

# THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

En vue de l'obtention du grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Par

**Michel FRYZIEL**

— Ingénieur CNAM —

---

### **CONCEPTION ET REALISATION TECHNOLOGIQUE DE COMMUTATEURS MICRO-ELECTROMECHANIQUES EN BANDE K POUR ANTENNES A RESEAUX DEPHASES**

---

Soutenue le 17 décembre 2004 devant la commission d'examen :

M. Alain CAPPY	Président de jury
M. Paul-Alain ROLLAND	Directeur de thèse
Mme Nathalie ROLLAND	Co-directrice de thèse
M. Pierre BLONDY	Rapporteur
M. Jean-Louis CAZAUX	Rapporteur
Mlle Katia GRENIER	Examinatrice
M. Pierre NICOLE	Examineur
M. Lionel BUCHAILLOT	Examineur

## *Remerciements*

*Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (I.E.M.N.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur A. CAPPY, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs, dirigé par Monsieur le Professeur P-A. ROLLAND. Je les remercie de m'avoir permis de préparer ma thèse dans leur laboratoire.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur A. CAPPY pour m'avoir fait l'honneur de juger ce travail et de présider la commission d'examen.*

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Professeur P-A. ROLLAND et Madame N. ROLLAND qui ont assuré la direction et le suivi ma thèse. Leurs compétences scientifiques et leur grande disponibilité m'ont permis de mener ce travail dans d'excellentes conditions. Je les remercie également pour le dynamisme qu'ils apportent au sein de leur groupe de recherche (Circuits, Systèmes et Applications des Micro-ondes – CSAM), et qui a nourri ma motivation tout au long de ce travail.*

*J'exprime ma plus vive gratitude à Monsieur J-L. CAZAUX, Responsable Recherche et Développement à ALCATEL-SPACE, et à Monsieur P. BLONDY, Ingénieur de Recherche à l'Université de Limoges (I.R.C.O.M.), pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.*

*Je remercie sincèrement Mademoiselle K. GRENIER, Chargée de Recherche au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.), et Monsieur P. NICOLE, Ingénieur à THALES SYSTEMES AEROPORTES, qui ont accepté d'examiner ce travail et de participer au jury.*

*Cette étude a été menée en collaboration avec le groupe Microsystèmes Silicium de l'IEMN, dirigé par Monsieur L. BUCHAILLOT. Je lui adresse mes plus vifs remerciements. Nos fructueuses discussions et ses conseils avisés m'ont été largement profitables et ont contribué à l'accomplissement de cette étude. Je voudrais également le remercier pour sa relecture du manuscrit et sa participation dans le jury en tant qu'examineur.*

*Mes remerciements vont également à Madame C. VANOVERSCHELDE, Maître de Conférences, pour sa participation dans cette étude, ainsi que pour ses encouragements et l'amitié qu'elle me témoigne depuis de nombreuses années.*

*Que tous mes collègues du laboratoire qui ont contribué à la bonne ambiance dans laquelle ce travail s'est déroulé, trouvent ici l'expression de ma sympathie. Je tiens à remercier plus particulièrement les membres des centrales de technologies et de caractérisation qui m'ont fait part de leur expérience avec une grande disponibilité et qui ont étroitement participé à l'avancée de cette étude.*

*Je remercie très chaleureusement le personnel et les étudiants du groupe CSAM pour la bonne humeur qu'ils cultivent et la sympathie qu'ils m'ont témoignée durant toutes ces années. J'accorde une attention particulière à Alexandre BOÉ pour sa collaboration dans cette étude et son soutien dans les moments les plus difficiles.*

*Je n'omettrai pas d'adresser mes remerciements à mes collègues de l'UFR IEEA pour leurs encouragements, avec une pensée amicale pour Andrée, Sophie et Pascal.*

*Pour l'amitié et le soutien qu'ils me témoignent depuis de nombreuses années, je voudrais également remercier Tiot'Sam, Christophe, Momo, Sandrine et Pascal, Christine et Erick, Fabienne et Arnaud, et Elodie, sans oublier le Champion (Sylvain) qui malgré son âge et ses multiples blessures se débrouille encore plutôt bien sur les terrains de badminton.*

*Je remercie enfin toute ma famille, et particulièrement mes parents qui m'ont toujours soutenu durant toutes ces années d'études. Ce travail leur est dédié.*

# Sommaire

<b>Avant – propos</b> .....	9
Contexte de l'étude.....	9
Principe des antennes à réseaux déphasés.....	15
Bibliographie de l'avant–propos .....	17
<b>Introduction</b> .....	19
Le projet ARRESAT .....	20
Le projet TESS .....	21
Plan du manuscrit.....	23
Bibliographie de l'introduction .....	24
<b>Chapitre I</b>	
<b>Etude et conception des commutateurs MEMS RF</b> .....	25
I.1 – Introduction.....	25
I.2 – Structures mécaniques des commutateurs MEMS RF.....	25
I.2.1 – Principales forces mises en jeu durant l'actionnement d'un micro-commutateur.....	26
I.2.2 – Constante de raideur de la membrane d'un commutateur .....	28
I.2.2.1 – Constante de raideur de la membrane d'un pont.....	28
➤ Constante de raideur due à la distribution des forces appliquées .....	28
➤ Constante de raideur due à la contrainte résiduelle dans la membrane .....	30
➤ Constante de raideur totale de la membrane .....	31
I.2.2.2 – Constante de raideur d'une poutre cantilever .....	33
I.2.3 – Gradient de contrainte dans la membrane d'un commutateur.....	33
I.3 – Actionnement des commutateurs MEMS RF .....	34
I.3.1 – Actionnement piézo-électrique .....	34
I.3.2 – Actionnement électromagnétique .....	36
I.3.3 – Actionnement par magnétostriction.....	39
I.3.4 – Actionnement électrothermique.....	42
➤ Déplacement dans le plan. ....	42
➤ Déplacement hors plan.....	43
I.3.5 – Actionnement électrostatique .....	46
➤ Déplacement dans le plan .....	46
➤ Déplacement hors plan.....	48
I.3.6 – Actionnement électrothermique à verrouillage électrostatique .....	50
I.4 – Etude approfondie des commutateurs électrostatiques .....	51
I.4.1 – Force électrostatique sur la membrane d'un commutateur.....	51

I.4.2 – Tension d’effondrement (ou d’instabilité).....	53
I.4.3 – Tension de maintien à l’état bas .....	54
I.4.4 – Phénomène d’hystérésis de l’actionnement électrostatique.....	55
I.4.5 – Fiabilité des commutateurs à actionnement électrostatique .....	56
I.4.5.1 – Problème de charge de la couche diélectrique.....	56
I.4.5.2 – Claquage du diélectrique .....	58
I.4.5.3 – Auto-actionnement du commutateur par le signal RF.....	58
I.4.5.4 – Verrouillage de la membrane par le signal RF .....	60
I.4.6 – Amélioration de la fiabilité des commutateurs électrostatiques .....	61
I.4.6.1 – Choix du matériau diélectrique.....	61
I.4.6.2 – Choix de la forme des signaux d’actionnement.....	62
I.4.6.3 – Amélioration mécanique de l’actionnement électrostatique.....	63
➤ Réduction de la raideur de membrane .....	63
➤ Augmentation de la surface des électrodes.....	66
➤ Utilisation d’électrodes supérieures de rappel .....	66
➤ Utilisation d’une structure à bascule (ou structure push-pull).....	68
➤ Utilisation de plots de séparation.....	69
I.5 – Configurations électriques des commutateurs MEMS RF .....	70
I.5.1 – Contacts RF utilisés dans les commutateurs MEMS.....	71
I.5.1.1 – Le contact résistif (ou contact ohmique) .....	71
I.5.1.2 – Le contact capacitif.....	73
I.5.1.3 – Facteur de qualité des commutateurs.....	78
➤ Facteur de mérite d’un commutateur à contact résistif.....	80
➤ Facteur de mérite d’un commutateur à contact capacitif.....	80
I.5.1.4 – Utilisation des contacts résistifs et capacitifs dans l’industrie.....	82
I.5.2 – Les différentes configurations électriques de commutateurs MEMS RF.....	82
I.5.2.1 – Commutateurs MEMS RF en configuration série .....	82
I.5.2.2 – Commutateurs MEMS RF en configuration parallèle.....	84
I.5.2.3 – Commutateurs MEMS RF en configuration série/parallèle .....	86
I.5.3 – Modélisation électrique d’un commutateur MEMS RF .....	88
I.5.3.1 – Modèle circuit (CLR) d’un commutateur MEMS parallèle capacitif sur ligne coplanaire.....	88
➤ Perte d’insertion et isolation du commutateur parallèle capacitif.....	90
➤ Perte de réflexion du commutateur parallèle capacitif .....	91
➤ Influence de la valeur de $C$ sur les pertes du commutateur .....	92
➤ Influence de la valeur de $L$ sur les pertes du commutateur.....	93
➤ Influence de la valeur de $R$ sur les pertes du commutateur .....	95
I.5.3.2 – Ajustement des paramètres $C$ , $L$ et $R$ du modèle sur les paramètres $S$ du commutateur parallèle capacitif.....	97

➤ Détermination de la valeur de la capacité à l'état haut .....	97
➤ Détermination de la valeur de la capacité à l'état bas.....	97
➤ Détermination de la valeur de l'inductance à l'état bas .....	98
➤ Détermination de la valeur de la résistance à l'état bas .....	98
➤ Détermination de la valeur de la résistance à l'état haut .....	98
➤ Détermination de la valeur de l'inductance à l'état haut .....	99
I.6 – Commutateurs MEMS RF conçus à l'IEMN.....	99
I.6.1 – Simulations mécaniques des commutateurs MEMS RF.....	99
I.6.2 – Simulations électromagnétiques et modélisation électrique des commutateurs MEMS RF .....	104
I.7 – Conclusion .....	114
Bibliographie du Chapitre I.....	115

## Chapitre II

<b>Etude et conception des déphaseurs à commutateurs MEMS RF.....</b>	<b>123</b>
II.1 – Introduction .....	123
II.2 – Déphaseurs en transmission.....	126
II.2.1 – Déphaseurs à lignes commutées .....	126
II.2.2 – Déphaseurs à réseaux commutés .....	132
II.2.3 – Déphaseurs à ligne chargée .....	137
II.2.4 – Déphaseurs à ligne distribuée .....	143
II.3 – Déphaseurs de type réflexion .....	154
II.3.1 – Déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées .....	155
II.3.2 – Déphaseur de type réflexion à lignes à retard variable.....	160
II.4 – Déphaseur à MEMS réalisé à l'IEMN .....	165
II.4.1 – Choix de la topologie du déphaseur .....	165
II.4.2 – Choix du type de coupleur utilisé dans le déphaseur .....	166
II.4.3 – Conception d'un coupleur <i>branch-line</i> standard .....	170
II.4.4 – Conception d'un coupleur <i>branch-line</i> à taille réduite.....	175
II.4.5 – Dimensionnement du déphaseur.....	184
II.5 – Conclusion .....	192
Bibliographie du Chapitre II .....	193

## Chapitre III

<b>Réalisation et tests des commutateurs MEMS RF et des déphaseurs.....</b>	<b>199</b>
III.1 – Introduction .....	199
III.2 – Technologie de fabrication des commutateurs MEMS RF développée à l'IEMN.....	200
III.2.1 – Réalisation de la ligne coplanaire et des électrodes de commande.....	200
III.2.1.1 – Principe du dépôt électrolytique d'un métal .....	201

III.2.1.2 – Description du système de dépôt électrolytique développé à l’IEMN.....	202
III.2.1.3 – Réalisation de la couche d’amorce de nos dispositifs.....	204
III.2.1.4 – Réalisation du moule d’électrolyse.....	207
III.2.1.5 – Réalisation du dépôt d’or électrolytique.....	209
III.2.2 – Dépôt de la couche diélectrique.....	211
III.2.3 – Réalisation des piliers.....	215
III.2.4 – Réalisation de la membrane.....	217
III.2.5 – Réalisation des renforts de membrane.....	219
III.2.6 – Gravure de la couche d’amorce.....	221
III.2.7 – Libération de la membrane.....	221
III.2.8 – Procédé de fabrication des commutateurs MEMS RF.....	228
III.3 – Tests réalisés sur nos commutateurs MEMS RF.....	234
III.3.1 – Tests du fonctionnement mécanique de nos commutateurs.....	234
III.3.1.1 – Tests de la planéité des membranes.....	234
III.3.1.2 – Tests d’actionnement des commutateurs MEMS.....	237
III.3.2 – Tests électromagnétiques de nos commutateurs.....	244
III.3.3 – Perspectives d’amélioration de notre technologie MEMS RF.....	253
III.4 – Technologie de fabrication des déphaseurs à MEMS.....	255
III.6 – Conclusion.....	257
Bibliographie du Chapitre III.....	261
<b>Conclusion.....</b>	<b>263</b>
<b>Annexe A</b>	
<b>Pertes d’un commutateur MEMS RF parallèle.....</b>	<b>269</b>
A.1 – Calcul de la perte d’insertion d’un commutateur.....	270
A.2 – Calcul de l’isolation d’un commutateur.....	272
A.3 – Perte de réflexion du commutateur.....	272
Bibliographie de l’annexe A.....	273
<b>Annexe B</b>	
<b>La ligne coplanaire.....</b>	<b>275</b>
B.1 – Structure de la ligne coplanaire.....	275
B.2 – Les différents modes de propagation de la ligne coplanaire.....	276
B.3 – Dimensionnement de la ligne coplanaire.....	277
Bibliographie de l’annexe B.....	280

