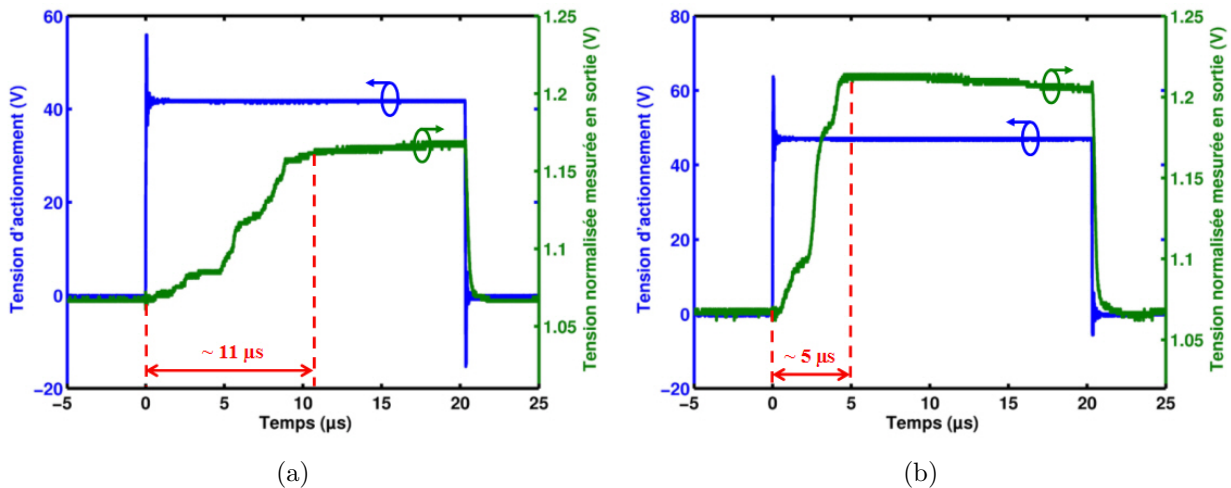


FIGURE 3.28 – Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires (a) avec une impulsion d’amplitude 40V et (b) avec une impulsion d’amplitude 45 V

qui les empêche de rester à l’état bas lorsque l’on atteint l’état établi de l’impulsion (60 V), ce qui peut expliquer la diminution de l’amplitude du signal détecté.

On peut donc estimer un temps de commutation “potentiel” du déphaseur de l’ordre de $1,2 \mu\text{s}$ sous réserve de résoudre les problèmes de dispersion.

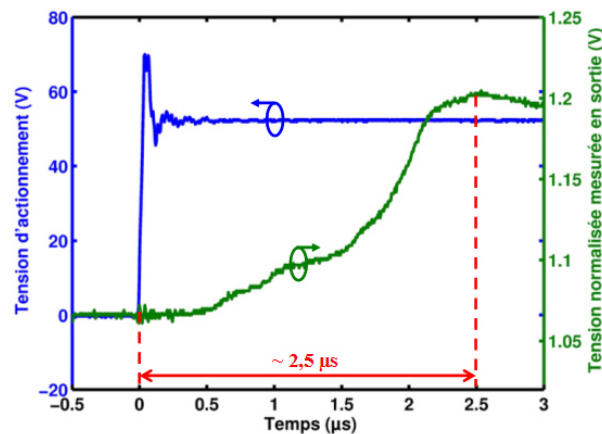


FIGURE 3.29 – Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d’amplitude 50V

Le temps de relâchement peut être estimé avec plus de précision que le temps de commutation. En effet, à la fin de l’impulsion d’actionnement générée, tous les ponts remontent à leur état initial en même temps. Ainsi, d’après la Figure 3.31, on peut estimer le temps de relâchement des ponts à 600 ns pour le déphaseur composé de 6 cellules, pour une tension d’actionnement de 45 V. Cette mesure démontre bien que les poutres raides subissent une pression de rappel élevée qui

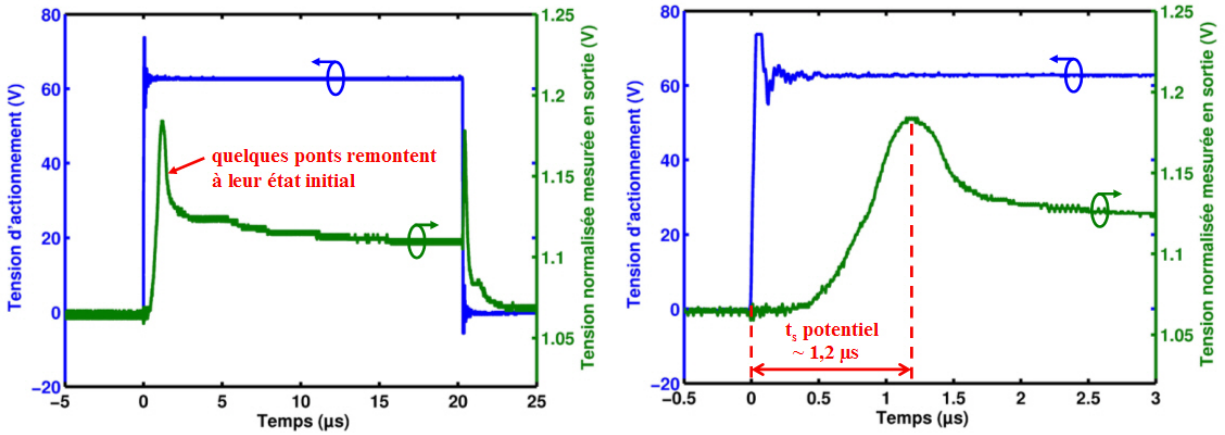


FIGURE 3.30 – Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d’amplitude 60V

leur permet de revenir à leur état initial rapidement.

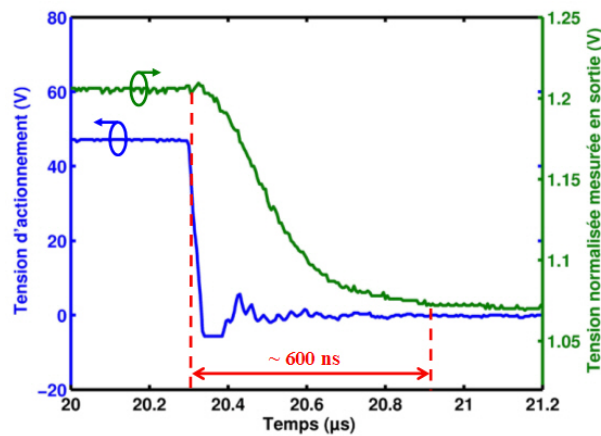


FIGURE 3.31 – Temps de relâchement mesuré pour un déphaseur composé de 6 cellules élémentaires avec une impulsion d’amplitude 45V

Déphaseur 12 cellules

Nous avons également relevé le temps de commutation pour un déphaseur composé de 12 cellules, de longueur totale égale à 8,8 mm, pour une impulsion appliquée en entrée de 58 V d'amplitude. La Figure 3.32 montre que l'état bas des ponts s'établit après 3 μs , mais la différence de tension détectée reste faible entre 1,2 μs et 3 μs . On peut donc estimer ici le temps de commutation à 1,2 μs .

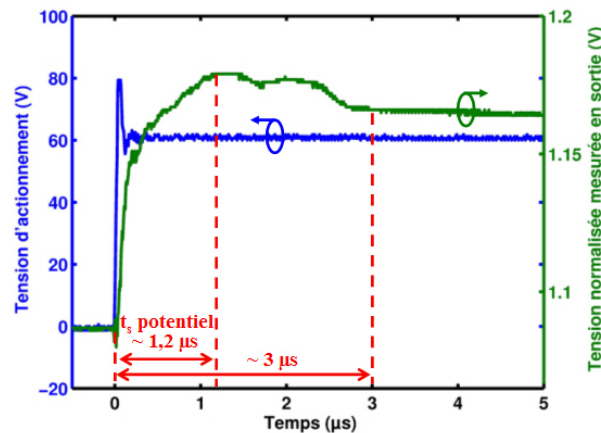


FIGURE 3.32 – Temps de commutation mesuré pour un déphaseur composé de 12 cellules élémentaires avec une impulsion d'amplitude 58V

3.5.3 Mesures hyperfréquences

Le coefficient de réflexion, les pertes d'insertion, ainsi que le déphasage ont été mesurés pour les deux déphaseurs, composés respectivement de 6 et 12 cellules élémentaires. Le premier est conçu pour réaliser un déphasage de 90 degrés tandis que le second devrait permettre un déphasage deux fois plus important, soit 180 degrés. Le banc utilisé afin de mesurer les paramètres S (coefficients de réflexion, pertes d'insertion et déphasages) est identique à celui utilisé pour la mesure des caractéristiques hyperfréquences de la capacité commutée dans le Chapitre 2.

Déphaseur 6 cellules

Le coefficient de réflexion ainsi que les pertes d'insertion mesurés sont présentés sur la Figure 3.33 et comparés aux simulations électromagnétiques. Nous pouvons observer qu'autour de la fréquence d'utilisation de 20 GHz, le niveau du coefficient de réflexion mesuré est en bon accord avec les simulations et est inférieur à - 14,4 dB à 20 GHz. Sur toute la plage fréquentielle, le niveau mesuré du coefficient de réflexion est supérieur à celui simulé lorsque les ponts ne sont pas actionnés (état haut) tandis que lorsque les ponts sont actionnés (état bas), le niveau mesuré épouse assez bien celui simulé autour de la fréquence d'utilisation. Cela peut s'expliquer par le

comportement mécanique différent de chaque pont, et donc de chaque cellule élémentaire, et par la dispersion des valeurs de capacités pour chaque cellule.

Les pertes d'insertion mesurées sont en bon accord avec celles simulées électromagnétiquement. Elles sont inférieures à 0,8 dB à 20 GHz, ce qui est satisfaisant pour ce dispositif.