# Avant – propos

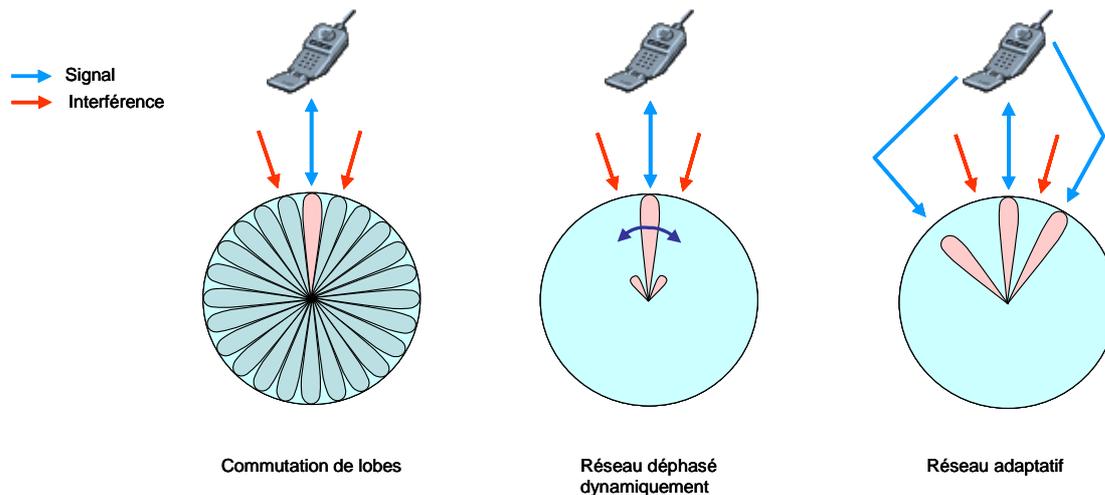
## Contexte de l'étude

Le nombre croissant des utilisateurs de systèmes de communications sans fil et l'introduction de services hauts débits tels que les services multimédia ou l'accès rapide à Internet vont entraîner une forte augmentation du trafic à l'échelle mondiale. Cet engouement pour les systèmes de communications sans fil contraint les opérateurs à accroître sans cesse la capacité de leurs systèmes. Actuellement, l'une des techniques les plus prometteuses pour atteindre les capacités de trafic nécessaires à ces applications repose sur l'utilisation de la technologie des antennes adaptatives ou antennes *intelligentes* qui a reçu un énorme intérêt à travers le monde ces dernières années. Ces antennes trouvent des applications dans tous les systèmes de télécommunication sans fil que ce soit dans les systèmes terrestres, stratosphériques ou satellitaires [1, 2, 3, 4].

En ce qui concerne les systèmes de communications mobiles terrestres, les antennes *intelligentes* sont très avantageuses tant au niveau macro-cellulaire que micro-cellulaire.

Le rayon d'une cellule dans un système macro-cellulaire est couramment supérieur à 1 km. Généralement, les antennes des stations de base de ces réseaux sont omnidirectionnelles ou sectorisées. D'où un gaspillage de puissance puisque la plupart de l'énergie est rayonnée dans des directions où il n'y a pas d'utilisateur. De plus, la puissance rayonnée dans ces directions est considérée comme une interférence par les utilisateurs. L'idée des antennes *intelligentes* est d'utiliser des diagrammes d'antennes variables sur les stations de base, qui s'adaptent continuellement à l'environnement radio. En maximisant le gain de l'antenne dans la direction souhaitée et en le minimisant simultanément dans les directions des sources d'interférences (autres utilisateurs), la qualité de la liaison de communication peut être significativement améliorée. Comme le montre la figure 1, différents niveaux "d'intelligence" sont introduits dans les antennes *intelligentes*, allant de la simple commutation de faisceaux prédéfinis, à la formation de faisceaux optimums utilisant des antennes à réseaux adaptatifs basées sur des algorithmes DOA (direction of arrival), en passant par les réseaux déphasés qui permettent l'orientation du faisceau d'antenne dans une direction privilégiée. Dans le cas des antennes à réseaux adaptatifs, le diagramme de rayonnement peut être constitué de plusieurs lobes

s'adaptant à la réception d'éventuels signaux multitrajets. Des algorithmes spéciaux et des techniques de diversité d'espace peuvent alors être utilisés pour combiner ces signaux multitrajets et ainsi maximiser le rapport signal sur interférence.



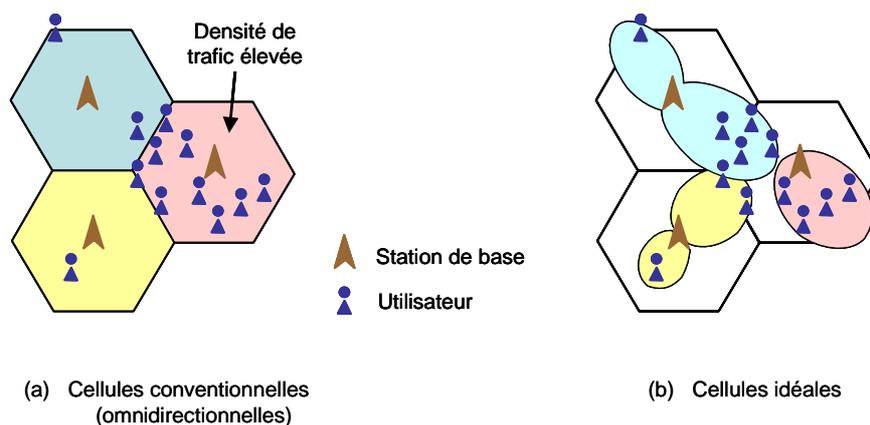
**Figure 1** : Diagrammes de rayonnement des antennes *intelligentes*.

Ainsi, en augmentant la puissance reçue utile et en réduisant les interférences, les antennes *intelligentes* permettent une utilisation beaucoup plus efficace de la puissance, qui peut se traduire par une augmentation des débits de transmission, indispensable pour l'accès rapide à Internet et aux services multimédia. Le principal intérêt de l'utilisation des antennes *intelligentes* reste toutefois la possibilité d'augmenter considérablement la capacité des systèmes cellulaires. En effet, habituellement, les utilisateurs qui communiquent via la même station de base sont distingués par la fréquence (FDMA : frequency division multiple access), par le temps (TDMA : time division multiple access), ou par un code (CDMA : code division multiple access). Les antennes *intelligentes* ajoutent une nouvelle méthode pour distinguer les utilisateurs par leur emplacement dans l'espace (SDMA : space division multiple access). Ceci implique qu'un canal physique de communication peut être alloué simultanément à plusieurs utilisateurs dans une même cellule, seulement séparés par un angle. Par exemple, la duplication des fréquences dans les différentes directions, au sein d'une même cellule, est tout à fait envisageable du fait de la forte directivité de ces antennes.

Les antennes *intelligentes* apportent d'autres avantages aux systèmes macro-cellulaires. En milieu rural, l'utilisation d'antennes directives permet d'obtenir une couverture radio à plus longue distance. L'éloignement plus important entre les stations de base permet de réduire leur nombre et ainsi les coûts de déploiement de l'infrastructure du réseau. La sécurité du réseau tire également profit des antennes directives. En effet, lorsqu'une antenne *intelligente* est utilisée sur la station de base, l'intrus qui veut écouter une connexion doit se situer dans la même direction que l'utilisateur espionné. Un autre avantage de l'utilisation des antennes

directives est la réduction de la puissance transmise qui permet d'économiser les batteries des terminaux, dont les durées de vie doivent être de plus en plus longues.

La définition d'une cellule peut également être profondément modifiée avec l'utilisation des antennes adaptatives. L'arrangement conventionnel des cellules utilisé par les systèmes macro-cellulaires est représenté sur la figure 2a. Une station de base couvre une surface omnidirectionnelle ou sectorisée. Ainsi, du fait des variations géographique et temporelle de la distribution des utilisateurs, la quantité de trafic varie d'une cellule à une autre. Par conséquent, une configuration de zones plus efficace améliorerait le rendement d'utilisation de la puissance disponible et permettrait une meilleure répartition de la charge du réseau entre les stations de base. La figure 2b présente la configuration de zones idéale pour un système cellulaire. Une telle configuration est obtenue en utilisant une technique de configuration de zones dynamique dans laquelle chaque station de base adapte la forme de sa zone en fonction de la distribution des utilisateurs [1].



**Figure 2** : Configurations de zones dans un système macro-cellulaire.

L'utilisation de systèmes micro-cellulaires, dans lesquels le rayon des cellules est inférieur à 500 m, se présente comme une solution pour répondre à la demande croissante pour les services haut débit. Comme pour le cas des systèmes macro-cellulaires, les performances de ce type de système peuvent être améliorées par l'utilisation d'antennes réseaux adaptatives contrôlées par des algorithmes DOA.

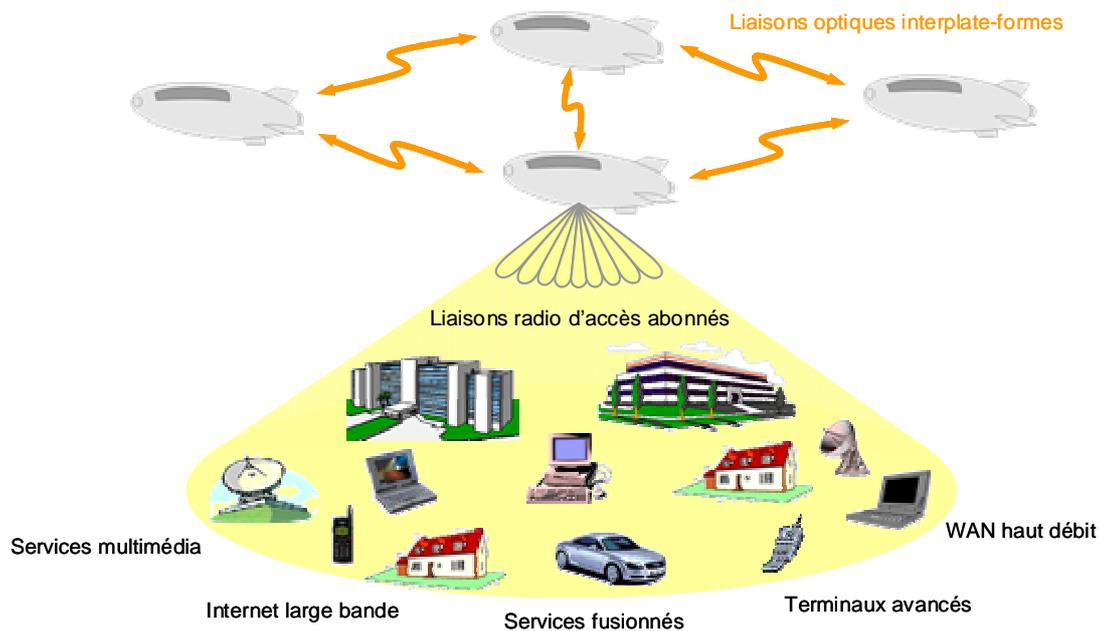
Pour fournir des accès haut débit, ces systèmes micro-cellulaires s'orientent aujourd'hui vers les fréquences millimétriques qui offrent des largeurs de bande relativement importantes. Le comportement quasi-optique de ces fréquences se traduit par la présence de trajets multiples dans le canal de propagation. Bien que dans certains cas il soit possible de tirer profit de ces trajets réfléchis (couverture de zones où le trajet direct n'existe pas entre les terminaux communicants), les interférences causées par ce type de propagation peuvent aussi fortement limiter les débits de transmission. L'étude menée à l'IEMN, dans le cadre de mon mémoire

d'ingénieur CNAM, sur la caractérisation du canal radio intra-bâtiment à 60 GHz a montré que l'utilisation d'antennes directives permet de lutter efficacement contre le phénomène de propagation multitrajets et ainsi d'augmenter les débits de transmission dans ce type de canal [5]. Les antennes à réseau déphasé sont donc parfaitement adaptées pour ce type d'application. Dans le cas où le trajet direct est obstrué, nous pouvons également envisager d'utiliser ce type d'antenne pour scruter le canal afin de trouver le meilleur trajet de propagation.

Depuis quelques années, les systèmes HAPS (High Altitude Platform System) sont devenus particulièrement attractifs et ont le potentiel pour devenir la troisième infrastructure de télécommunication sans fil après les réseaux terrestres et satellitaires [6, 7]. Le concept consiste à utiliser des ballons dirigeables ou des avions qui opèrent en configuration quasi-stationnaire dans la stratosphère, à une vingtaine de kilomètres du sol. Leur tâche est de fournir des communications radio large bande sur des grandes surfaces au sol. Comparé aux stations de base terrestres, les systèmes HAPS présentent un angle d'élévation élevé qui se traduit par une visibilité en trajet direct sur un rayon d'environ 200 Km au sol pour un angle d'élévation compris entre  $10^\circ$  et  $45^\circ$ . Ils peuvent donc remplacer un grand nombre de stations de base terrestres, atténuant ainsi les effets de propagation au sol. Par ailleurs, comme ils sont considérablement plus proches du sol que les satellites, ils offrent des pertes de propagation beaucoup plus faibles (environ 34 dB et 66 dB de moins par rapport, respectivement, aux satellites LEO et GEO). Les systèmes de télécommunication HAPS ont été conçus pour répondre dynamiquement aux demandes de trafic avec la possibilité d'un déploiement progressivement au fur et à mesure des besoins, et sont relativement faible coût comparé aux satellites. De plus, les plate-formes, qui protègent l'environnement en utilisant l'énergie solaire, peuvent redescendre sur terre pour leur maintenance ou leur mise à jour.

La couverture d'un système HAPS est régionale, cependant il est possible d'interconnecter des plate-formes entre-elles par liaison optique pour créer un réseau national dans le ciel. Eventuellement, les plate-formes peuvent aussi être reliées à des passerelles distantes via des satellites. Avec des débits compris entre 25 Mbits/s et 155 Mbits/s, les systèmes HAPS pourront fournir des services de vidéo numérique de haute qualité ou des accès rapides à Internet à divers types de terminaux fixes ou mobiles. La figure 3 illustre le principe des réseaux qui seront déployés avec les systèmes HAPS.