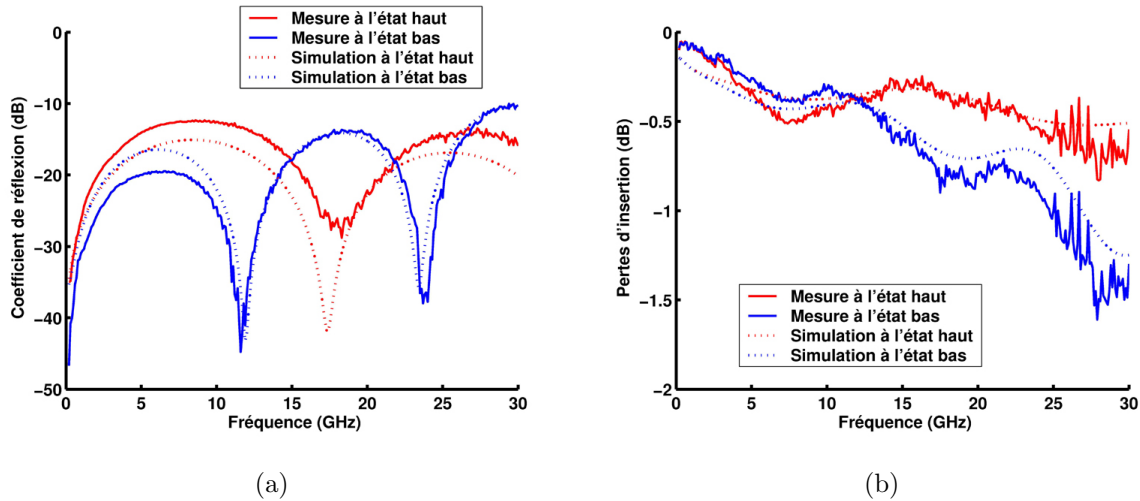


FIGURE 3.33 – Mesures (a) du coefficient de réflexion et (b) des pertes d'insertion pour le déphaseur composé de 6 cellules comparées aux simulations électromagnétiques

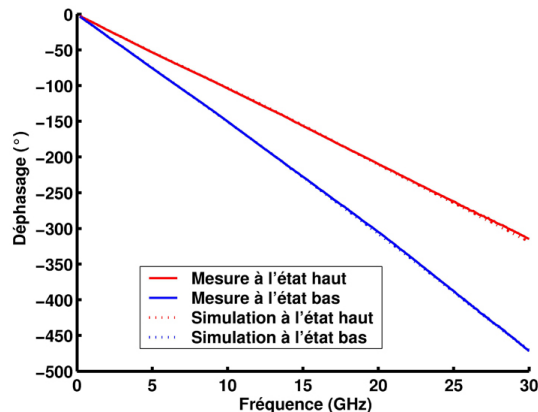


FIGURE 3.34 – Déphasage mesuré pour le déphaseur composé de 6 cellules comparé aux simulations électromagnétiques

Le déphasage mesuré aux états haut et bas est montré Figure 3.34 et comparé aux simulations en éléments localisés. Nous obtenons un accord parfait entre mesures et simulations, avec un déphasage de 95,3 degrés mesurés contre 95,2 degrés simulés en éléments localisés à 20 GHz. La simulation électromagnétique prévoyait un déphasage de 89,3 degrés.

Déphaseur 12 cellules

Pour le déphaseur composé de 12 cellules, le coefficient de réflexion ainsi que les pertes d'insertion mesurés sont présentés sur la Figure 3.35. Le coefficient de réflexion mesuré est de -14 dB à l'état haut et de -11 dB lorsque les ponts sont actionnés, à 20 GHz, alors qu'il était respectivement de -17,7 dB et -14,9 dB aux états haut et bas à cette même fréquence en simulation. Ce niveau qui est supérieur à celui attendu reste cependant satisfaisant. Les pertes d'insertion sont quant à elles inférieures à 1,8 dB à 20 GHz.

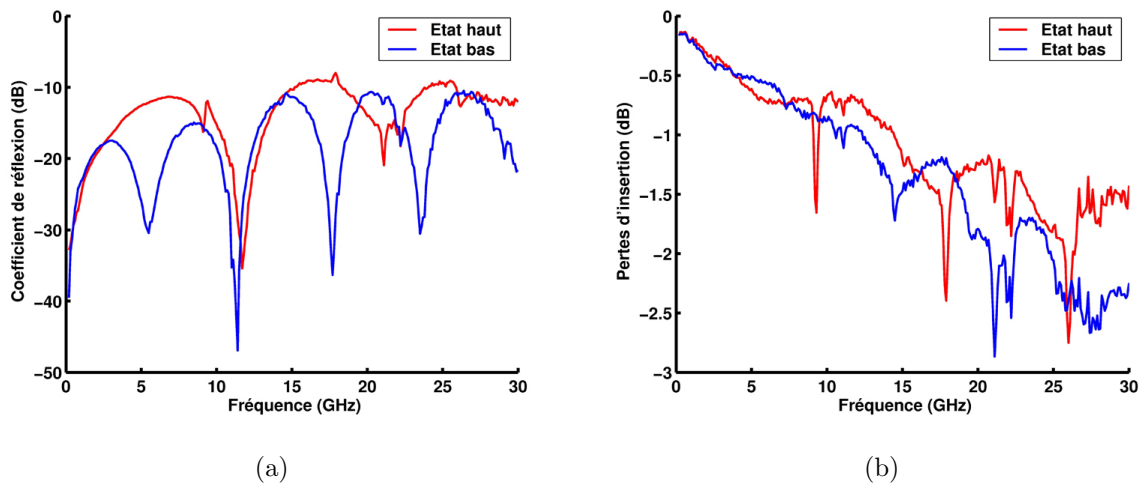


FIGURE 3.35 – Mesures (a) du coefficient de réflexion et (b) des pertes d'insertion pour le déphaseur composé de 12 cellules

Le déphasage mesuré aux états haut et bas est montré Figure 3.36. A 20 GHz, le déphasage mesuré est de 173,5 degrés alors qu'il était de 181,7 degrés lors de la simulation électromagnétique et de 192,7 degrés en éléments localisés. La dispersion plus importante sur ce déphaseur qui mesure 8,8 mm peut expliquer cette différence : il est possible que certains ponts n'actionnent pas de façon satisfaisante pour permettre d'atteindre une capacité maximale à l'état bas, et engendrent ainsi un déphasage moins important.

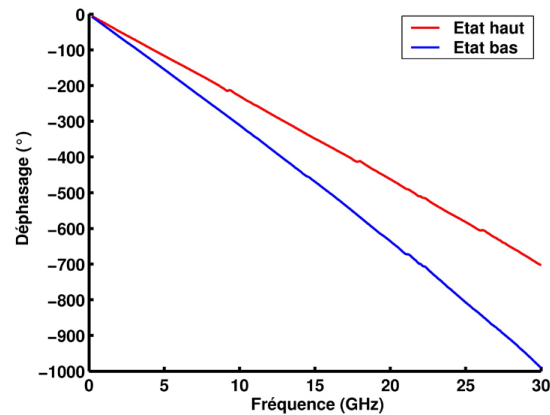


FIGURE 3.36 – Déphasage mesuré pour le déphaseur composé de 12 cellules

3.5.4 Tenue en puissance

Des mesures de tenue en puissance ont été effectuées sur des déphaseurs composés de 6 cellules. Une source de puissance variable applique un signal qui parcourt la ligne de transmission du déphaseur. La mesure de l'onde b_2 en sortie du déphaseur est réalisée tous les dBm , sur la plage $[-4;36]$ dBm , et permet de remonter au déphasage engendré. Une forte puissance peut entraîner l'abaissement des poutres micromécaniques, ce qui provoquerait un déphasage du signal transmis : on parle alors d'auto-actionnement. Ici, cette mesure permet de caractériser la sensibilité des capacités commutées miniatures MEMS RF du déphaseur au phénomène d'auto-actionnement.

La Figure 3.37 présente la variation normalisée du déphasage mesuré en fonction de la puissance appliquée pour deux déphaseurs composés de 6 cellules. Nous pouvons observer l'excellente tenue en puissance des poutres miniatures puisqu'un déphasage d'uniquement 1-1,5 degrés est détecté pour une puissance appliquée de 4 W (soit 36 dBm). La raideur importante des poutres leur permet d'être moins sensibles au phénomène d'auto-actionnement.

Les poutres n'ont toutefois pas été soumises à une commutation dite "à chaud", c'est-à-dire que les ponts ne sont pas polarisés et restent à leur état initial (état haut) lors de la transmission de la puissance à travers la ligne. Néanmoins, la puissance pouvant être supportée par ces poutres à l'état bas (on parle alors d'auto-maintien) a été estimée par le calcul et vaut environ 1 W.

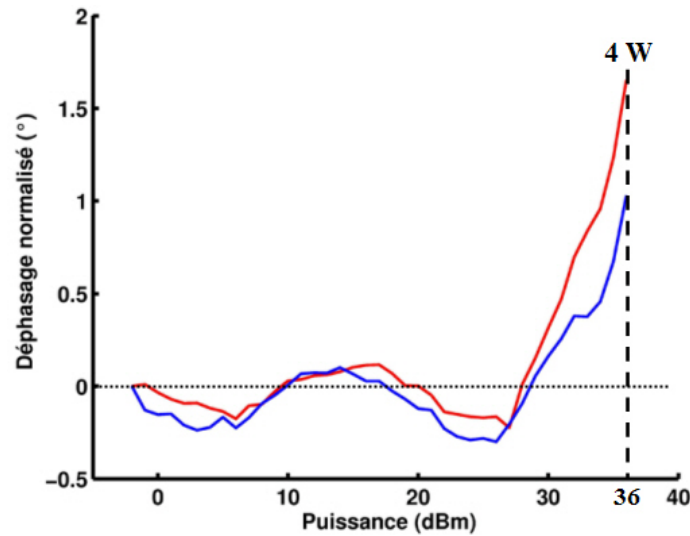


FIGURE 3.37 – Variation normalisée du déphasage mesuré en fonction de la puissance appliquée pour deux déphaseurs composés de 6 cellules

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu, fabriqué et mesuré les performances de déphaseurs à base de lignes distribuées (DMTL). Ces déphaseurs ont la particularité d'utiliser des capacités commutées MEMS RF miniatures, ce qui permet d'obtenir des vitesses de reconfiguration très intéressantes.

Dans un premier temps, nous avons détaillé le principe général de fonctionnement d'un déphaseur à base de lignes distribuées, avant de présenter les grandeurs intervenant dans les calculs spécifiques à la méthodologie de conception, comme la fréquence de Bragg inhérente aux systèmes périodiques. Nous avons ensuite déterminé les impédances de charges optimales en fonction du coefficient de réflexion maximal souhaité, puis présenté en détails la méthodologie de conception et les équations nécessaires à la conception de ce type de déphaseur.