De nombreux projets concernant la mise en œuvre des systèmes HAPS sont en cours de développement et témoignent du grand intérêt suscité par ces systèmes. Nous pouvons citer en exemples les projets Sky Station [8], SkyTower [9] et HALO [10] aux USA, et le projet SkyNet au Japon. En Europe, HELINET a été le premier projet consacré à un système HAPS (2000 – 2003) [11, 12, 13]. Un autre projet européen, le projet CAPANINA [14], a débuté en novembre 2003. Des offres commerciales de systèmes HAPS devraient être proposées aux utilisateurs dans un très proche avenir (1 à 3 ans).



**Figure 3** : Réseau HAPS pour communication sans fil haut débit

Le rayon typique des cellules au sol est compris entre 1 et 10 Km. L'antenne embarquée sur un système HAPS doit donc être capable de générer plusieurs centaines de faisceaux pour couvrir un rayon de 40 à 200 Km. La technologie des antennes à réseaux déphasés fournit une solution adaptée pour la formation de multi-faisceaux directifs garantissant des transmissions large bande de haute qualité. Par ailleurs, ce type d'antennes permet une augmentation de la capacité de trafic en utilisant plus efficacement la bande fréquentielle de 600 MHz qui a été allouée aux systèmes HAPS dans la plage 47–48 GHz par l'ITU (International Telecommunications Union) lors des conférences *World Radiocommunication* (WRC) en 1997 et 2000.

L'antenne doit aussi être capable de générer des faisceaux de différentes largeurs avec des puissances d'émission propres à chacun d'eux. Pour garantir la qualité des liaisons, un contrôle automatique de puissance d'émission indépendant est nécessaire sur chaque faisceau afin de compenser l'atténuation éventuelle due aux conditions atmosphériques dans certaines régions (pluie, neige, brouillard).

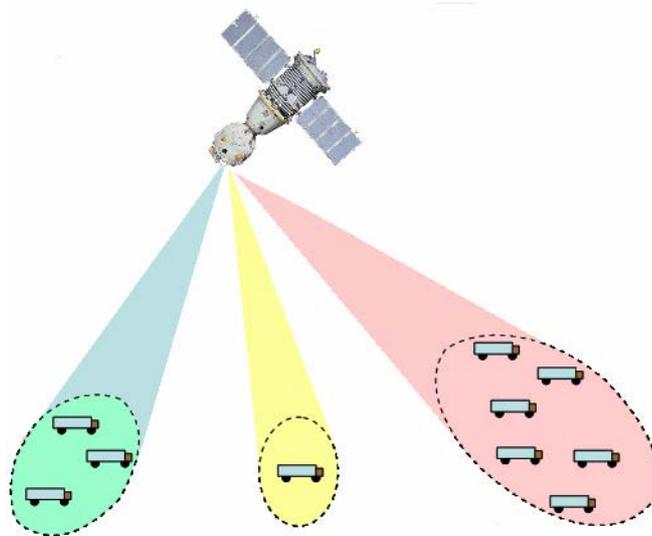
De plus, comme la position de la plate-forme fluctue ou dérive à cause des variations sur les conditions de vent et de pression dans la stratosphère, les faisceaux de l'antenne doivent être contrôlés pour compenser tout déplacement de la plate-forme et fixer la position et la taille de l'empreinte sur le sol.

Les antennes à réseaux déphasés ont donc un rôle capital à jouer dans les systèmes HAPS.

Les antennes à réseaux déphasés trouveront également de nombreuses applications dans les systèmes de communications par satellite. Lorsque la communication s'effectue entre un satellite et des mobiles (véhicules terrestres), les antennes à réseaux déphasés peuvent être installées sur le satellite ou sur les mobiles en fonction de l'application visée [2].

Une antenne multi-faisceaux de forme fixe peut être placée sur un satellite pour couvrir différentes zones à la surface de la terre. Dans ce cas, l'antenne à réseaux déphasés a le même rôle que lorsqu'elle est installée sur un système HAPS : chaque faisceau est utilisé pour définir une cellule. Un tel système permet la réutilisation des fréquences et une allocation de puissance variable pour chaque faisceau.

Pour certaines applications, une antenne à faisceaux dynamiques peut être utilisée sur le satellite. Dans ce cas, les formes et les tailles des faisceaux générés sont définies par la position des mobiles au sol. Ce type d'antenne permet de couvrir des groupes de mobiles comme illustré sur la figure 4.



**Figure 4** : Système satellite générant des faisceaux de différentes formes pour couvrir des groupes de mobiles.

L'antenne fixée sur le satellite peut également générer des faisceaux séparés pour chaque mobile. Dans ce cas, le satellite agit comme une station relais entre les mobiles et une station de base, les communications avec la station de base s'effectuant à des fréquences différentes de celles avec les mobiles. Dans ce type de système, il est envisagé que chaque mobile soit suivi par le satellite et que le faisceau pointe vers le mobile désiré et s'annule dans la direction des mobiles utilisant la même fréquence, d'où la nécessité d'antennes à réseaux adaptatifs.

L'antenne à réseau déphasé peut aussi être montée sur un mobile (véhicule) pour communiquer directement avec le satellite. Dans ce cas, le circuit de contrôle de l'antenne permet de diriger son faisceau vers le satellite. Comme la direction du satellite par rapport au mobile change constamment à cause des déplacements du véhicule et du satellite défilant, ce type d'application nécessite une poursuite constante du satellite et un ajustement régulier de la direction du faisceau de sorte qu'il pointe toujours vers le satellite.

## Principe des antennes à réseaux déphasés

Les antennes à réseaux déphasés sont constituées d'une multitude d'éléments rayonnants, identiques dans la plupart des cas. Le champ total rayonné par ce type d'antenne est déterminé par la somme vectorielle de tous les champs rayonnés par les éléments individuels. Pour obtenir un diagramme d'antenne très directif, il est nécessaire que les champs des éléments du réseau interfèrent de manière constructive dans la direction souhaitée et de manière destructive dans l'espace restant. Dans un réseau d'éléments identiques, cinq paramètres peuvent être utilisés pour former le diagramme général de l'antenne [15, 16] :

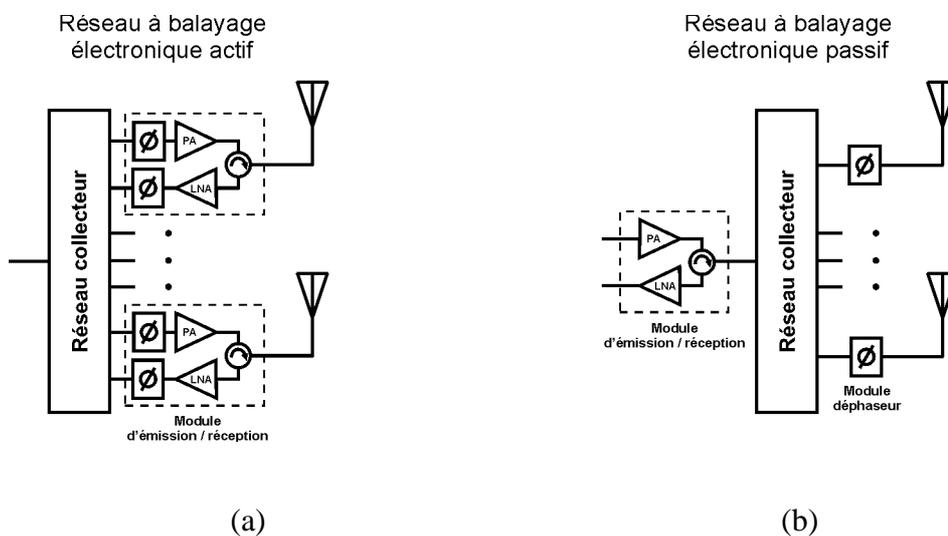
- la configuration géométrique de l'ensemble du réseau (linéaire, circulaire, rectangulaire, sphérique...),
- l'espacement relatif entre les éléments,
- l'amplitude d'excitation des éléments individuels,
- la phase d'excitation des éléments individuels,
- le diagramme de rayonnement relatif des éléments individuels.

Généralement, les paramètres utilisés pour orienter le faisceau de l'antenne sont la phase d'excitation et éventuellement l'amplitude d'excitation des éléments individuels. Ainsi, un déphaseur doit être placé devant chaque élément rayonnant pour orienter le faisceau de l'antenne dans la direction souhaitée. Si cette direction de pointage doit évoluer au cours du temps, les déphaseurs doivent nécessairement être variables.

Les déphaseurs variables utilisent habituellement des fonctions de commutation qui sont réalisées par des composants semi-conducteurs (FET GaAs, diodes PIN...). L'inconvénient de ces déphaseurs réside dans leurs pertes et leur consommation relativement élevées. Les commutateurs MEMS RF qui présentent des pertes et des consommations relativement faibles et une excellente linéarité apportent une solution pour l'amélioration des performances et la réduction des coûts des antennes à réseaux déphasés.

Les antennes actives à réseaux déphasés standards utilisent un amplificateur faible bruit (LNA) et un amplificateur de puissance (PA) pour chaque élément rayonnant, situés à proximité des éléments rayonnants pour minimiser la contribution des pertes RF sur le facteur de bruit du système et le rendement d'émission. Les déphaseurs et le réseau collecteur, qui sont placés derrière le LNA, n'influencent quasiment pas le facteur de bruit du système (cf. Figure 5a).

Les antennes à réseaux déphasés passifs placent les déphaseurs et le réseau collecteur entre les amplificateurs (PA et LNA) et les éléments rayonnants (cf. Figure 5b). Dans ce cas, ils contribuent directement aux pertes RF et dégradent le facteur de bruit du récepteur et le rendement d'émission. L'intérêt de cette topologie est de supprimer un grand nombre de PA et de LNA qui sont responsables de la consommation, du poids et des problèmes de dissipation thermique de l'antenne. Les antennes à réseaux déphasés passifs sont en réalité utilisées comme des sous-réseaux dans les réseaux d'antennes et requièrent des déphaseurs présentant des pertes les plus faibles possibles. Les déphaseurs à commutateurs MEMS RF peuvent être utilisés pour supprimer 50 à 70 % des modules d'émission/réception sur les grands réseaux déphasés qui peuvent compter plus d'une centaine de milliers d'éléments individuels.



**Figure 5** : Architectures distribuée et centralisée des antennes à réseaux déphasés actifs (a) et passifs (b).

## Bibliographie de l'avant-propos

- [1] Lal Chand Godara, “*Handbook of Antennas in Wireless Communications, Chapter 23: Phased Array Technology for Wireless Systems*”, CRC Press LLC, 2002, <http://www.engnetbase.com>
- [2] L. C. Godara, “*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System Considerations*”, *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 7, pp. 1031–1060, July 1997.
- [3] L.C. Godara, “*Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beamforming and Direction-of-Arrival Considerations*”, *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1193–1245, Aug. 1997.
- [4] G. Tsoulos, M. Beach, and J. MaGeehan, “*Wireless Personal Communications for the 21st Century: European Technological Advances in Adaptive Antennas*”, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, no. 9, pp. 102–109, Sept. 1997.
- [5] M. Fryziel, “*Caractérisation large bande du canal radio intra-bâtiment à 60 GHz*”, Mémoire d’ingénieur, CNAM, 16 nov. 2001.
- [6] G. M. Djuknic, J. Freidenfelds, and Y. Okunev, “*Establishing Wireless Communications Services via High-altitude Aeronautical Platforms: A Concept Whose Time Has Come?*”, *IEEE Commun. Mag.*, pp. 128–35, Sept. 1997.
- [7] Y. Hase, R. Miura, and S. Ohmori, “*A Novel Broadband All-wireless Access Network Using Stratospheric Radio Platform*”, *VTC '98*, Ottawa, Canada, May 1998.
- [8] Projet **Sky Station**, <http://www.Skystation.com>
- [9] Projet **SkyTower**, <http://www.skytowerglobal.com>
- [10] Projet **HALO**, <http://www.angelcorp.com>
- [11] Projet européen **HELINET**, <http://www.helinet.polito.it>
- [12] T. C. Tozer and D. Grace, “*High-altitude platforms for wireless communications*”, *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 127-137, June 2001.
- [13] J. Thornton, D. Grace, C. Spillard, T. Konefal, and T. C. Tozer, “*Broadband communications from a high-altitude platform: the European HeliNet programme*”, *Electronics & Communication Engineering Journal*, 13, (3), pp. 138-144, June 2001.
- [14] Projet européen **CAPANINA**, <http://www.capanina.org>
- [15] C. A. Balanis, “*Antenna Theory – Analysis and Design*”, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [16] R. C. Johnson, “*Antenna Engineering Handbook*”, Third Edition, McGraw-Hill, Inc., 1993.



## Introduction

Nous avons vu dans l'avant-propos, qu'en permettant une forte augmentation de la capacité des systèmes de communications sans fil, les antennes *intelligentes* avaient un rôle important à jouer dans ces systèmes, qu'ils soient terrestres ou satellitaires. La réduction des pertes des déphaseurs utilisés dans les antennes permet d'accroître les performances de celles-ci, tout en diminuant leur complexité, leur poids, leur coût et leur consommation d'énergie. En effet, cette minimisation des pertes permet de réduire le nombre d'amplificateurs intégrés sur les antennes. Ce gain de performance peut être obtenu par l'utilisation de commutateurs MEMS RF. Aussi, depuis la fin des années 90, différentes topologies de déphaseurs à MEMS RF ont suscité un vif intérêt au sein de la communauté scientifique.

C'est donc dans cette perspective que l'IEMN a débuté ses travaux sur la conception et la fabrication de commutateurs MEMS RF à déflexion électrostatique, avec une participation dans les projets ARRESAT et TESS, et avec comme premier objectif la réalisation d'antennes *intelligentes* en bande K (12–40 GHz) pour des systèmes satellitaires.

Depuis quelques années, le groupe Circuits, Systèmes et Applications des Micro-ondes (CSAM) de l'IEMN travaille également sur le développement d'un système de communications intra-bâtiment fonctionnant aux fréquences millimétriques (60 GHz). L'objectif du projet actuel est de développer, en partenariat avec le Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille (LIFL), un réseau d'objets mobiles communicants. Les études menées dans le cadre de mon mémoire d'ingénieur CNAM ont montré l'intérêt des antennes *intelligentes* (très directives) pour lutter contre les multitrajets dans ce type de canal de propagation. Les travaux que nous avons réalisés sur le développement d'une technologie de commutateurs MEMS RF, présentés dans ce mémoire, se poursuivent aujourd'hui dans le cadre de la thèse d'Alexandre BOE concernant la conception et la réalisation d'une antenne à faisceaux commutés en bande V.

## Le projet ARRESAT

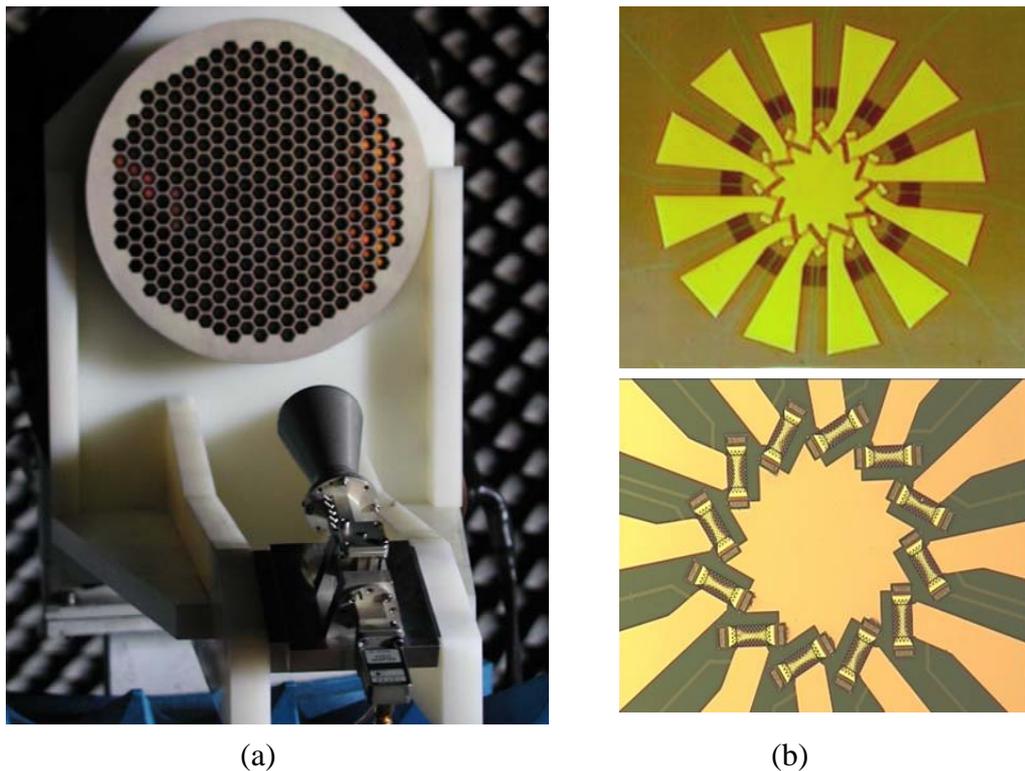
Les travaux sur les commutateurs MEMS RF ont débuté à l'IEMN avec le projet ARRESAT (Antenne à Réseau Réflecteur pour SATellite) qui visait à réaliser un nouveau type d'antenne, dont seront équipés certains satellites de télécommunication [1]. Ce projet a été labellisé en 1999 par le Réseau National de Recherche en Télécommunications (RNRT) et a été subventionné par la Direction de la Technologie.

Les partenaires associés à l'IEMN dans ce projet étaient Alcatel Space Industries, Thales Research & Technology (TRT), l'Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes (IETR), ainsi que deux PME : Ipsis et Systrel.

L'originalité de ce projet réside dans l'utilisation de commutateurs MEMS RF pour réaliser la fonction de déphasage d'une antenne à réseau réflecteur ; cette approche constituait une première mondiale. Le rôle de l'IEMN, en collaboration avec Thales Research & Technology, était de concevoir et de réaliser des micro-commutateurs permettant de démontrer la faisabilité et l'intérêt de tels dispositifs en bande Ka, et d'identifier et lever les verrous technologiques liés à ce concept. Du fait des performances mécaniques et électriques visées, l'IEMN s'est orienté vers une topologie de commutateurs MEMS à risque, tant au niveau de la technologie basse température développée sur GaAs, qu'au niveau de la structure mécanique retenue. Les commutateurs réalisés à l'IEMN pour ce projet font l'objet de ce mémoire. Les commutateurs conçus et fabriqués, en parallèle, par Thales Research & Technology utilisent une structure plus classique et ont montré d'excellentes performances. Ces commutateurs ont été retenus pour la fabrication de l'antenne.

Une antenne à réseau réflecteur est constituée d'éléments rayonnants, chacun incluant des commutateurs miniaturisés pour réaliser un contrôle de phase, et d'une antenne cornet éclairant le réseau réflecteur. Le principe de fonctionnement de ce type d'antenne est le suivant : chaque cellule rayonnante déphaseuse du réseau reçoit et ré-émet l'onde émise par le cornet, avec la phase adaptée pour réaliser le pointage variable et la formation du diagramme évolutive. Un grand avantage du réseau réflecteur par rapport à une antenne active est sa capacité à être associée à une amplification centralisée. Il en résulte un meilleur rendement pour les antennes à l'émission, et également un contrôle thermique plus aisé.

La cellule rayonnante déphaseuse élémentaire, conçue à l'IETR [2], est constituée d'une pastille centrale entourée de six dipôles. Les commutateurs MEMS RF sont utilisés pour relier un seul de ces dipôles, à la fois, à la pastille centrale. L'onde ré-émise par la cellule subit un déphasage dont la valeur dépend du dipôle connecté. En contrôlant le déphasage de chacune des cellules, il est possible d'orienter l'onde réfléchiée dans une direction privilégiée. La Figure In.1 montre une photographie de l'antenne réalisée qui comprend 313 éléments rayonnants, ainsi que l'agrandissement d'une cellule élémentaire.



**Figure In.1** : Antenne à réseau réflecteur en bande K réalisée dans le cadre du projet ARRESAT (a) et agrandissement d'une cellule rayonnante déphaseuse (b) [1].

## Le projet TESS

Les travaux de l'IEMN sur le développement d'une technologie de commutateurs MEMS RF se sont poursuivis avec le projet TESS (Transport **E**Space et **S**ociété) dont l'objectif premier était de montrer l'intérêt des techniques satellitaires dans les transports terrestres. Ce projet, d'une durée de 20 mois, labellisé par le Réseau Terre et Espace (RTE), a été subventionné par le Ministère de la Recherche et la région Nord – Pas de Calais.

Les partenaires associés à l'IEMN dans ce projet étaient l'INRETS (Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité), le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales), le LAMIH (Laboratoire d'Automatique et de Mécanique Industrielles et Humaines, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis), ainsi que les sociétés CGX, IMDS et WorldSpace. Les utilisateurs du projet étaient les transporteurs routiers GTP du groupe Norbert Dentressangle et Lataste Transports, ainsi que la Communauté Urbaine de Lille représentée par Transpole.

Le projet TESS concernait le développement en France des systèmes de transport intelligents (ITS – Intelligent Transport Systems). L'ITS prend notamment en compte tous les aspects liés au “*mobile on line*” : navigation et routage, sécurité et contrôle d'alarmes, communications audio et multimédia, cartographie, connaissance de l'environnement du mobile, péage automatique et virtuel. Chacun des services associés pouvant faire appel à des média de communication haut débit.

L'objectif de ce projet était de démontrer qu'un système fondé sur des solutions satellites peut satisfaire les besoins des services en matière de gestion de flottes de véhicules, de navigation et de communication. Il s'agissait de compléter les solutions terrestres, en étudiant les niches possibles dans les endroits de faible couverture et d'accès difficile pour l'UMTS.

Au moment du lancement du projet TESS, la Communauté Urbaine de Lille était engagée dans un plan de développement de son système de gestion de flotte de bus, d'où l'intérêt pour ce projet. Par ailleurs, Lille étant *capitale européenne de la culture* en 2004, la Communauté Urbaine souhaitait à cette occasion présenter des services innovants alliant culture et technologies de transport. En partenariat avec Transpole, plusieurs autobus ont été équipés de systèmes de communication sans fil offrant aux usagers un accès à divers services multimédia. L'architecture du système est composée de deux grandes parties : la première partie est située à l'intérieur du bus et gère la communication entre la station de diffusion d'informations et les assistants personnels (PDA) des usagers ; la seconde partie gère les communications entre le bus et le poste de contrôle.

- Le système de diffusion d'informations à l'intérieur du bus est basé sur un réseau IEEE 802.11b (Wi-Fi). Les usagers sont munis de PDA équipés de carte de communication sans fil pour recevoir le trafic réseau. La station de diffusion embarquée dans le bus envoie en “multicast” des informations de manière périodique. De plus, le bus est doté d'un récepteur GPS. L'information de localisation provenant du GPS permet d'envoyer vers les usagers des informations contextualisées (par exemple les horaires d'ouverture d'un musée quand le bus passe à côté de celui-ci).
- Le poste de contrôle communique avec la station de diffusion qui est embarquée dans le bus et permet de mettre à jour les informations qui seront diffusées à l'intérieur du bus. Selon les services, le poste de contrôle peut aussi demander à remonter des informations locales au bus (par exemple une vidéo en cas d'agression dans le bus).

Ces services étaient initialement basés sur une solution moyen débit en bande L (64 Kbits/s à 384 Kbits/s), conçue à partir de systèmes existants. La région Nord – Pas de Calais a également financé une action plus prospective pour des applications multimédia avec des débits visés de l'ordre de 2 Mbits/s. De tels services imposent une montée en fréquence dans les bandes K. Dans ce projet, l'IEMN a été chargé de poursuivre ses efforts

sur le développement d'une technologie de commutateurs MEMS RF destinée à la réalisation d'un prototype d'antenne embarquée en bande Ku.

## Plan du manuscrit

Ce mémoire est consacré à l'étude prospective des commutateurs MEMS RF et des déphaseurs à MEMS RF qui a fait l'objet de ma thèse.

Le premier chapitre présente les différentes topologies de commutateurs MEMS RF proposées dans la littérature scientifique. Nous détaillons ensuite dans celui-ci l'actionnement électrostatique que nous avons choisi pour nos commutateurs, en insistant sur les avantages et les inconvénients de ce mode d'actionnement. Les propriétés des commutateurs MEMS RF conçus à l'IEMN, déterminées par des simulations 3D mécaniques et électromagnétiques, seront ensuite exposées.

Le second chapitre est consacré aux déphaseurs à MEMS RF utilisés depuis peu dans la conception des antennes à réseaux déphasés. La première partie de ce chapitre présente les différentes topologies proposées dans la littérature, toutes issues des déphaseurs à composants semi-conducteurs. Les avantages et les inconvénients de chacune d'elles seront présentés. Pour chaque type de déphaseur un état de l'art sera également fourni sous forme de tableaux comparatifs. Nous nous attarderons ensuite sur la topologie de déphaseur retenue pour notre étude. Une solution permettant de réduire la taille de notre déphaseur a également été étudiée et sera exposée dans ce chapitre. Enfin, nous présenterons les performances électromagnétiques obtenues par simulation sur nos deux configurations de déphaseurs à MEMS RF.

Le dernier chapitre de ce manuscrit est consacré à la fabrication et aux tests de nos commutateurs MEMS RF et de nos déphaseurs. Dans un premier temps, nous présenterons les difficultés rencontrées lors du développement de notre procédé technologique, ainsi que les solutions mises en œuvre pour lever ces verrous technologiques. Le procédé technologique finalisé sera ensuite détaillé. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux tests mécaniques et électromagnétiques effectués sur les commutateurs MEMS RF réalisés dans nos salles blanches.

## Bibliographie de l'introduction

- [1] Rapport final du projet RNRT **ARRESAT**, Décembre 2003.
- [2] E. Girard, “*Conception et simulation de cellules rayonnantes déphaseuses pour réseau réflecteur à polarisation circulaire*”, Thèse de Doctorat, Institut National de Sciences Appliquées de Rennes, 13 novembre 2003.

# Chapitre I

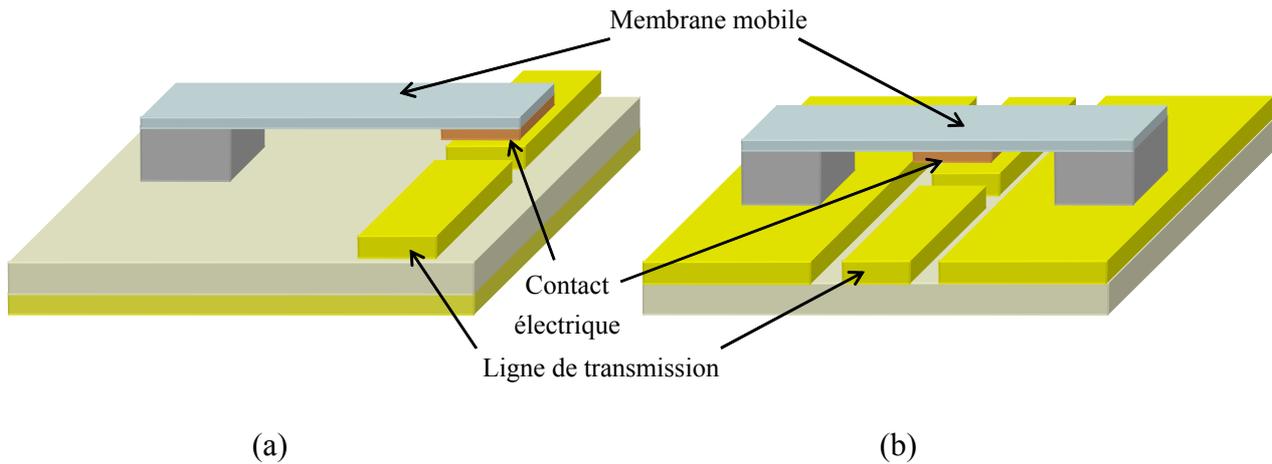
## Etude et conception des commutateurs MEMS RF

### I.1 – Introduction

Grâce à leurs faibles pertes et leur très faible consommation, qui sont deux facteurs essentiels dans les systèmes de télécommunications, les commutateurs MEMS RF peuvent avantageusement remplacer les commutateurs à semi-conducteurs. Ce chapitre, qui leur est consacré, présente les différentes configurations mécaniques et électriques les plus fréquemment utilisées dans leur conception. Les aspects de fiabilité de ces commutateurs MEMS RF seront également évoqués dans ces paragraphes. Enfin, nous présenterons la structure originale de commutateurs MEMS RF élaborée à l'IEMN et les résultats de simulations mécaniques et électromagnétiques réalisées sur celle-ci.