Nous avons ensuite déduit de cette méthodologie les valeurs des capacités nécessaires à la réalisation d'une cellule élémentaire de déphasage dont la topologie particulière utilise des capacités commutées miniatures MEMS RF. Une étude de conception d'une cellule élémentaire basée sur des poutres miniatures a ainsi été menée. C'est la première fois que des composants MEMS RF miniatures sont utilisés pour une telle application. L'avantage de leur utilisation est l'obtention d'un dispositif faibles pertes et linéaire, dont la rapidité est assurée par la taille des poutres utilisées.

Des déphaseurs 90 et 180 degrés ont été modélisés par la mise en cascade de cellules élémentaires. Les simulations électromagnétiques nous ont permis de déterminer les coefficients de réflexion et les pertes d'insertion pour chacun de ces déphaseurs, ainsi que de valider la méthodologie de conception.

Nous avons aussi exposé le procédé de fabrication mis en jeu pour la réalisation de tels dispositifs. Ce procédé de fabrication est très simple puisqu'il n'est constitué que de 5 étapes principales requérant uniquement 4 niveaux de masques.

Des mesures mécaniques nous ont permis de relever une excellente vitesse de commutation de 400 ns pour les cellules élémentaires pour une tension d'actionnement de 70 V. La mesure du temps de commutation a également été réalisée pour des déphaseurs composés de 6 et 12 cellules. Le temps de commutation estimé pour chacun de ces deux déphaseurs est de 1,2 μ s pour une tension d'actionnement inférieure à 60 V. Cependant, la dispersion des tensions d'actionnement de chaque pont qui peut être due à la précision technologique et à un stress non uniforme est un frein à l'obtention de meilleures vitesses de reconfiguration pour ces déphaseurs.

Enfin, la caractérisation hyperfréquence des déphaseurs fabriqués a montré des résultats très satisfaisants quant aux niveaux des coefficients de réflexion et des pertes d'insertion mesurés, en assez bon accord avec les résultats obtenus en modélisation, et conformes aux objectifs désirés. Le coefficient de réflexion maximal est de -11 dB pour le déphaseur composé de 12 cellules tandis que les pertes d'insertion pour les deux déphaseurs sont inférieures à 90°/dB. Nous avons également vu que ces déphaseurs sont peu sensibles au phénomène d'auto-actionnement. La mise en cascade de tels déphaseurs de différentes longueurs, découplés par des capacités à air ou des capacités MIM pourrait permettre la réalisation de déphaseurs multi-bits.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont permis de mettre en valeur l'intérêt porté aux composants MEMS RF utilisables dans les systèmes de télécommunication. L'étude de micro-commutateurs capacitifs MEMS RF, notamment dans le domaine mécanique, a permis la conception d'un composant de base, à savoir une capacité commutée, disposant de bonnes performances en terme de temps de commutation grâce à la miniaturisation avancée de tels composants micromécaniques. L'implémentation de ce type de poutres miniatures sur des dispositifs rapidement reconfigurables a été illustrée par la conception et la fabrication d'un déphaseur à base de lignes distribuées, chargées par des capacités commutées MEMS RF miniatures.

Dans la première partie, nous avons dressé un bref historique des composants MEMS et vu les domaines d'application très variés dans lesquels ils interviennent. Dans le domaine des télécommunications hyperfréquences notamment, les composants MEMS RF disposent de nombreux avantages par rapport à leurs concurrents semi-conducteurs puisqu'ils ne présentent que peu de pertes, offrent une excellente linéarité, et ne consomment que peu de puissance pour un coût de fabrication peu onéreux. Ce potentiel les rend ainsi très attractifs pour des applications spatiales et militaires par exemple, mais aussi pour le marché grand public. L'intérêt pour les composants MEMS RF ne cessent de croître, et les études récentes montrent les réels progrès quant à la tenue en puissance, aux tensions d'actionnement, ou encore aux effets du chargement du diélectrique dans le cas de composants capacitifs, points qui faisaient parfois défaut à l'aube de leur développement. Le temps de commutation restant trop élevé pour des applications nécessitant une modulation ou une commutation rapide, nous avons alors choisi de tenter d'apporter des solutions. Nous avons aussi réalisé un état de l'art des composants MEMS RF, notamment des micro-commutateurs, et présenté quelques dispositifs, pour la plupart accordables ou reconfigurables, dans lesquels peuvent être intégrés ces composants.

Dans la deuxième partie, nous avons étudié le comportement mécanique des poutres MEMS, notamment des poutres bi-encastées. Nous avons présenté les équations régissant la

mécanique des poutres, ainsi que les grandeurs caractéristiques intervenant dans les calculs électro-mécaniques. Dans un premier temps, nous avons vu pourquoi la miniaturisation permettait d'obtenir de meilleurs temps de commutation et rendait le composant plus fiable grâce à des pressions de rappel élevées. L'idée de travailler sur une géométrie originale de poutre miniature dont les dimensions optimisées permettent de raidir davantage sa structure mobile afin d'améliorer le temps de commutation nous a permis de concevoir une capacité commutée MEMS RF. L'implémentation et la fabrication de ce composant sur ligne coplanaire nous a permis de le caractériser mécaniquement, ainsi que dans le domaine hyperfréquence. Nous avons ainsi réalisé une capacité commutée disposant d'un temps de commutation relativement faible ($\simeq 200$ ns), et disposant d'un contraste capacitif de 2,3. Le compromis entre temps de commutation et tension d'actionnement dépendra de l'application souhaitée. Un tel composant peut parfaitement être intégré dans des dispositifs reconfigurables, comme le déphaseur que nous présentons dans la troisième partie de ce mémoire.

En effet, dans la troisième partie, nous avons souhaité concevoir un déphaseur à base de lignes distribuées utilisant des capacités commutées MEMS RF miniatures et rapides. Après avoir montré le principe de fonctionnement de ce genre de déphaseurs, nous avons présenté une méthodologie de conception permettant de réaliser un déphaseur à partir de certains critères choisis par le concepteur (coefficient de réflexion maximal, fréquence de Bragg, impédance caractéristique, ...). Cette méthodologie a été adaptée pour la première fois à l'utilisation de composants MEMS RF miniatures. Nous avons ainsi pu réaliser plusieurs déphaseurs opérant à 20 GHz par la mise en cascade de cellules élémentaires, chacune nécessitant 2 capacités commutées. Le temps de commutation mesuré pour une cellule élémentaire est de 400 ns. Les deux déphaseurs présentés dans ce mémoire retardent le signal respectivement de 90 et 180 degrés. Ils présentent chacun un bon coefficient de réflexion (respectivement -14,4 dB et -11 dB), conformes à ceux attendus. Les pertes d'insertion sont inférieures à 90°/dB. La vitesse de reconfiguration mesurée est estimée à 1,2 μ s. De plus, les poutres micromécaniques sont peu sensibles au phénomène d'actionnement pour une puissance transmise de 4 W.

En conclusion, nous avons conçu, fabriqué, et caractérisé une capacité commutée MEMS RF miniature, disposant d'une excellente vitesse de commutation. L'étude de l'implémentation de tels composants sur un déphaseur à base de lignes distribuées a également été menée. La fabrication et la caractérisation de ce dispositif démontre les potentialités des composants micromécaniques miniatures.

Perspectives

L'étude de composants MEMS RF de taille miniature présentée dans ce mémoire offrent de nombreuses perspectives. Ils présentent notamment une solution envisageable à la réalisation de dispositifs faibles pertes nécessitant de bonnes vitesses de reconfiguration, comme les adaptateurs d'impédance ou des antennes agiles électroniquement. La miniaturisation permet également de rendre les poutres micromécaniques plus raides, moins sensibles au stress résiduel, et leur permet aussi de disposer de pressions de rappel élevées, ce qui peut être un atout dans les problèmes de fiabilité dont souffrent encore aujourd'hui les composants MEMS RF.

Ce travail a également présenté un déphaseur rapidement reconfigurable réalisé à partir de capacités commutées MEMS RF miniatures présentant de bonnes performances hyperfréquences. La bonne vitesse de reconfiguration mesurée est toutefois limitée à cause de problèmes de dispersion des valeurs de tensions d'effondrement nécessaires à chaque pont, et pourrait être résolue en réalisant un actionnement indépendant pour chaque poutre. La réalisation de poutres en aluminium à partir d'un niveau de masque supplémentaire pourrait également permettre d'obtenir une vitesse de commutation encore plus rapide.

L'intégration de composants MEMS RF tels que ceux développés au cours de ces travaux peuvent par exemple trouver une application dans des systèmes actifs. On peut envisager d'utiliser des systèmes micromécaniques rapides afin de réaliser une polarisation adaptative pour des amplificateurs, permettant ainsi de modifier le point de fonctionnement des transistors utilisés.

L'implémentation de micro-commutateurs MEMS RF dans des réseaux antennaires où une modulation rapide de signaux faible puissance est requise peut également être envisagée.

Les systèmes d'instrumentation tels que les wattmètres dont les sondes sont généralement pourvues de capteurs à diodes pourraient aussi tirer profit de la linéarité de composants MEMS RF rapides disposant d'une meilleure linéarité.

Annexes

Annexe A

Constantes élastiques

Cette annexe décrit les constantes élastiques, notamment ce que représentent le module de Young et le coefficient de Poisson pour un matériau. Les définitions présentées ici sont inspirées de ressources internet, aussi bien de sites spécialisés [93] que des encyclopédies publiques comme Wikipedia [94] ou Futura-Sciences [95]

A.1 Constantes élastiques

Une constante élastique est une donnée propre à un matériau et utilisée pour décrire les déformations ou les contraintes qu'il subit. Les constantes élastiques sont données par la loi de Hooke, qui traduit une faible déformation élastique d'un solide. Même si d'autres grandeurs, comme le module de cisaillement par exemple, sont des constantes élastiques, on utilise dans la plupart des cas uniquement le module de Young et le coefficient de Poisson, qui suffisent à caractériser le comportement d'un matériau isotrope. Les autres constantes élastiques (module de compression, module de cisaillement, et constante de Lamé) peuvent s'exprimer en fonction du module de Young et du coefficient de Poisson, toujours dans le cas d'un matériau isotrope.

Un matériau isotrope (même propriétés dans toutes les directions) possède deux constantes élastiques : son module de Young et son coefficient de Poisson.

Un matériau isotrope transverse (propriétés symétriques par rapport à un axe) possède cinq constantes élastiques : deux modules de Young (l'un longitudinal, l'autre transverse), deux coefficients de Poisson, et un module de cisaillement (qui ne peut être exprimé en fonction du module de Young et du coefficient de Poisson).