### I.2 – Structures mécaniques des commutateurs MEMS RF

Généralement, les commutateurs MEMS sont constitués de deux parties : une partie fixe, composée de la ligne de transmission et de la commande de l'actionneur, et une partie mobile qui se présente soit sous la forme d'un contact à déplacement latéral, soit sous forme d'une membrane ou d'une poutre (cantilever). Les micro-commutateurs à membrane sont les plus répandus et se distinguent par le type de leur membrane. Bien que certains commutateurs soient réalisés avec des membranes en torsion [63], les structures les plus couramment rencontrées dans la littérature sont les cantilevers et les ponts. Ces deux structures utilisent une membrane suspendue au-dessus d'une ligne de transmission qui, sous l'effet d'une force externe, est actionnée pour changer l'état du commutateur. Dans le cas des cantilevers, la poutre est fixée à une seule de ses extrémités, l'autre extrémité étant maintenue en position haute par ses contraintes mécaniques internes. La membrane de type pont est, quant à elle, fixée à chacune de ses extrémités. La figure 1.1 illustre ces deux structures mécaniques.



**Figure 1.1** : Commutateurs MEMS RF de type cantilever (a) et de type pont (b).

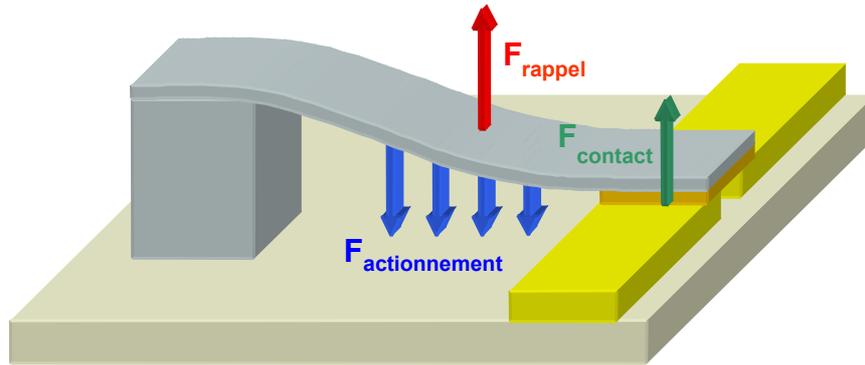
L'échelle et les grandeurs relatives des forces qui agissent sur les commutateurs MEMS RF sont significativement différentes de celles que nous rencontrons dans le monde macroscopique qui nous entoure. En effet, la masse de ces microsystèmes est si faible, de l'ordre de  $10^{-10}$  à  $10^{-11}$  kg, que des forces de quelques centaines de micro-Newton suffisent à créer des déplacements ou des déformations de structure de quelques micromètres, voire quelques dizaines de micromètres. Malgré leur petite taille, ces commutateurs respectent les lois de base de la mécanique, même si certaines d'entre-elles perdent beaucoup d'importance à ces échelles microscopiques. Par exemple, la masse des membranes est si faible qu'elles sont insensibles aux forces d'accélération. Si l'on considère une constante de raideur de 10 N/m et une accélération de  $100 \text{ m/s}^2$  (10 g), le déplacement de la membrane est de l'ordre de quelques nanomètres, ce qui est négligeable par rapport à la hauteur des membranes qui varie typiquement de 1,5 à 4  $\mu\text{m}$ . De même, les forces de surface et l'amortissement de l'air dominent les forces d'inertie et de gravitation.

### I.2.1 – Principales forces mises en jeu durant l'actionnement d'un micro-commutateur

L'actionnement du commutateur est réalisé en appliquant une *force d'actionnement* externe sur la membrane, la contraignant à fléchir vers la ligne de transmission. La raideur de la membrane va alors s'opposer à sa flexion en créant une *force de rappel*. Si la force d'actionnement est supérieure à la force de rappel, la membrane se déforme jusqu'à venir en contact avec la ligne de transmission. A ce moment précis, une nouvelle force apparaît, entraînant l'équilibre du système. Il s'agit de la *force de contact* qui comme la force de rappel s'oppose au déplacement de la membrane (cf. Figure 1.2). En négligeant toute autre force

pouvant s'exercer lors du mouvement de la membrane, le principe fondamental de la statique impose que la résultante de ces trois forces soit nulle quand l'équilibre du système est atteint :

$$\text{A l'équilibre : } F_{\text{actionnement}} = F_{\text{rappel}} + F_{\text{contact}} \quad (1.1)$$



**Figure 1.2 :** Forces exercées sur la membrane pendant l'actionnement du commutateur.

Les déflexions générées sur la membrane étant relativement limitées, on peut considérer en première approximation que le comportement mécanique de la partie mobile du commutateur est similaire à celui d'un ressort ayant une constante de raideur  $k$  (N/m). Pour un tel système, la force de rappel dépend directement de la constante de raideur et évolue linéairement avec la déflexion,  $\Delta g$  (m), en suivant la relation :

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

De même, tant que la membrane n'est pas posée sur la ligne de transmission ( $F_{\text{contact}} = 0$ ), une relation similaire à celle que nous venons d'établir existe entre la force d'actionnement et la déflexion. La déflexion obtenue en appliquant une force,  $F_{\text{actionnement}}$  (N), s'exprime par :

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

La constante de raideur d'une membrane dépend de ses dimensions géométriques et des propriétés du (ou des) matériau(x) utilisé(s) dans sa fabrication. Typiquement, la constante de raideur des commutateurs MEMS RF est de l'ordre de 5–40 N/m. Ainsi, la force d'actionnement nécessaire pour créer une déflexion de 3  $\mu\text{m}$  est de l'ordre de 15–120  $\mu\text{N}$ .

## I.2.2 – Constante de raideur de la membrane d'un commutateur

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que la constante de raideur joue un rôle très important dans la conception des commutateurs MEMS RF puisqu'elle détermine les forces mises en œuvre lors de l'actionnement. De plus, nous verrons dans le paragraphe I.4.6.3 qu'elle a aussi une forte influence sur la fiabilité des micro-commutateurs. Aussi, nous nous attarderons dans les paragraphes suivants sur les expressions de la constante de raideur obtenues pour les structures de type pont et cantilever. Nous tâcherons ainsi de mettre en évidence les principaux paramètres qui modifient cette constante de raideur.

### I.2.2.1 – Constante de raideur de la membrane d'un pont

La constante de raideur d'une membrane encastree-encastree peut être modélisée en deux parties. Une partie,  $k'$ , est due à la raideur du pont et prend en compte les propriétés des matériaux telles que le module de Young,  $E$  (Pa), et le moment d'inertie,  $I$  ( $m^4$ ). La seconde partie de la constante de raideur,  $k''$ , est due à la contrainte résiduelle bi-axiale,  $\sigma$  (Pa), présente dans la membrane et résulte du procédé de fabrication. La constante de raideur d'une membrane encastree-encastree peut donc s'écrire  $k = k' + k''$ .

#### ➤ Constante de raideur due à la distribution des forces appliquées

La constante de raideur dépend de la manière dont est appliquée la force sur la membrane. Notons cependant qu'elle est associée, dans ce qui suit, au déplacement du centre de la membrane et non au déplacement de la membrane situé à l'endroit où est appliquée la force. Si la charge est distribuée sur la longueur totale du pont (cf. Figure 1.3a), la constante de raideur est définie par [1] :

$$k'_a = 32Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.4)$$

où  $w$ ,  $t$  et  $l$  sont respectivement la largeur, l'épaisseur et la longueur de la membrane.

Si la charge est concentrée sur la partie centrale du pont de longueur  $2x-l$  (cf. Figure 1.3b), la constante de raideur est donnée par :

$$k'_c = 32Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1} \quad (1.5)$$

Et dans le cas où la charge est appliquée sur les extrémités de la membrane sur une longueur totale de  $2(l-x)$  (cf. Figure 1.3c), la constante de raideur est déterminée par :

$$k'_e = 4Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{(x/l)(1-(x/l))^2} \quad (1.6)$$

Les conditions  $x/l = 1$  pour  $k'_c$  et  $x/l = 0.5$  pour  $k'_e$  aboutissent à la même constante de raideur car elles correspondent chacune au cas où la force est appliquée sur la longueur totale de la membrane.

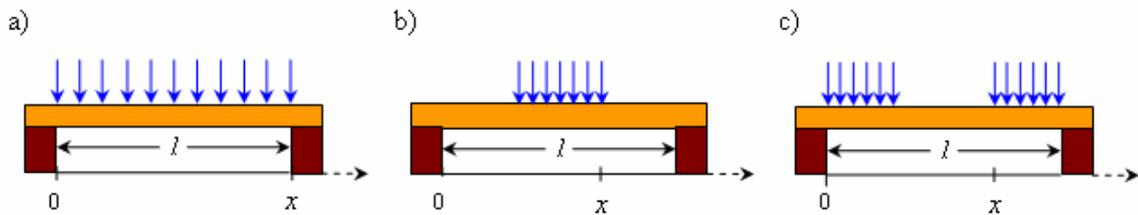


Figure 1.3 : Distribution de la force appliquée sur la membrane

La figure 1.4 présente les constantes de raideur partielles d'une membrane en or ( $E = 80$  GPa), calculées en utilisant les équations (1.4), (1.5) et (1.6), normalisées par rapport à la largeur de la membrane ( $w = 1 \mu\text{m}$ ). Pour les calculs de  $k'_c$  et  $k'_e$ , la force est considérée distribuée sur  $2/5$  de la longueur totale de la membrane. Le rapport  $t/l$  utilisé en abscisse correspond à des dimensions typiques de membranes avec des longueurs comprises entre 200 et 500  $\mu\text{m}$  et des épaisseurs comprises entre 0.5 et 3  $\mu\text{m}$ . Ces courbes montrent qu'en concentrant les forces vers les supports de membrane nous obtenons une constante de raideur ( $k'_e$ ) beaucoup plus élevée que si elles sont appliquées au centre ( $k'_c$ ) ou sur la longueur totale ( $k'_a$ ) de la membrane. Par conséquent, pour une force donnée, nous obtiendrons une déflexion au centre de la membrane moins importante si cette force est appliquée sur ses extrémités.

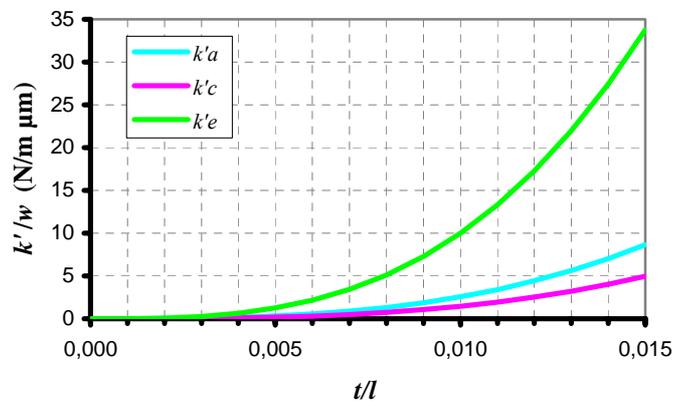
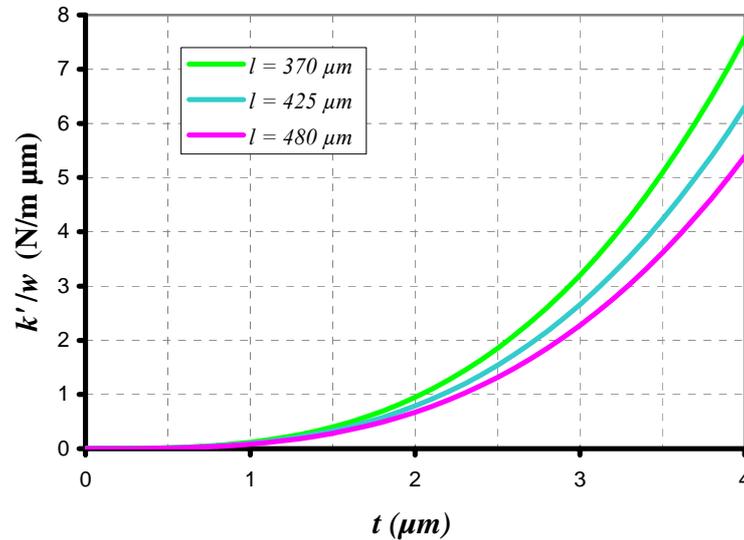


Figure 1.4 : Constante de raideur partielle (normalisée par rapport à la largeur de la membrane  $w$ ) d'une membrane en or en fonction du mode de distribution de la force.

Les courbes de la figure 1.5 représentent la constante de raideur partielle,  $k_e'$ , d'une membrane en or en fonction de son épaisseur pour une force appliquée sur 100  $\mu\text{m}$  à chaque extrémité de la membrane avec  $l = 370, 425$  et  $480 \mu\text{m}$ . Les valeurs sur ces courbes sont normalisées par rapport à la largeur de la membrane ( $w = 1 \mu\text{m}$ ).



**Figure 1.5** : Constante de raideur partielle d'une membrane en or de longueur variable en fonction de son épaisseur, pour une force appliquée sur ses extrémités (normalisée par rapport à la largeur de la membrane).

Le terme  $(t/l)^3$  présent dans les expressions (1.4), (1.5) et (1.6) et les courbes de la figure 1.5 montrent la forte influence de l'épaisseur de la membrane sur sa constante de raideur. L'épaisseur de la membrane devra donc être optimisée pour garantir le fonctionnement du commutateur.

### ➤ Constante de raideur due à la contrainte résiduelle dans la membrane

La contrainte,  $\sigma$  (Pa), est définie comme la force microscopique par unité de surface qui agit sur la surface d'un élément de volume différentiel d'un corps solide. Un matériau peut présenter des contraintes différentes dans les trois dimensions de l'espace. La contrainte plane est un cas particulier qui se produit très fréquemment dans les matériaux en film mince utilisés dans les circuits MEMS ; elle peut être due au procédé de dépôt ou à la désadaptation dans la dilatation thermique entre le film et le substrat. Dans le cas de la contrainte plane, il est toujours possible de définir un système de coordonnées dans lequel il n'y a que deux composantes de contrainte normales dans le plan,  $\sigma_x$  et  $\sigma_y$  [2]. Un cas encore plus particulier, appelé contrainte dans le plan bi-axiale se produit quand ses deux composantes dans le plan sont égales l'une à l'autre. Dans ce cas,  $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ .

Dans le cas d'une membrane fixée à chacune de ses extrémités, la contrainte résiduelle bi-axiale se traduit par une force,  $S$ , tirant ou poussant sur les extrémités de la membrane selon que la contrainte est en tension ( $\sigma > 0$ ) ou en compression ( $\sigma < 0$ ).

$$S = \sigma(1 - \nu)tw \quad (1.7)$$

où  $\nu$  est le coefficient de Poisson.

Dans le cas d'une contrainte en tension, la partie de la constante de raideur qui dépend de cette contrainte résiduelle peut être modélisée en considérant la force  $S$ . Lorsqu'une force externe est appliquée sur le pont, elle crée une déflexion qui étire la membrane, augmentant ainsi sa contrainte interne et par conséquent la force de traction sur ses extrémités. En mettant en équation ces forces et la déflexion de la membrane, nous pouvons obtenir l'expression de la constante de raideur [1]. Lorsque la force externe s'applique sur la longueur totale de la membrane, la constante de raideur est définie par :

$$k_a'' = 8\sigma(1 - \nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \quad (1.8)$$

Pour les cas où la force est distribuée au centre ou aux extrémités de la membrane, la constante de raideur due à la contrainte résiduelle est donnée par :

$$k_c'' = 8\sigma(1 - \nu)w\left(\frac{t}{l}\right)\frac{1}{3 - 2(x/l)} \quad (1.9)$$

$$k_e'' = 4\sigma(1 - \nu)w\left(\frac{t}{l}\right)\frac{1}{1 - (x/l)} \quad (1.10)$$

Pour le cas d'une contrainte en compression, le modèle de  $k''$  n'est pas valide du fait que la membrane a tendance à flamber.

### ➤ Constante de raideur totale de la membrane

La constante de raideur totale est la somme des contributions de la raideur de la membrane et de la contrainte résiduelle bi-axiale. Dans le cas général, nous obtenons :

$$k = k' + k'' \quad (1.11)$$

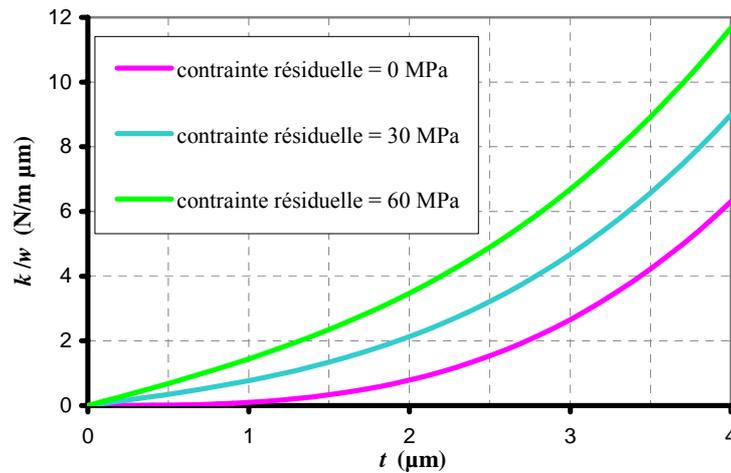
Ainsi,

$$k_a = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \quad (1.12)$$

$$k_c = 32Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8(x/l)^3 - 20(x/l)^2 + 14(x/l) - 1} + 8\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3 - 2(x/l)} \quad (1.13)$$

$$k_e = 4Ew\left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{(x/l)(1 - (x/l))^2} + 4\sigma(1-\nu)w\left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{1 - (x/l)} \quad (1.14)$$

Les valeurs de la constante de raideur totale d'une membrane en or de longueur  $l = 425 \mu\text{m}$  ont été calculées en fonction de l'épaisseur de la membrane pour des contraintes résiduelles de 0, 30 et 60 MPa et des forces appliquées sur ses extrémités. Les valeurs obtenues, normalisées par rapport à la largeur ( $w = 1 \mu\text{m}$ ), sont représentées sur les courbes de la figure 1.6.



**Figure 1.6** : Constante de raideur totale d'une membrane en or de longueur  $l = 425 \mu\text{m}$  calculée en fonction de son épaisseur pour différentes valeurs de la contrainte résiduelle et des forces appliquées sur ses extrémités (normalisée par rapport à la largeur de la membrane).

Sur cette figure, nous pouvons remarquer que pour les faibles épaisseurs de membrane ( $t < 1.5 \mu\text{m}$ ) la constante de raideur est dominée par la composante de contrainte résiduelle lorsque cette dernière est supérieure à 10 – 20 MPa. Ce phénomène est mis en évidence par la linéarité des courbes qui traduit la prédominance du terme en  $(t/l)$  sur le terme en  $(t/l)^3$  dans l'équation (1.14) pour les faibles épaisseurs de membrane.

Pour s'affranchir de l'influence de la contrainte résiduelle, il faudra donc veiller à ne pas choisir une épaisseur de membrane trop faible lors de la conception du commutateur.

### 1.2.2.2 – Constante de raideur d'une poutre cantilever

Comme la poutre cantilever n'est fixée qu'à une seule de ses extrémités, toute contrainte résiduelle dans le film est libérée. Par conséquent, sa constante de raideur ne contient pas de composante due à la contrainte résiduelle, contrairement à la membrane d'un pont.

Lorsque la force est appliquée uniformément sur toute la longueur de la poutre, la constante de raideur est définie par [1] :

$$k_a = \frac{2Ew}{3} \left( \frac{t}{l} \right)^3 \quad (1.15)$$

Lorsque la force s'applique sur une longueur  $(l-x)$  à l'extrémité de la poutre, la constante de raideur est donnée par :

$$k_c = 2Ew \left( \frac{t}{l} \right)^3 \frac{1 - (x/l)}{3 - 4(x/l)^3 + (x/l)^4} \quad (1.16)$$

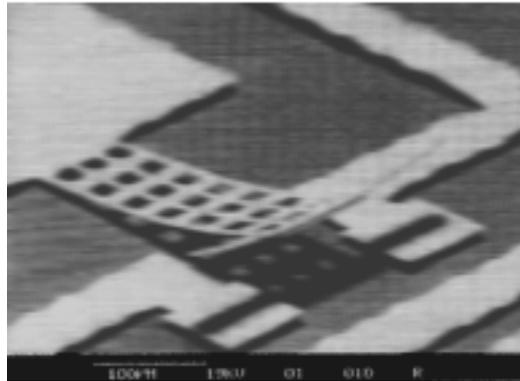
Pour un même rapport  $t/l$ , la constante de raideur d'une poutre cantilever est beaucoup plus faible que celle de la membrane d'un pont. En effet, en comparant les équations (1.4) et (1.15) correspondant au cas où la force est appliquée uniformément sur toute la longueur de la membrane, on constate que la constante de raideur d'un cantilever est 48 fois plus faible que celle d'une membrane encadrée-encadrée. Par conséquent, les cantilevers seront plus sensibles au phénomène de collage qui est l'une des causes principales limitant la durée de vie des commutateurs MEMS RF (cf. paragraphe I.4.5.).

### 1.2.3 – Gradient de contrainte dans la membrane d'un commutateur

Lorsqu'un matériau est déposé en film mince pour former la membrane d'un commutateur, les conditions de dépôt évoluent entre la première et la dernière couche constituant ce film. Ainsi, les couches inférieure et supérieure d'une membrane uniforme présentent des contraintes résiduelles différentes qui se traduisent par la présence d'un gradient de contrainte à l'intérieur de la membrane. Le gradient de contrainte peut aussi être dû à l'utilisation de plusieurs matériaux dans la membrane, chacun ayant des contraintes résiduelles différentes (SiN/Au, par exemple).

En présence d'un gradient de contrainte, les forces internes qui s'appliquent sur le bas et le haut de la membrane sont différentes. Il résulte de ce phénomène une courbure positive ou négative de la membrane qui est d'autant plus marquée sur les structures fixées par une seule de

leurs extrémités, comme les cantilevers. Bien que dans certains cas le gradient de contrainte soit utilisé pour la réalisation de structure mécanique précontrainte, comme dans l'exemple du commutateur de la figure 1.7, il doit généralement être réduit au maximum pour garantir la planéité de la membrane.



**Figure 1.7 :** Courbure de la membrane d'un commutateur due au gradient de contrainte [3, 4].

## I.3 – Actionnement des commutateurs MEMS RF

Le déplacement de la partie mobile d'un commutateur MEMS RF peut se faire dans le plan vertical ou horizontal (cas des membranes). La force nécessaire à ce mouvement mécanique peut être obtenue au moyen d'un actionnement électrostatique, électrothermique, électromagnétique, piézo-électrique, ou encore en utilisant le phénomène de magnétostriction. Le type d'actionnement détermine la taille, la force de contact, la vitesse de commutation mais aussi la consommation du commutateur. Les paragraphes suivants passent en revue les différents types d'actionnement et donnent, pour chacun d'eux, des ordres de grandeurs des performances mécaniques et électriques pouvant être atteintes.

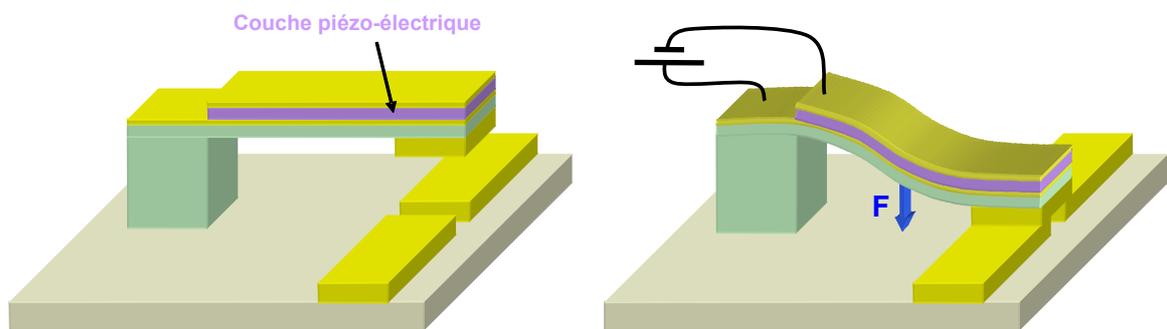
### I.3.1 – Actionnement piézo-électrique

L'effet piézo-électrique a été découvert par Pierre Curie (1859-1906) au début des années 1880. La piézo-électricité est une propriété de certaines classes de matériaux cristallins comme les cristaux naturels de quartz et de matériaux céramiques fabriqués comme le Titanate de Barium et le Titanate Zirconate de Plomb (PZT). Quand l'un de ces matériaux est soumis à une pression mécanique, la structure cristalline produit une tension proportionnelle à la pression. Inversement, lorsqu'un de ces matériaux est traversé par un champ électrique, sa structure change de forme produisant des changements dimensionnels dans celui-ci. L'actionnement

piézo-électrique est basé sur cette propriété électromécanique des films piézo-électriques qui ont la particularité de pouvoir se contracter ou s'allonger sous l'effet d'un champ électrique.

Du fait que la quasi-totalité de l'énergie électrique est directement transformée en énergie mécanique, l'actionnement piézo-électrique a un rendement élevé. Comparé à l'actionnement électrostatique, présenté par la suite, l'actionnement piézo-électrique est linéaire et la densité d'énergie disponible est plus élevée d'au moins un ordre de grandeur, ce qui se traduit par des temps de commutation plus rapides pour des tensions moins élevées. Il est également possible d'obtenir des forces de contact importantes lorsque le commutateur est actionné. Dans le cas des commutateurs à contact métal-métal, nécessitant des forces de contact élevées pour garantir de bonnes performances électriques, la force d'actionnement peut être augmentée en appliquant des tensions plus élevées à travers le matériau piézo-électrique.

Généralement, l'actionnement piézo-électrique est associé à des structures de type cantilever. La membrane est alors constituée de plusieurs couches, avec un film piézo-électrique mis en sandwich entre deux films métalliques qui jouent le rôle d'électrodes, ce type de structure est illustré sur la figure 1.8.