Un matériau orthotrope (propriétés symétriques par rapport à deux plans) possède trois modules de Young, trois coefficients de Poisson, et trois modules de cisaillement.

A.2 Le module de Young

Le module de Young, noté E , également appelé module d'élasticité, est une constante propre à un matériau. Elle désigne le rapport entre la contrainte de traction appliquée à ce matériau et la déformation (allongement relatif) engendrée par cette contrainte. Dans le Système International, il est exprimé en Pascal, mais est souvent donné en MPa ou GPa compte tenu de ses valeurs élevées. Plus un matériau possède un module de Young élevé, plus sa rigidité est importante. Il ne faut cependant pas confondre rigidité et raideur.

Il existe également pour un matériau des modules d'élasticité en compression ou en flexion. Le module de Young est défini uniquement dans le cas d'une contrainte de traction. En réalité, le rapport entre la contrainte de traction et la déformation du matériau est constante tant que la limite d'élasticité du matériau n'est pas atteinte.

Pour un matériau non isotrope, le module de Young est différent dans chacune des directions, et pourra se définir sous forme matricielle.

Le module de Young est donné/mesuré pour une température donnée. Par exemple, si un métal subit une variation de température, son module de Young va alors augmenter si la température diminue (contraction du métal) et diminuer si la température augmente (dilatation du métal).

A titre d'exemple, le module de Young vaut :

- 69 GPa pour l'aluminium ;
- 78 GPa pour l'or.

A.3 Le coefficient de Poisson

Le coefficient principal de Poisson, noté ν , est une constante élastique comprise entre -1 et 0,5, et qui caractérise la contraction de la matière perpendiculairement à la direction de l'effort appliqué. C'est le rapport entre la déformation latérale et la déformation longitudinale. Par exemple, pour un matériau de longueur et de largeur initiales respectives L_0 et l_0 subissant un effort tel qu'après cet effort, sa longueur et sa largeur sont de $l < l_0$ et $L > L_0$, tel illustré par la Figure A.1, alors, le coefficient de Poisson est donné par la formule :

$$\nu = \frac{(l_0 - l)/l_0}{(L - L_0)/L_0} \quad (\text{A.1})$$

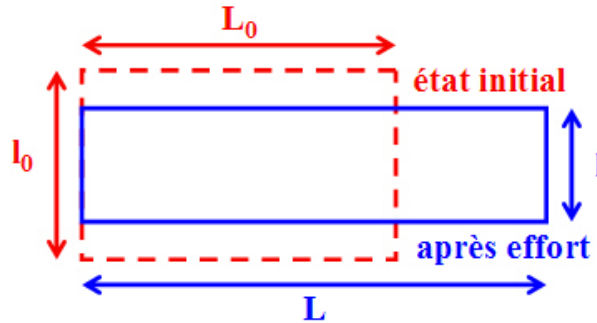


FIGURE A.1 – Illustration du calcul du coefficient de Poisson

Pour un matériau isotrope, la valeur théorique du coefficient de Poisson est de 0,25. Il existe également des matériaux dits auxétiques possédant un coefficient de Poisson négatif (certains cristaux comme les zéolites, des mousses, ou encore des fibres utilisées dans des matériaux composites). Un coefficient principal de Poisson égal à 0,5 indique que le matériau est incompressible : c'est le cas du caoutchouc.

A titre d'exemple, le coefficient de Poisson vaut :

- 0,345 pour l'aluminium ;
- 0,42 pour l'or.

Annexe B

Les contraintes

Cette annexe décrit l'influence des contraintes sur une poutre.

B.1 L'allongement relatif

Lorsqu'un solide subit une déformation uniaxiale, on parle d'allongement relatif, appelé "*strain*" en anglais. Ici, contrairement à ce que nous avons considéré dans le cas de l'illustration du coefficient de Poisson, les côtés du solides ne sont pas contraints : le solide conserve la même largeur. Cet allongement relatif, noté ϵ , s'exprime, dans le cas d'un solide de longueur initiale L_0 , par la relation :

$$\epsilon = \frac{L - L_0}{L_0} \quad (\text{B.1})$$

où L est représentée la longueur du solide après allongement. Une illustration est proposée Figure B.1.

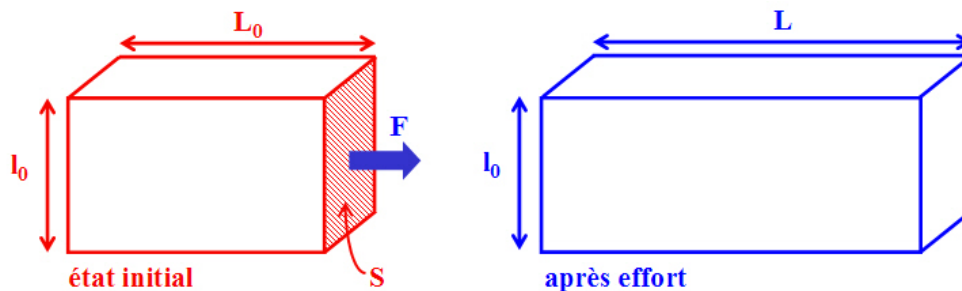


FIGURE B.1 – Illustration de l'allongement relatif

B.2 Notion de contrainte

D'une façon générale, la contrainte est le rapport entre une force F et la surface S sur laquelle est appliquée cette force. Si l'on reprend le cas précédent de l'allongement relatif (Figure B.1), où S représente la surface de la section du solide qui a subi l'allongement, la contrainte peut se noter :

$$\sigma = \frac{F}{S} \quad (\text{B.2})$$

La loi de Hooke donne la relation entre l'allongement relatif ϵ et la contrainte σ à l'aide du module de Young. Elle s'écrit :

$$\sigma = \epsilon E \quad (\text{B.3})$$

B.3 La contrainte résiduelle

Une poutre bi-encastrée va subir l'influence d'une contrainte résiduelle qui va soit compresser (on parle de contrainte en compression), soit tendre la poutre (on parle alors de contrainte en tension), et ainsi la déformer. La Figure B.2 décrit l'influence de cette contrainte sur une poutre bi-encastrée : on observe le fléchissement de cette poutre. Cette contrainte résulte à la fois du matériau lui-même (coefficient de dilatation thermique notamment), mais aussi des conditions de dépôt du matériau, comme la température ou les variations de température, l'angle d'incidence des atomes lors de dépôts par pulvérisation, la présence d'impuretés dans la couche déposée, ou le bombardement par des particules énergétiques [96]. Cette contrainte va modifier la géométrie de la poutre (fléchissement), et donc son comportement mécanique (raideur et tension d'effondrement).

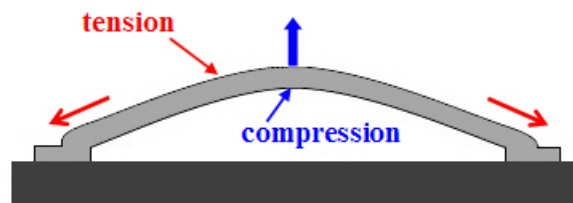


FIGURE B.2 – Influence de la contrainte résiduelle sur une poutre bi-encastrée [28]

Annexe C

Les procédés de dépôt de couches minces

Cette annexe décrit brièvement les procédés de dépôt utilisés lors de la fabrication de notre commutateur.

C.1 Evaporation par effet Joule

La Figure C.1 représente une photographie de l'évaporateur à effet Joule utilisé, ainsi qu'un schéma de principe de l'évaporation thermique. Cet évaporateur a été utilisé dans le cadre de ces travaux de thèse, afin de déposer les couches métalliques constituant la ligne de transmission coplanaire désirée, et parfois, de constituer le micro-commutateur lui-même. Le substrat sur lequel on souhaite déposer notre métal est fixé sur le porte substrat. Une balance à quartz permet de contrôler la vitesse et l'épaisseur du dépôt métallique. Les creusets (en titane ou en tungstène suivant le type de matériau à évaporer) contiennent du chrome sous forme de poudre (qui sera utilisé comme couche d'accrochage) et de l'or (une pépite), pour réaliser la ligne de transmission par exemple. Du titane pourrait également substituer le chrome. L'enceinte de l'évaporateur est ensuite mise sous vide, grossier dans un premier temps à l'aide d'une pompe primaire, puis autour de 10^{-7} bar grâce à l'action d'une pompe secondaire. On applique ensuite un courant réglable manuellement afin de contrôler la vitesse de dépôt sur le creuset contenant le matériau que l'on souhaite déposer. Ce courant va traverser le creuset et le chauffer jusqu'à atteindre la température d'évaporation du métal présent dans le creuset. Le métal va alors s'évaporer et se déposer sur le substrat. La qualité du dépôt dépend principalement des caractéristiques du substrat, de la pression, de la pureté du matériau à évaporer et de la vitesse de dépôt. Cette dernière est généralement comprise entre 0,5 et 10 Å par seconde. Cette vitesse de dépôt élevée est d'ailleurs l'avantage principal de l'évaporation thermique.