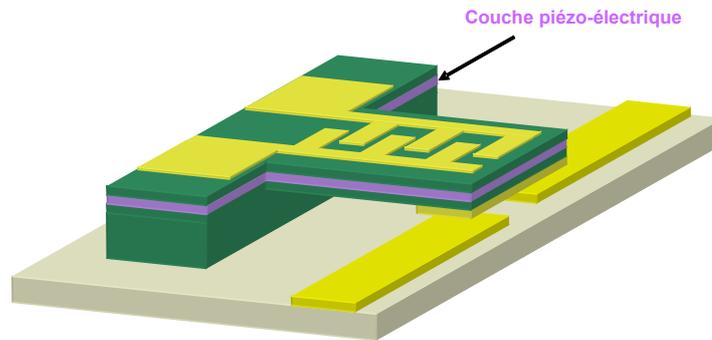


**Figure 1.8** : Structure classique d'un commutateur piézo-électrique.

En inversant la polarité de la tension appliquée à la couche piézo-électrique, celle-ci se rétracte, contraignant la membrane à revenir dans sa position initiale. L'effet de cette propriété s'apparente à une augmentation de la constante de raideur de la membrane, et permet ainsi de réduire le temps de commutation vers l'état haut et les problèmes d'adhésion souvent rencontrés dans les microsystèmes.

Le commutateur piézo-électrique réalisé dans [5, 6] utilise une configuration série et une poutre cantilever actionnée par une couche de PZT ( $\text{PbZr}_{0.52}\text{Ti}_{0.48}\text{O}_3$ ) de  $0.3 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Ce film piézo-électrique est polarisé par deux électrodes de commande à doigts interdigités placées sur le dessus de la membrane et fonctionne en mode transverse (cf. Figure 1.9).

Lorsqu'une différence de potentiel est appliquée, le film piézo-électrique occasionne la flexion de la membrane vers la ligne de transmission jusqu'au contact. Pour des tensions d'actionnement de 20 V, les temps de commutation vers les états ON et OFF sont de 2  $\mu$ s. Lorsque la tension d'actionnement passe à 50 V, la commutation vers l'état ON s'effectue en 1  $\mu$ s. L'augmentation de la tension d'actionnement n'a pas d'effet sur le temps de commutation à l'état OFF qui dépend davantage de la raideur de la membrane.



**Figure 1.9** : Structure du commutateur piézo-électrique présenté dans [5, 6].

L'étude menée dans [7] compare l'actionnement piézo-électrique à l'actionnement électrostatique et montre que pour des structures cantilever, quasiment identiques, les tensions de commutation peuvent être réduites de près d'un ordre de grandeur en utilisant l'actionnement piézo-électrique avec des matériaux à coefficients piézo-électriques élevés, comme le PZT. Cependant, l'inconvénient des commutateurs piézo-électriques est la complexité technologique élevée rencontrée durant leur fabrication, en particulier lorsque le PZT est utilisé. En effet, ce matériau impose des recuits à températures élevées. Des barrières de diffusion sont donc nécessaires pour empêcher l'inter-diffusion du plomb avec les autres matériaux. De plus, les matériaux piézo-électriques ne sont pas systématiquement supportés dans les procédés de fabrication offerts par les fonderies MEMS commerciales. A cause de ces températures trop élevées, l'intégration de commutateurs piézo-électriques autour de circuits MMIC pour la fabrication de "Systems On Chip" (SoC) ne peut être envisagée qu'avec la mise en œuvre d'une technique de report de puce (Flip Chip) : les composants RF et les membranes seront réalisés sur deux substrats différents, qui seront ensuite assemblés [8, 9]. Cette technique se traduit évidemment par une complexité et un coût de fabrication accrus.

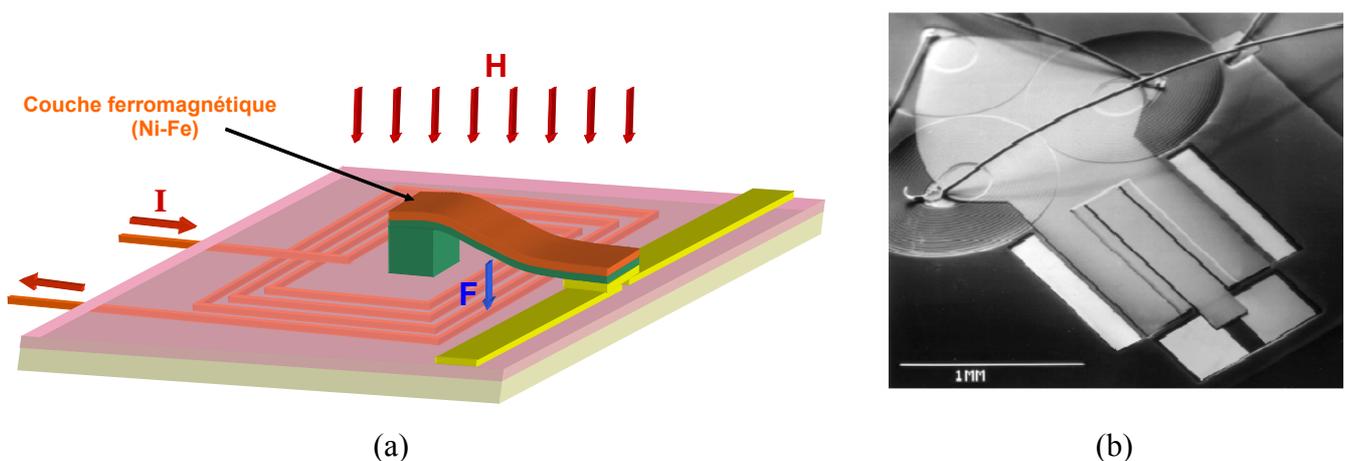
### I.3.2 – Actionnement électromagnétique

Lorsqu'un objet ferromagnétique est amené dans un champ magnétique, il subit une force magnétique. Ce champ peut être généré par un aimant permanent (champ magnétique) ou par

le passage d'un courant à travers une bobine (champ électromagnétique). C'est ce phénomène qui est utilisé dans l'actionnement électromagnétique.

Comme l'actionnement piézo-électrique, l'actionnement électromagnétique est utilisé principalement avec des structures de type cantilever. La membrane est alors un composite à deux niveaux constitué d'un matériau ferromagnétique (NiFe, par exemple) déposé sur un matériau fortement conducteur, comme l'or, pour assurer un contact électrique de bonne qualité. La bobine d'actionnement est constituée d'enroulements posés à plat à la surface du substrat, sous la ligne de transmission et la membrane. La figure 1.10a illustre ce type de structure. La force électromagnétique générée par le passage d'un courant dans la bobine, attire la membrane vers le bas jusqu'au contact avec la ligne de transmission. Dès que le courant est annulé, la force de rappel de la membrane l'oblige à retourner dans sa position haute. La force produite par un actionneur magnétique dépend du flux magnétique, c'est à dire, du nombre de tours sur la bobine et de la quantité de courant. Un des inconvénients de cette structure est qu'elle nécessite un courant permanent assez important pour maintenir la membrane dans sa position basse et assurer une force de contact suffisante.

La figure 1.10b montre la réalisation d'un commutateur électromagnétique [10]. Le champ électromagnétique d'actionnement est fourni par trois bobines planaires, ce qui permet de réduire le courant dans chacune d'elles sans dégrader la force électromagnétique. Les cantilevers ont une épaisseur de 10  $\mu\text{m}$ , une largeur de 200  $\mu\text{m}$  et deux longueurs ont été retenues. Pour une longueur de 500  $\mu\text{m}$ , le cantilever présente un gap de 5  $\mu\text{m}$  à son extrémité. Pour une longueur de 1000  $\mu\text{m}$ , le gap est de 4  $\mu\text{m}$ . La déflexion de 4  $\mu\text{m}$  (correspondant à une force de 20  $\mu\text{N}$ ) est obtenue avec un courant de 24 mA (19 mW) et celle de 5  $\mu\text{m}$  (correspondant à une force de 200  $\mu\text{N}$ ) résulte d'un courant de 80 mA (320 mW). Les temps de commutation pour la membrane de 500  $\mu\text{m}$  sont inférieurs à 15  $\mu\text{s}$ .

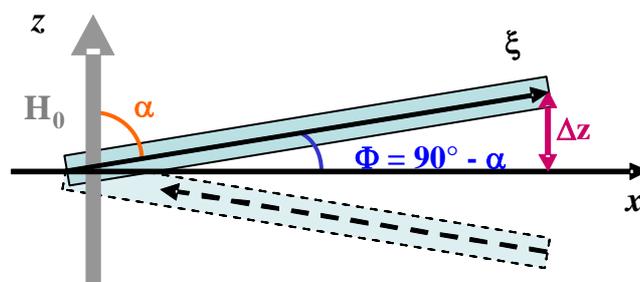


**Figure 1.10** : Principe (a) et microphotographie (b) d'un commutateur à actionnement électromagnétique [10].

Une structure plus élaborée, conçue par la société Microlab, est proposée dans [11] et [12]. Le fonctionnement du commutateur repose sur l'aimantation préférentielle de la membrane ferromagnétique pour atteindre deux états stables.

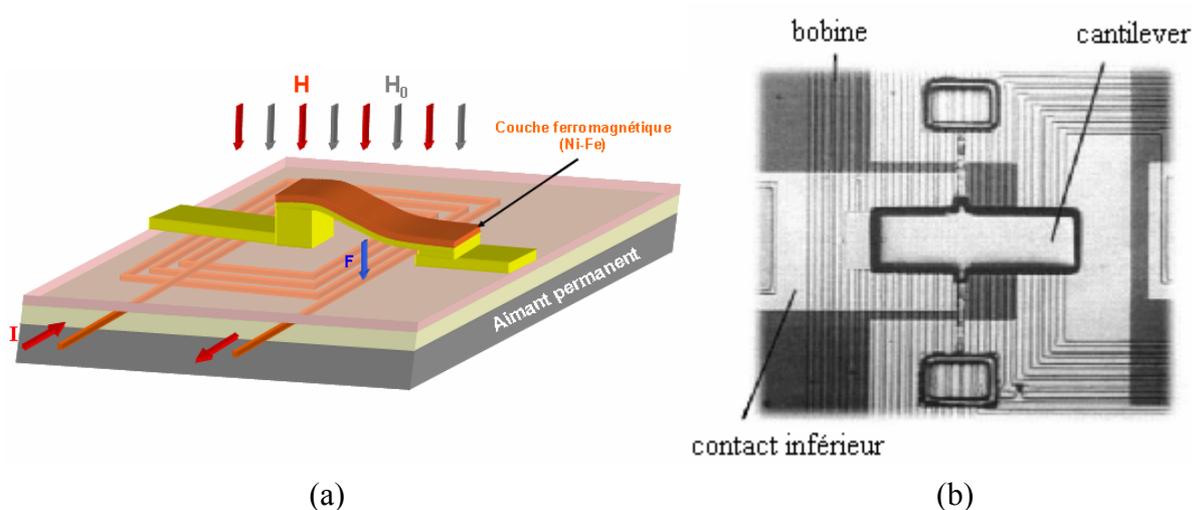
Quand la longueur d'un cantilever ferromagnétique est beaucoup plus grande que son épaisseur et sa largeur, la direction suivant l'axe de sa longueur devient la direction privilégiée pour l'aimantation. Quand un tel cantilever est placé dans un champ magnétique permanent uniforme,  $H_0$ , un couple de torsion est exercé sur la membrane. Le couple peut être soit dans le sens des aiguilles d'une montre, soit dans le sens inverse, en fonction de l'angle entre la membrane et le champ. Quand l'angle,  $\alpha$ , entre l'axe de la membrane,  $\xi$ , et le champ externe est plus petit que  $90^\circ$ , le couple s'exerce dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, et quand  $\alpha$  est plus grand que  $90^\circ$ , le couple s'exerce dans le sens des aiguilles d'une montre (cf. Figure 1.11). L'aimantation de la membrane (par  $H_0$ ) étant bi-directionnelle (de gauche à droite quand  $\alpha < 90^\circ$ , et de droite à gauche quand  $\alpha > 90^\circ$ ), le couple est lui aussi bi-directionnel. A cause du couple, la membrane a tendance à s'aligner avec le champ magnétique externe. Cependant, quand une force mécanique (tel que le couple élastique de la membrane ou un arrêt physique) empêche le réalignement total avec  $H_0$ , la membrane se verrouille sur l'une des deux positions stables disponibles. Une structure bistable est ainsi obtenue.

Si l'aimantation bi-directionnelle le long de l'axe de la membrane (produit par  $H_0$ ) peut être momentanément inversée en appliquant un second champ magnétique pour surmonter l'influence de  $H_0$ , alors il est possible de basculer la membrane entre les deux positions stables. Ceci est réalisé en plaçant une bobine planaire sous le cantilever qui produit, lorsqu'elle est traversée par une courte impulsion de courant, le champ magnétique temporaire nécessaire à la commutation. En fonction du sens du courant, les lignes du champ magnétique se rebouclent autour de la bobine dans un sens ou dans l'autre. C'est principalement la composante en  $\xi$  de ce champ (le long de la membrane), qui peut être positive ou négative, qui est utilisée pour réorienter l'aimantation de la membrane. Après la commutation, le champ magnétique permanent maintient la membrane dans son état jusqu'à ce qu'une impulsion de courant, de sens inverse à la précédente, la fasse commuter à nouveau.



**Figure 1.11** : Orientation du champ magnétique permanent et de la membrane dans un système bistable.

Le commutateur réalisé (cf. Figure 1.12b) est un cantilever maintenu par une barre de torsion. Les longueur, largeur et épaisseur de la membrane sont respectivement de  $1000\ \mu\text{m}$ ,  $500\ \mu\text{m}$  et  $30\ \mu\text{m}$ . La barre de torsion a une longueur de  $280\ \mu\text{m}$ , une largeur de  $40\ \mu\text{m}$  et une épaisseur de  $4\ \mu\text{m}$ . L'amplitude du champ magnétique permanent est de  $370\ \text{Oe}$ . Les temps de commutation pour passer à l'état ON et à l'état OFF sont respectivement de  $400\ \mu\text{s}$  et  $100\ \mu\text{s}$ . Ces opérations nécessitent des impulsions de courant de  $80$  à  $120\ \text{mA}$  sous  $\pm 5$  à  $7.5\ \text{V}$  pendant  $200$  à  $300\ \mu\text{s}$ . Ainsi, par rapport aux commutateurs électromagnétiques classiques, cette structure permet de fortement réduire la consommation de puissance. C'est d'ailleurs le seul type d'actionnement qui ne nécessite aucune tension et aucun courant de polarisation une fois le commutateur actionné.