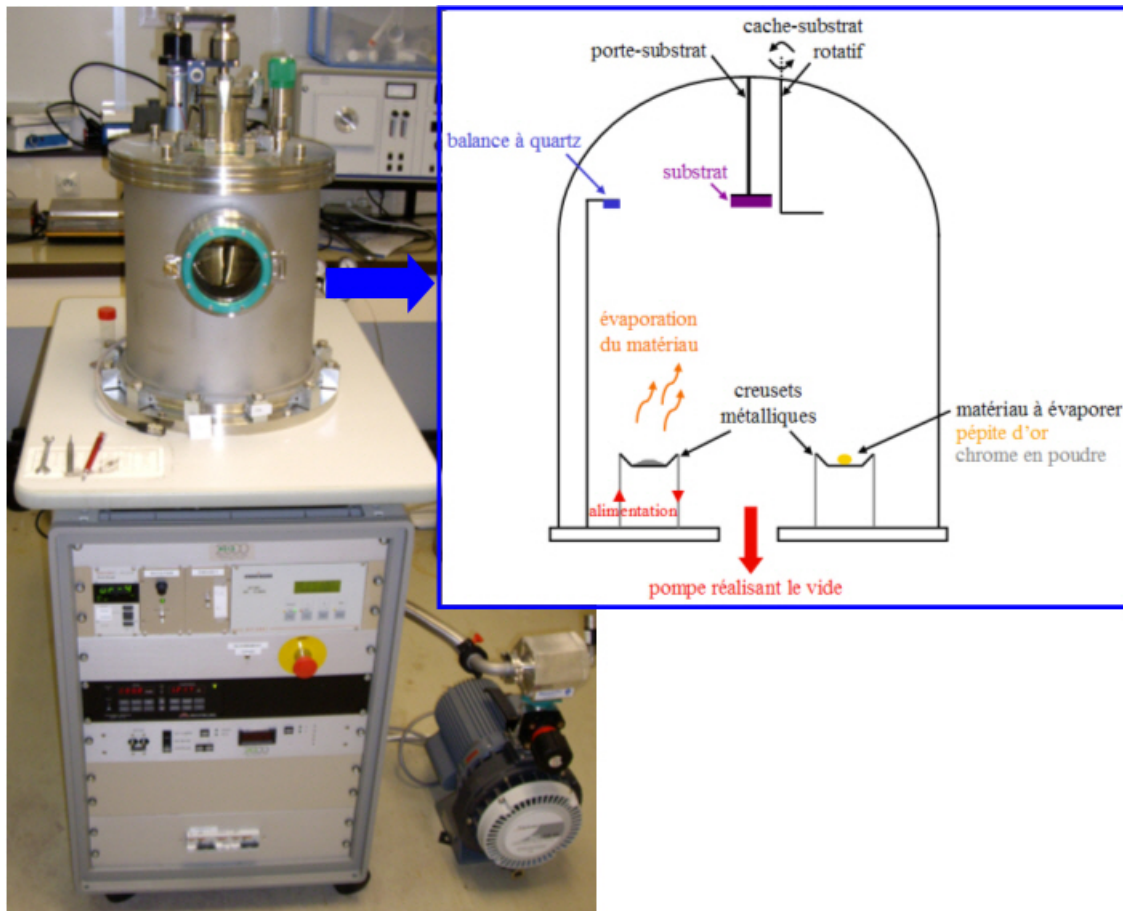


FIGURE C.1 – Principe de fonctionnement d'un évaporateur par effet Joule

C.2 PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition)

La PECVD est une technique de dépôt qui met en jeu un gaz réactif ainsi qu'un plasma. Elle a parfois été utilisée pour déposer des couches de diélectrique (alumine) afin de créer le contact capacitif de nos micro-commutateurs. Cette méthode consiste à produire des réactions chimiques entre le matériau à déposer et le substrat. Le plasma permet de s'affranchir des inconvénients inhérents aux méthodes de dépôts chimiques (CVD) classiques, à savoir la forte température requise notamment pour permettre les réactions chimiques sur le substrat.

Comme l'a montré Christophe Cibert dans ses travaux de thèse [97], la PECVD garantit une bonne vitesse de dépôt ainsi qu'une bonne uniformité en épaisseur. Cependant, il subsiste plus d'impuretés par rapport à un dépôt réalisé par ablation laser par exemple.

C.3 Ablation Laser

La couche de diélectrique, qui sera de l'alumine dans notre cas, peut être déposée par ablation laser. La Figure C.2 présente une photographie du bâti utilisé, tandis que la Figure C.3 présente un schéma expliquant le principe de l'ablation laser. Lorsque le vide est suffisant dans l'enceinte (environ 2×10^{-6} bar), un faisceau issu d'un laser à impulsions dont la densité de puissance est de plusieurs centaines de Watts par cm^2 vient percuter la cible et permet l'éjection des atomes la constituant perpendiculairement à la surface de la cible, sous forme d'un panache plasma. La rotation du porte-substrat combinée à celle du porte-cible permet un dépôt uniforme sur le substrat. L'uniformité est toutefois moins bonne qu'un dépôt par PECVD. Cependant, l'ablation Laser garantit de meilleurs propriétés diélectriques [97].

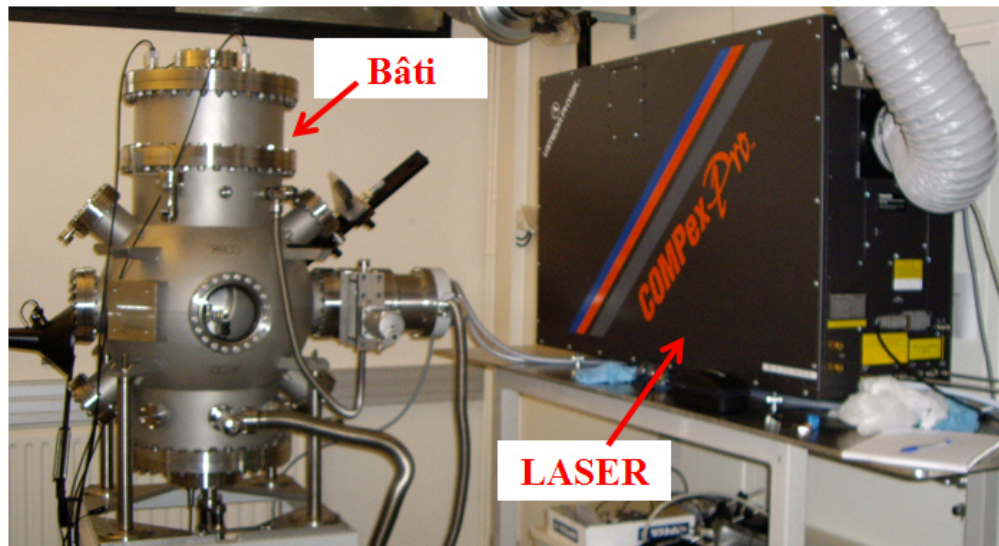


FIGURE C.2 – Photographie du bâti et du laser

C.4 Pulvérisation DC

La Figure C.4 représente une photographie de l'évaporateur à pulvérisation cathodique DC à courant continu utilisé, ainsi qu'un schéma de principe du bâti de pulvérisation. Cet évaporateur a été utilisé dans le cadre de ces travaux de thèse, afin de déposer principalement les couches métalliques (notamment l'aluminium) constituant le pont. Le substrat sur lequel on souhaite déposer le métal est fixé sur le porte substrat. Une cible constituée du matériau que l'on souhaite déposer est placée sur un porte-cible reliée à la cathode : une pâte thermique est souvent utilisée afin d'améliorer le contact cible–porte-cible. Après la mise sous vide, un gaz ambiant (dans notre cas, de l'oxygène) est envoyée dans l'enceinte. On règle alors la pression de dépôt souhaitée à

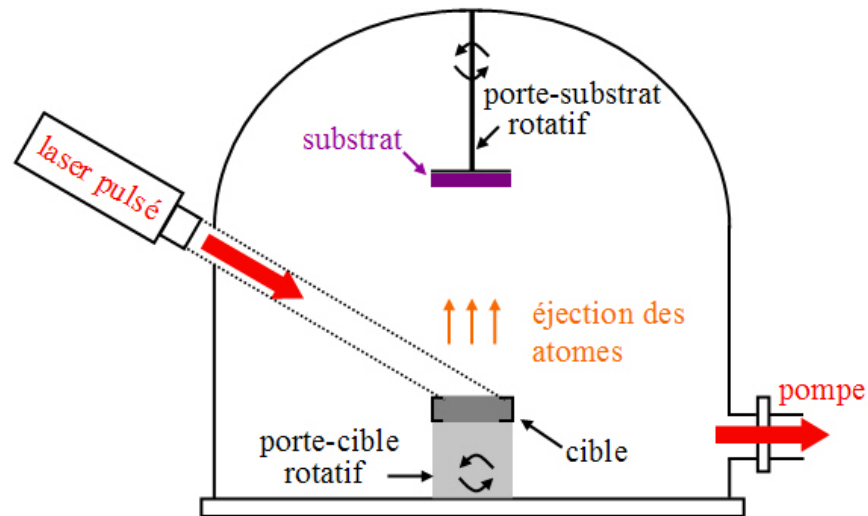


FIGURE C.3 – Principe de fonctionnement de l'ablation laser

l'aide d'une vis micrométrique présente sur l'arrivée de gaz ainsi que d'une vanne de laminage sur le circuit de pompage. Lors de l'application d'une tension sur la cathode, les atomes du gaz vont se ioniser. Les ions ainsi créés vont venir percuter la cible et les atomes la constituant vont être éjectés pour finalement se déposer sur le substrat. La qualité du dépôt dépend ici du gaz utilisé et de ses propriétés, ainsi que des conditions de dépôt que l'on peut régler et qui permettront d'obtenir l'épaisseur de métal souhaitée : pression de l'enceinte sous vide, durée du dépôt, distance du substrat par rapport à la cible... Les dépôts par pulvérisation DC présentent l'avantage d'être homogènes et de disposer d'une bonne adhérence.

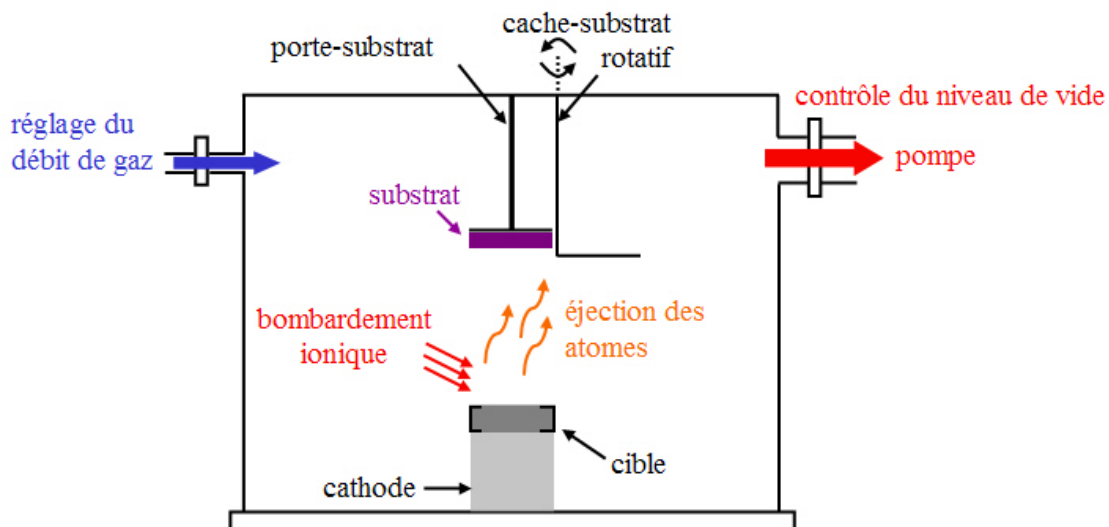


FIGURE C.4 – Principe de fonctionnement de la pulvérisation cathodique

Annexe D

Lithographie

La lithographie a été menée au début de ces travaux en salle blanche à l'aide d'un aligneur de masque MJB3, puis de son successeur MJB4, de la société Suss MicroTec (Figure D.1). On distingue principalement deux étapes importantes en lithographie : la gravure et le "lift-off".

D.1 La gravure

La gravure est le procédé de lithographie le plus courant. Il permet de définir les motifs de métal ou de diélectrique souhaités. La Figure D.2 (a) illustre la lithographie propre à l'obtention de motifs métalliques. Après avoir déposé le métal souhaité, on dépose une résine photosensible que l'on expose à un rayonnement ultraviolet. L'utilisation d'un masque permet de choisir les zones à insoler. La résine sensibilisée est ensuite retirée à l'aide d'un développeur. La résine restante sert à protéger les zones de métal que l'on souhaite conserver. Les zones métalliques non protégées sont supprimées dans un bain d'une solution chimique spécifique au matériau déposé. Enfin, la résine est supprimée à l'aide d'une nouvelle exposition UV et d'un bain chimique. On ne conserve que les zones de métal désirées. On peut également graver des couches de diélectriques.

D.2 Le "lift-off"

La technique du "lift-off" est illustrée Figure D.2 (b). Elle consiste, contrairement à la gravure, à déposer et sensibiliser localement une résine par un rayonnement UV avant d'effectuer le dépôt de la couche souhaitée (métal ou diélectrique). La résine sensibilisée est développée, laissant place à des zones d'ouverture dans lesquelles resteront les motifs de métal (ou de diélectrique) que l'on souhaite obtenir. Le dépôt du matériau est ensuite effectué. Enfin, un bain d'acétone permet de retirer la résine restante ainsi que le métal (ou le diélectrique) présent au-dessus de celle-ci.

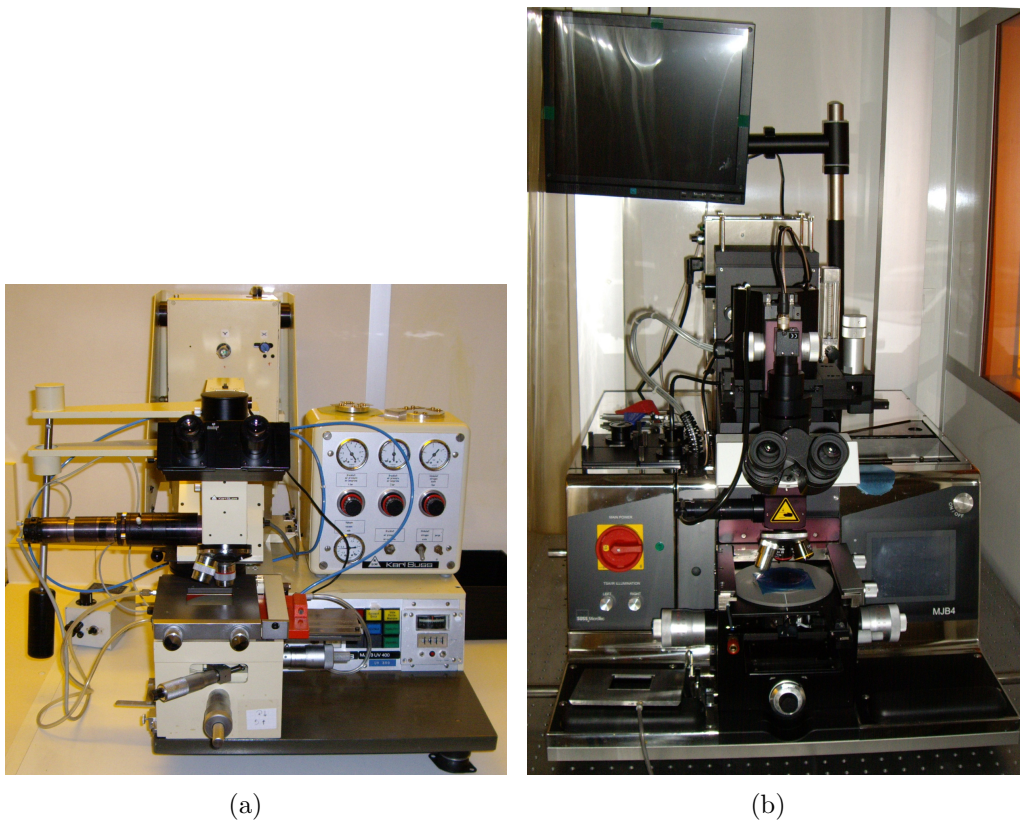


FIGURE D.1 – Aligneurs de masque (a) MJB3 et (b) MJB4 de Suss MicroTec

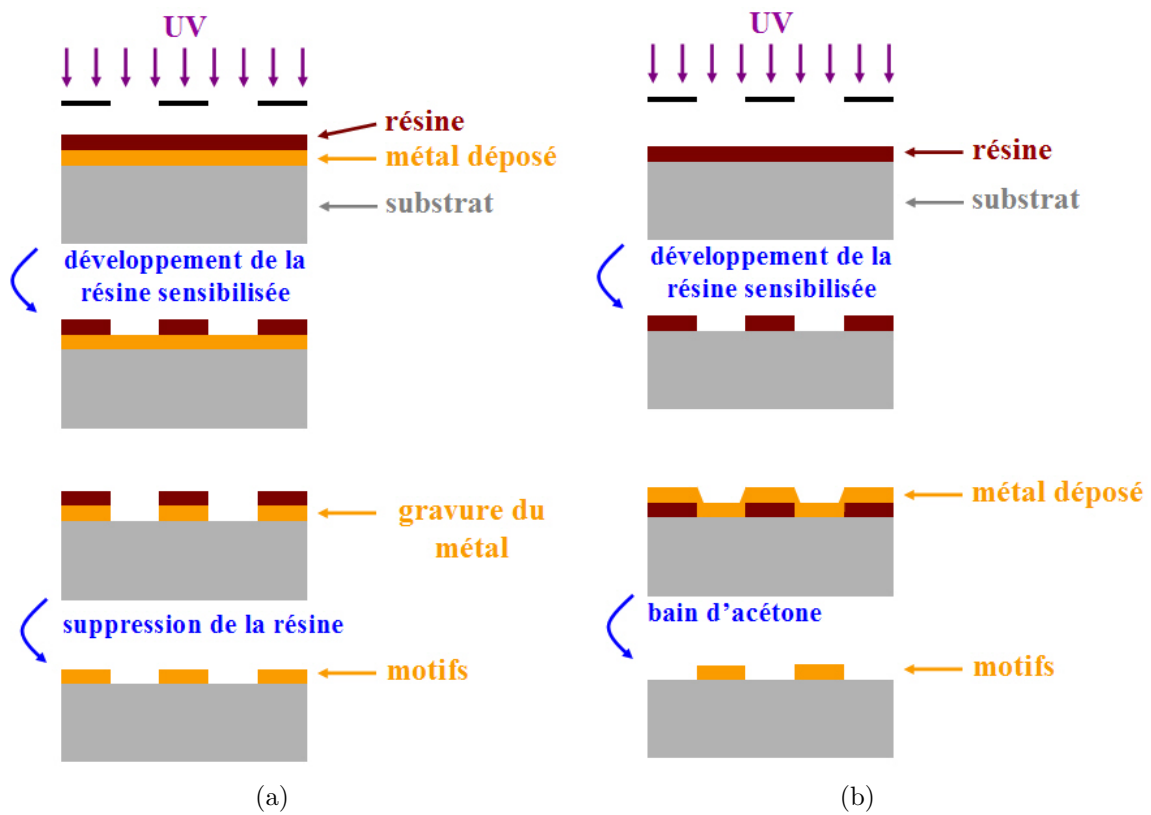


FIGURE D.2 – (a) Principe de la gravure et (b) principe du "lift-off"

Annexe E

Le moment quadratique

Cette annexe présente l'expression du moment quadratique d'une poutre en "U" suivant l'axe (Ox), ainsi qu'un exemple de calcul.

E.1 Moment quadratique d'une poutre en "U"

On considère la section de poutre en "U" présentée Figure E.1. L'épaisseur de la poutre, notée t , est considérée comme étant égale à l'épaisseur des flancs. La surface S de cette section vaut donc :

$$S = t(2h + w) \quad (\text{E.1})$$

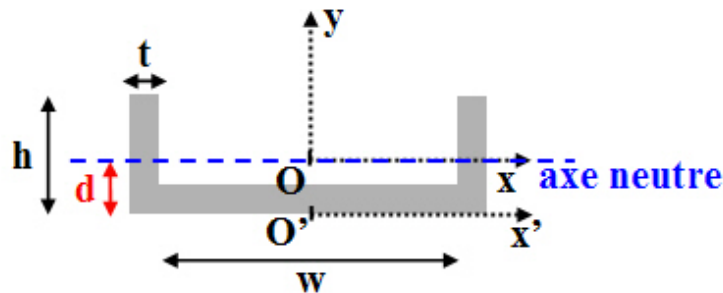


FIGURE E.1 – Position de l'axe neutre d'une section de poutre "U"

Dans un premier temps, il est préférable de calculer le moment quadratique de la section de poutre par rapport à l'axe $(O'x')$, que l'on notera $I'_{x'}$. Ce moment est égal à la somme du moment quadratique I_{x_1} de la partie plane de la section de poutre de largeur w (sans considérer les flancs) et des deux moments quadratiques égaux I_{x_2} de chacun des flancs. En appliquant la formule 2.20 vue dans la partie 2.2.5, on obtient :

$$I'_x = I_{x_1} + 2I_{x_2} = \int_0^w dx \int_0^t y^2 dy + 2 \int_0^t dx \int_0^h y^2 dy = \frac{wt^3}{3} + 2\frac{th^3}{3} = \frac{2h^3t + wt^3}{3} \quad (\text{E.2})$$

Nous avons déterminé le moment quadratique I'_x de la section de poutre par rapport à l'axe ($O'x'$). Afin de déterminer le moment quadratique I_x par rapport à l'axe (Ox), axe neutre de la section de poutre étudiée, il suffit d'appliquer le théorème de Huygens qui stipule que le moment quadratique de la section par rapport à l'axe neutre est égal à la somme du moment quadratique de cette section par rapport à un axe parallèle situé à une distance d de cet axe et au produit de la surface de la section multipliée par le carré de cette distance d . Soit :

$$I'_x = I_x + Sd^2 \quad (\text{E.3})$$

Le moment quadratique suivant l'axe (Ox) d'une section de poutre en "□" s'écrit finalement :

$$I_x = I'_x - Sd^2 = \frac{2h^3t + wt^3}{3} - t(2h + w)d^2 \quad (\text{E.4})$$

Rappelons que la distance d représentée ici dépend de la répartition des masses, et donc de la hauteur des flancs et de l'épaisseur de la poutre. Pour des systèmes micromécaniques, plus cette distance sera élevée, plus le moment quadratique sera important, ce qui traduit à la fois une bonne raideur pour la poutre (gage d'un bon temps de commutation), mais aussi une tension d'actionnement plus élevée puisque la poutre est plus résistante aux efforts externes.

E.2 Exemple de calcul

Considérons une section de poutre en "□" comme celle présentée Figure E.1 de dimensions micrométriques, de largeur $w = 10 \mu m$, d'épaisseur $t = 0,35 \mu m$, et dont les flancs sont hauts de $3 \mu m$. Il faut tout d'abord déterminer la position de l'axe neutre, c'est-à-dire, déterminer la distance d . La poutre étant constituée d'un matériau uniforme, l'axe neutre est également l'axe séparant deux surfaces identiques $\frac{S}{2}$ égales à :

$$\frac{S}{2} = \frac{t(w + 2h)}{2} = \frac{0,35(10 + 2.3)}{2} = 2,8 \mu m^2 \quad (\text{E.5})$$

Il suffit alors de diviser par la largeur totale $w + 2t$ pour déterminer la distance d . On a alors :

$$d = \frac{2,8}{10 + 2.0,35} = 0,26 \mu m \quad (\text{E.6})$$

En reprenant l'équation E.4, on peut alors calculer le moment quadratique, qui est égal à $6,06 \mu m^4$.

Pour une section de poutre standard de dimensions $w \times t = 10 \times 0,35 \mu\text{m}^2$, le moment quadratique vaut, d'après la relation 2.21 présentée dans la partie 2.2.5 :

$$I_x = \frac{wt^3}{12} = \frac{10 \cdot 0,35^3}{12} = 0,036 \mu\text{m}^4 \quad (\text{E.7})$$

Le moment quadratique par rapport à l'axe neutre est donc environ 170 fois supérieur dans le cas de la poutre en "□".

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Analog Devices, <http://www.analog.com>, 2007.
- [2] Sandia, <http://www.mems.sandia.gov>, 2007.
- [3] <http://www.iemn.univ-lille1.fr>.
- [4] University of Washington, www.ee.washington.edu, 2007.
- [5] <http://pagesperso-orange.fr/michel.hubin>.
- [6] L. Le Garrec and I. Roch, "Antennes à diversité de polarisation," <http://www.rtb.cnrs.fr>.
- [7] G. W. Dahlmann, E. M. Yeatman, P. R. Young, I. D. Anderson, and S. Lucyszyn, "MEMS High Q Microwave Inductors Using Solder Surface Tension Self-Assembly," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 329–332, Mai 2001.
- [8] TRILabs, www.trilabs.ca.
- [9] S. Balachandran, B. Lakshminarayanan, and T. Weller, "Multi-Bit Distributed MEMS Inductors," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 43–46, Juin 2006.
- [10] Northeastern University, <http://www.ece.neu.edu>, 2007.
- [11] D. Mercier, K. V. Caekenberghe, and G. M. Rebeiz, "Miniature RF MEMS switched capacitors," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1931–1934, Juin 2005.
- [12] B. Lakshminarayanan and G. M. Rebeiz, "High-Power High-Reliability Sub-Microsecond RF MEMS Switched Capacitors," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 1801–1804, Juin 2007.
- [13] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "Mems switchable interdigital coplanar filter," *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, p. 320–324, Janvier 2003.
- [14] A. Abbaspour-Tamijani, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, "Miniature and Tunable Filters Using MEMS Capacitors," *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, p. 1878–1885, Juillet 2003.

- [15] J. B. Rizk and G. M. Rebeiz, "W-Band Microstrip RF-MEMS Switches and Phase Shifters," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1485–1488, Juin 2003.
- [16] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. B. DeNatale, and G. M. Rebeiz, "A Very-Low-Loss 2-Bit X-Band RF MEMS Phase Shifter," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 333–335, Juin 2002.
- [17] M. Kim, J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, and J. B. DeNatale, "A DC-to-40 GHz Four-Bit RF MEMS True-Time Delay Network," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 219–222, Mai 2001.
- [18] J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, M. Kim, and J. B. DeNatale, "A Ka-Band 3-Bit RF MEMS True-Time-Delay Network," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, p. 305–308, Janvier 2003.
- [19] J. S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C. L. Goldsmith, and G. M. Rebeiz, "2 and 4-Bit DC-18 GHz Microstrip MEMS Distributed Phase Shifters," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 219–222, Mai 2001.
- [20] T. Vähä-Heikkilä and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz Reconfigurable Matching Network for Power Amplifier Applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, p. 717–720, Juin 2006.
- [21] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "A V-Band Single-Stub RF MEMS Impedance Tuner," *34th European Microwave Conference*, vol. 3, p. 1301–1304, Octobre 2004.
- [22] T. Vähä-Heikkilä, "Systèmes lasers impulsionnels compacts et dispositifs hyperfréquences accordables basés sur l'intégration de composants mems," Thèse de doctorat, Université de Helsinki, 2006.
- [23] S. Qin and N. S. Barker, "Distributed MEMS Tunable Matching Network Using Minimal-Contact RF-MEMS Varactors," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, p. 2646–2658, Juin 2006.
- [24] J. C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, and L. Y. Lin, "A Wide Tuning Range MEMS Switched Patch Antenna," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 1515–1518, Juin 1999.
- [25] B. A. Cetiner, J. Y. Qian, S. Liu, L. Jofre, G. Li, and F. D. Flaviis, "A Compact Wideband MEM Switched Diversity Antenna for Indoor Mobile Channels," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1711–1714, Juin 2003.
- [26] J. B. Sauveplane, "Caractérisation thermomécanique de films métalliques déposés en couche mince pour la simulation de la fiabilité de composants microélectronique de puissance," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2007.

- [27] J. S. Hayden, "High-performance digital x-band and ka-band distributed mems phase shifters," Thèse de doctorat, University of Michigan, 2002.
- [28] A. Pothier, "Conception, réalisation et test de micro-commutateurs micro-électromécaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [29] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*. J. Wiley & Sons, 2003.
- [30] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, and J. R. Davis Jr., "The resonant gate transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 14, n° 3, p. 117–133, Mars 1967.
- [31] K. E. Petersen, "Micromechanical membrane switches on silicon," *JBM Journal of Research and Development*, vol. 23, p. 376–385, Juillet 1979.
- [32] C. Goldsmith, T. H. Lin, B. Powers, R. Wen, and B. Norvell, "Micromechanical membrane switches for microwave applications," *IEEE Microwave Theory Tech. Symp.*, vol. 1, p. 91–94, Mai 1995.
- [33] D. Bouyge, "Systèmes lasers impulsions compacts et dispositifs hyperfréquences accordables basés sur l'intégration de composants mems," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [34] D. Bouyge, D. Sabourdy, A. Crunteanu, P. Blondy, V. Couderc, J. Lhermite, L. Grossard, and A. Barthélémy, "Integration of Micro-Electro-Mechanical Deformable Mirrors in Doped Fiber Amplifiers," *Microsystem Technologies*, vol. 13, n° 11, p. 1607–1613, Juillet 2007.
- [35] Texas Instruments, "Sytèmes DLP," <http://www.dlp.com>, 2007.
- [36] C. Dalmay, A. Pothier, P. Blondy, F. Lalloue, and M. O. Jauberteau, "Label Free Biosensors for Human Cell Characterization using Radio and Microwave Frequencies," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juin 2008.
- [37] R. Bashir, "BioMEMS : state-of-the-art in detection, opportunities and prospects," *Advanced Drug Delivery Reviews*, vol. 56, n° 11, p. 1565–1586, Septembre 2004.
- [38] J. B. Yoon, "3D-MEMS approaches to inductors," *IEEE International Microwave Symposium*, Juin 2003.
- [39] A. Elzayat, M. Degbe, F. Domingue, and V. Nerguizian, "A Suspended MEMS inductor of a new geometry and a novel anchor for RF applications," *IEEE MTT-S International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 4, p. 3332–3337, Juillet 2006.
- [40] S. Balachandran, B. Lakshminarayanan, T. Weller, and M. Smith, "MEMS tunable planar inductors using DC-contact switches," *34th European Microwave Conference*, vol. 2, p. 713–716, Octobre 2004.

- [41] V. M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. E. Gross, and P. Gammel, "Self-Assembling MEMS Variable and Fixed RF Inductors," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, p. 2093–2098, Novembre 2001.
- [42] N. Sarkar, D. Yan, E. Home, H. Lu, M. Ellis, J. B. Lee, R. Mansour, A. Nallani, and G. Skidmore, "Microassembled Tunable MEMS Inductor," *18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, p. 183–186, Février 2005.
- [43] S. Zhou, X. Sun, and W. N. Carr, "A monolithic variable inductor network using micro-relays with combined thermal and electrostatic actuation," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 9, p. 45–50, Mars 1999.
- [44] S. Giraud, "Etude, conception et réalisation de résonateurs piézoélectriques pour des applications hautes fréquences," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.
- [45] J. Fan, "Analyse et simulation de résonateurs piézoélectriques pour des applications de filtrage," Thèse de doctorat, Université de Limoges, en cours.
- [46] B. Lacroix, "Etude et conception d un commutateur capacitif MEMS RF miniature et rapide," *Rapport de stage de DEA*, Juillet 2005.
- [47] F. Conseil, "Simulation, conception et réalisation d'un commutateur en technologie micro-système pour dispositifs logiques sécuritaires," Thèse de doctorat, Université de Lille, 2004.
- [48] B. Ducarouge, D. Dubuc, F. Flourens, S. Mellé, E. Ongareau, K. Grenier, A. Boukabache, V. Conedera, P. Pons, E. Perret, H. Aubert, and R. Plana, "Power Capabilities of RF MEMS," *24th Conference on Microelectronics*, vol. 1, p. 65–70, Mai 2004.
- [49] D. Peroulis, S. P. Pacheco, and L. P. B. Katehi, "RF MEMS Switches With Enhanced Power-Handling Capabilities," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, p. 59–68, Janvier 2004.
- [50] C. Palego, A. Pothier, T. Gasseling, A. Crunteanu, C. Cibert, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, and P. Blondy, "RF MEMS Switched Varactor for High Power Applications," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 35–38, Juin 2006.
- [51] J. Muldavin, C. O. Bozler, S. Rabe, P. W. Wyatt, and C. L. Keast, "Wafer-Scale Packaged RF Microelectromechanical Switches," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, p. 522–529, Février 2008.
- [52] B. W. Min and G. M. Rebeiz, "A Low-Loss Silicon-on-Silicon DC-110 GHz Resonance-Free Package," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, p. 710–716, Février 2006.
- [53] M. E. Khatib, A. Pothier, A. Crunteanu, and P. Blondy, "A novel packaging approach for RF MEMS switching functions on alumina substrate," *Microsystem Technologies*, vol. 13, p. 1457–1461, Juillet 2007.

- [54] J. C. M. Hwang, "Reliability of Electrostatically Actuated RF MEMS Switches," *IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology*, p. 168–171, Décembre 2007.
- [55] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, B. Pillans, S. Eshelman, Z. Yao, J. Brank, and M. Eberly, "Lifetime Characterization of Capacitive RF MEMS Switches," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 227–230, Mai 2001.
- [56] X. Yuan, J. C. M. Hwang, D. I. Forehand, and C. L. Goldsmith, "Modeling and Characterization of Dielectric-Charging Effects in RF MEMS Capacitive Switches," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 753–756, Juin 2005.
- [57] S. Mellé, "Analyse et modélisation des phénomènes de chargement de diélectriques dans les mems rf : application à la fiabilité prédictive de micro-commutateurs électromécaniques micro-ondes," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2005.
- [58] Z. Peng, X. Yuan, J. C. M. Hwang, D. I. Forehand, and C. L. Goldsmith, "Dielectric Charging of RF MEMS Capacitive Switches under Bipolar Control-Voltage Waveforms," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, p. 1817–1820, Juin 2007.
- [59] Z. Peng, X. Yuan, J. Hwang, D. Forehand, and C. Goldsmith, "Superposition Model for Dielectric Charging of RF MEMS Capacitive Switches under Bipolar Control-Voltage Waveforms," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, p. 2911–2918, Décembre 2007.
- [60] P. Blondy, A. Crunteanu, C. Champeaux, A. Catherinot, P. Tristant, O. Vendier, J. L. Cazaux, and L. Marchand, "Dielectric less capacitive MEMS switches," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juin 2004.
- [61] D. Bouyge, P. Blondy, A. Crunteanu, and A. Pothier, "Nouvelle technologie et fiabilité d'un commutateur MEMS capacitif sans diélectrique," *15èmes Journées Nationales Microondes*, Mai 2007.
- [62] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman, and D. Denniston, "Performance of low-loss rf mems capacitive switches," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, p. 269–271, Août 1998.
- [63] D. Mercier, P. L. Charvet, P. Berruyer, C. Zanchi, L. Lapierre, O. Vendier, J. L. Cazaux, and P. Blondy, "A DC to 100 GHz High Performance Ohmic Shunt Switch," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Juin 2004.
- [64] B. Legrand and D. Collard, <http://www.iemn.univ-lille1.fr>, 2005.
- [65] memx, <http://www.memx.com>, 2007.
- [66] Imperial College London, <http://www3.imperial.ac.uk>, 2007.

- [67] J. B. Yoon and C. T. -C. Nguyễn, "A high-Q tunable micomechanical capacitor with movable dielectric for RF applications," *Tech. Digest, IEEE Electron Devices Meeting*, p. 489–492, Décembre 2000.
- [68] D. Peroulis and L. P. B. Katehi, "Electrostatically-Tunable Analog RF MEMS Varactors with Measured Capacitance Range of 300%," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1793–1796, Juin 2003.
- [69] J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, and C. Goldsmith, "RF MEMS-based Tunable Filters," *Int. J. RF Microwave CAE*, vol. 11, p. 276–284, Août 2001.
- [70] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A differential 4-bit 6.5-10 ghz rf mems tunable filter," *IEEE Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, p. 1103–1110, Mars 2005.
- [71] J. Muldavin, C. Bozler, S. Rabe, and C. Keast, "Large tuning range analog and multi-bit mems varactors," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1919–1922, Juin 2004.
- [72] R. Zhang and R. R. Mansour, "Novel digital and analogue tunable lowpass filters," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, p. 549–555, Juin 2007.
- [73] Y. Liu, A. Borgioli, A. Nagra, and R. A. York, "Distributed MEMS Transmission Lines for Tunable Filter Applications," *Int. J. RF Microwave CAE*, vol. 11, p. 254–260, Août 2001.
- [74] S. Lee, J. H. Park, H. T. Kim, J. M. Kim, Y. K. Kim, and Y. Kwon, "A 15-to-45 GHz Low-Loss Analog Reflection-Type MEMS Phase Shifter," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1493–1496, Juin 2003.
- [75] S. Lee, J. Park, H. Kim, J. Kim, Y. Kim, and Y. Kwon, "Low-Loss Analog and Digital Reflection-Type MEMS Phase Shifter With 1 : 3 Bandwidth," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, p. 211–219, Janvier 2004.
- [76] J. H. Park, H. T. Kim, W. Choi, Y. Kwon, and Y. K. Kim, "V-Band Reflection-Type Phase Shifters Using Micromachined CPW Coupler and RF Switches," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, p. 808–814, Décembre 2002.
- [77] C. S. Lin, S. F. Chang, C. C. Chang, and Y. H. Shu, "Design of a Reflection-Type Phase Shifter With Wide Relative Phase Shift and Constant Insertion Loss," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, p. 1862–1868, Septembre 2007.
- [78] Y. J. Ko, J. Y. Park, and J. U. Bu, "Integrated 3-Bit RF MEMS Phase Shifter With Constant Phase Shift for Active Phased Array Antennas in Satellite Broadcasting Systems," *12th International Conference on Transducers, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 2, p. 1788–1791, Juin 2003.

- [79] Y. J. Ko, J. Y. Park, H. T. Kim, and J. U. Bu, "Integrated Five-Bit RF MEMS Phase Shifter for Satellite Broadcasting/Communication Systems," *IEEE The Sixteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, p. 144–148, Janvier 2003.
- [80] G. M. Rebeiz, G. L. Tan, and J. S. Hayden, "RF MEMS Phase Shifters : Design and Applications," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, p. 72–81, Juin 2002.
- [81] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. B. DeNatale, and G. M. Rebeiz, "A 4-Bit Miniature X-Band MEMS Phase Shifter Using Switched-LC Networks," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, p. 1477–1480, Juin 2003.
- [82] T. Vähä-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, p. 205–207, Avril 2005.
- [83] T. Vähä-Heikkilä and G. M. Rebeiz, "A Reconfigurable 6-20 GHz RF MEMS Impedance Tuner," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, p. 729–732, Juin 2004.
- [84] H. T. Kim, S. Jung, K. Kang, J. H. Park, Y. K. Kim, and Y. Kwon, "Low-Loss Analog and Digital Micromachined Impedance Tuners at the *Ka*-Band," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, p. 2394–2400, Décembre 2001.
- [85] S. Jung, K. Kang, J. H. Park, K. W. Chung, Y. K. Kim, and Y. Kwon, "Micromachined Frequency-Variable Impedance Tuners Using Resonant Unit Cells," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, p. 333–336, Mai 2001.
- [86] S. Qin and N. S. Barker, "Reconfigurable Matching With A 10-30 GHz Distributed RF-MEMS Tuner," *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, vol. 4, Décembre 2005.
- [87] S. Qin and N. Barker, "RF-MEMS Based Tunable Matching Network," *Radio and Wireless Conference Proceedings*, p. 313–316, Août 2003.
- [88] P. Blondy, D. Bouyge, A. Crunteanu, and A. Pothier, "A Wide Tuning Range MEMS Switched Patch Antenna," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 152–154, Juin 2006.
- [89] Ansoft Ansys v.10, <http://www.ansoft.com>.
- [90] F. M. White, *Viscous Fluid Flow*. McGraw Hill Series in Mechanical Engineering, 2005.
- [91] D. Mercier, A. Pothier, and P. Blondy, "Monitoring mechanical characteristics of MEMS switches with a microwave test bench," *4th round table on micro and nano technologies for space*, Juin 2003.
- [92] Advanced Design System 2005A, <http://www.eesoft.tm.agilent.com>.

- [93] goodfellow, <http://www.goodfellow.com>, 2008.
- [94] Wikipedia, <http://www.wikipedia.fr>, 2007.
- [95] Futura Sciences, <http://www.futura-sciences.com>, 2007.
- [96] I. Roch, "Potentialité d'intégration des alliages à mémoire de forme en film mince dans les microsystemes," Thèse de doctorat, Université de Lille, 2001.
- [97] C. Cibert, "Films minces d'oxyde et de nitride d'aluminium pour applications hyperfréquences ; synthèse par pld et pecvd et caractérisations," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.

Résumé :

Ce travail présente la conception de capacités commutées MEMS RF miniatures rapides et leur application à des déphaseurs à base de lignes distribuées. Le but est d'accroître la vitesse de commutation d'une structure mécanique dont les temps de commutation sont aujourd'hui rarement inférieurs à la microseconde. Pour cela, une géométrie originale est étudiée et les dimensions géométriques de la poutre micromécanique sont optimisées.

Des mesures mécaniques et hyperfréquences ont également été réalisées afin de valider les résultats théoriques et de caractériser les composants ainsi fabriqués.

Ces capacités commutées MEMS RF miniatures ont ensuite été implémentées sur une ligne distribuée afin de réaliser des opérations de déphasage rapide à base de systèmes micromécaniques. Les mesures de temps de commutation ainsi que les coefficients de réflexion et les pertes d'insertion du dispositif sont également présentées.

Abstract :

This work presents design of fast miniature RF MEMS switched capacitors and their application to Distributed MEMS Transmission Line phase shifters. The goal is to increase the switching speed since it is currently rarely under the microsecond. Thus, an original geometry has been studied and geometrical dimensions of the micromechanical beam have been optimized.

Mechanical and RF measurements have also been done to validate theoretical results and to characterize the fabricated components.

These miniature RF MEMS switched capacitors have been implemented on distributed lines to achieve fast phase shifting operations based on micromechanical systems. Switching time, return loss and insertion loss measurements are also presented.