**Figure 1.12** : Principe (a) et microphotographie (b) du commutateur électromagnétique bistable réalisé par Microlab [11, 12].

L'actionnement électromagnétique permet de produire des forces pouvant atteindre quelques centaines de  $\mu\text{N}$  et autorise des déflexions de membrane importantes, de plusieurs dizaines de  $\mu\text{m}$ . Un autre avantage réside dans la possibilité de pouvoir générer aussi bien des forces d'attraction que des forces de répulsion. Les inconvénients majeurs de ce type d'actionneur, sont leur consommation et la taille imposante des bobines planaires. Par ailleurs, même si des efforts sont à présent réalisés en vue de la miniaturisation des actionneurs, le dépôt et la gravure des matériaux magnétiques constituent encore un défi.

### I.3.3 – Actionnement par magnétostriction

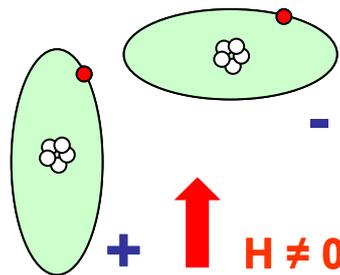
Il existe deux effets magnétostrictifs, l'un appelé effet magnétostrictif spontané et l'autre, qui nous intéresse plus particulièrement, appelé effet magnétostrictif de Joule. Le premier se

caractérisé par une variation permanente en volume du matériau par rapport à celui qu'il occuperait s'il n'était pas magnétique. L'effet magnétostrictif de Joule, découvert en 1842 par James Prescott Joule (1818-1889), consiste en une déformation à volume constant du matériau lorsqu'il est soumis à un champ magnétique extérieur.

Pour comprendre le phénomène de magnétostriction, il faut s'intéresser aux particularités du nuage électronique, de forme non sphérique, des atomes des matériaux magnétostrictifs.

Le réseau cristallin de ces matériaux impose des directions préférentielles pour l'aimantation. Néanmoins si un champ magnétique est appliqué au matériau, ses moments magnétiques auront tendance à s'aligner dans la direction de ce champ pour minimiser l'énergie interne. Lorsque le champ magnétique externe fait tourner les moments magnétiques, le nuage électronique tourne également et modifie l'équilibre cristallin en attirant ou en repoussant les ions voisins. De ce fait, on observe une modification des dimensions du réseau cristallin de l'échantillon, d'où la déformation de ses dimensions géométriques.

Comme le montre la figure 1.13, en fonction du matériau, le nuage électronique s'oriente dans la direction du champ magnétique externe ou perpendiculairement à celle-ci. Ces phénomènes sont, respectivement, appelés magnétostriction positive et négative.

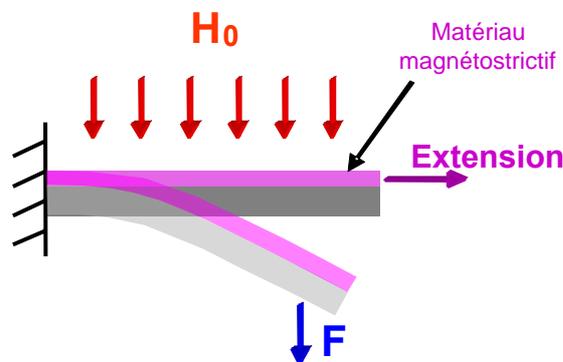


**Figure 1.13** : Magnétostriction positive et négative. Représentation de la déformation du nuage électronique de l'atome sous l'effet d'un champ magnétique  $H$ .

Les principaux matériaux magnétostrictifs peuvent être séparés en deux groupes : les métaux (fer, cobalt, nickel principalement), les alliages métalliques et les ferrites d'un côté et les composés de terres rares de l'autre. Les terres rares possèdent des coefficients de magnétostriction extrêmement importants mais à des températures cryogéniques. Pour parer aux problèmes d'utilisation des terres rares, liés aux très basses températures, ces composés sont alliés à du fer. Ainsi les composés  $TbFe_2$  (Terbium-Fer) et  $SmFe_2$  (Samarium-Fer) fournissent les magnétostrictions les plus élevées, respectivement positive et négative, à température ambiante. Pour ces alliages, le terme "magnétostriction géante" est utilisé. Leurs propriétés magnétostrictives sont cependant sensibles à la température. En effet, leur magnétostriction décroît de façon monotone avec l'augmentation de la température.

Les métaux et alliages magnétostrictifs sont naturellement cristallins. Cependant, il est possible de les fabriquer sous forme amorphe par dépôts de couches minces. Ces couches magnétostrictives amorphes possèdent l'avantage de présenter une déformation importante sous faible champ. De plus, du fait de leur faisabilité en couche mince, elles conviennent parfaitement aux applications micro-systèmes, pour lesquels, l'obtention de déformations significatives sous très faible champ est un aspect déterminant.

Un matériau généralement utilisé dans la conception des MEMS est le TbDyFe (qui est un alliage de terbium-dysprosium-fer, commercialement appelé Terfenol-D) présentant, à température ambiante et sous un champ magnétique de 0.1 à 1 Tesla, une magnétostriction géante. Ce matériau peut-être déposé par pulvérisation sur le dessus d'une membrane pour obtenir un commutateur magnétostrictif [13]. Comme dans le cas de l'actionnement électromagnétique, le champ peut être généré par une bobine placée sous la membrane. Ce matériau présente un effet magnétostrictif positif, par conséquent, le film sera étiré dans la direction du champ magnétique appliqué. Et comme le volume des particules magnétostrictives reste constant, une contraction de la largeur de la couche magnétostrictive s'accompagnera d'une extension longitudinale. Sous cet effet, la membrane sera contrainte de se courber dans le sens de l'extension, comme illustré sur la figure 1.14. La courbure associée à la contraction transverse peut-être négligée.



**Figure 1.14** : Principe de fonctionnement d'un actionneur magnétostrictif.

Les résultats obtenus sur une structure cantilever, dont la membrane de 20 mm de long est constituée d'une couche de silicium de 50  $\mu\text{m}$  d'épaisseur recouverte d'une couche de TbDyFe de 10  $\mu\text{m}$  (déposée par pulvérisation), présentent une déflexion de plus de 200  $\mu\text{m}$  pour un champ externe de 30 mT [14].

Les inconvénients de ce type d'actionnement sont la taille des bobines et les intensités de courant nécessaires pour générer le champ magnétique, mais aussi le fait que les matériaux magnétostrictifs ne sont pas couramment utilisés dans les procédés de fabrication industriels. Par conséquent, l'actionnement magnétostrictif regroupe à la fois les inconvénients des

actionnements électromagnétique et piézo-électrique. Il est donc actuellement très peu utilisé dans les commutateurs MEMS RF.

### I.3.4 – Actionnement électrothermique

L'actionnement électrothermique repose sur le phénomène de dilatation thermique que présentent les matériaux lorsqu'ils sont chauffés. En effet, un matériau de volume  $V$ , sous une variation de température  $\Delta T$ , verra son volume augmenter d'une quantité  $\alpha V \Delta T$ , où  $\alpha$  est le coefficient de dilatation thermique. L'actionnement électrothermique met à profit le changement de volume d'un matériau pour générer un déplacement. Les actionneurs thermiques peuvent être classés en deux catégories. Nous trouvons dans une première catégorie les dispositifs utilisant deux matériaux à coefficients de dilatation différents, chauffés à une certaine température. Dans une deuxième catégorie, nous trouvons les dispositifs utilisant un gradient de température dans une structure asymétrique fabriquée à partir d'un seul matériau.

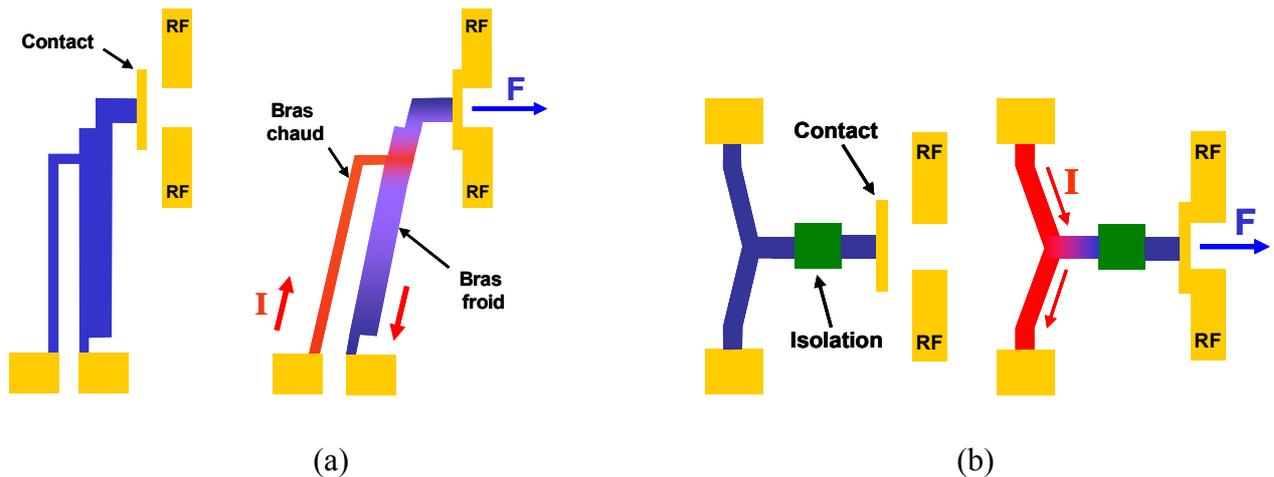
Dans le cas des microsystèmes, les structures de faibles volumes permettent des variations de température rapides, qui sont typiquement obtenues par le passage d'un courant à travers un matériau résistif (effet Joule).

Deux types de déplacement sont utilisés dans les commutateurs électrothermiques : il s'agit des déplacements hors plan et dans le plan.

#### ➤ Déplacement dans le plan.

Ce type de déplacement est adapté aux commutateurs en configuration série (cf. paragraphe I.5.2.1). La solution la plus couramment utilisée pour la conception d'un actionneur électrothermique à déplacement dans le plan est détaillée dans [15, 16]. Le contact qui permet de relier les deux tronçons de la ligne de transmission est placé à l'extrémité d'un bras métallique qui se déplace dans un plan parallèle au substrat. En réalité, comme le montre la figure 1.15a, ce bras est composé de deux bras mis en parallèle, un "chaud" et un "froid", ayant chacun une extrémité reliée à un plot d'alimentation. Ayant une section plus petite que celle du bras "froid", le bras "chaud" présente une résistivité plus élevée. Lorsqu'un courant électrique traverse le micro-actionneur en passant par les résistances de bras connectées en séries, le bras "chaud" atteint une température supérieure à celle du bras "froid". Ce gradient de température a pour conséquence une dilatation plus importante du bras "chaud" qui se traduit par un mouvement latéral de l'actionneur jusqu'à ce que le contact soit posé sur la ligne de transmission.

Une autre solution permettant d'obtenir un déplacement latéral du contact, mise en œuvre dans [17, 18], est représentée sur la figure 1.15b. Elle consiste à déformer par dilatation thermique une membrane en forme de V lorsque celle-ci est traversée par un courant électrique. Cette structure génère un déplacement rectiligne du contact et permet d'obtenir des forces de l'ordre du mN.

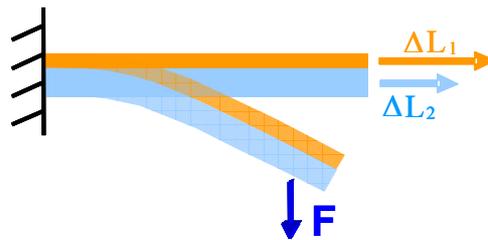


**Figure 1.15** : Principes de fonctionnement des actionneurs électrothermiques à déplacement dans le plan.

### ➤ Déplacement hors plan

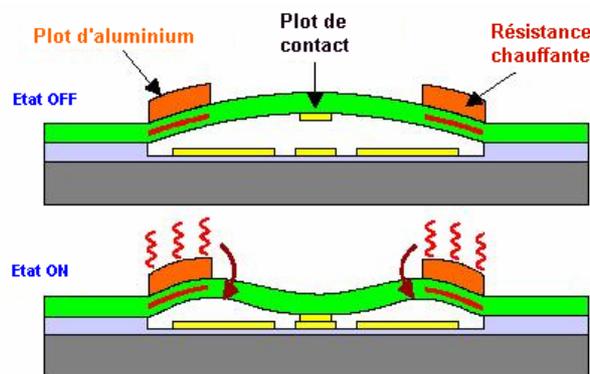
La plupart des actionneurs électrothermiques génèrent des déplacements verticaux. La structure MEMS la plus classique pour réaliser ces déplacements hors plan est la membrane multi-couches réalisée à partir de matériaux à coefficients de dilatation thermique différents. Lorsque ces matériaux sont chauffés par des résistances chauffantes insérées dans la structure de la membrane, la différence entre les coefficients de dilatation provoque un déplacement vertical de la membrane proportionnel à l'énergie thermique appliquée.

La figure 1.16 donne l'exemple d'un cantilever bilame, dont chacune des couches chauffées va subir une augmentation de longueur respective  $\Delta L_1$  et  $\Delta L_2$  avec  $\Delta L_1 > \Delta L_2$ . Cependant, la relation de continuité à l'interface des couches transforme ces allongements en gradient de contrainte qui finalement se traduit par la courbure de la membrane.



**Figure 1.16** : Principe de fonctionnement d'un actionneur électrothermique de type bilame.

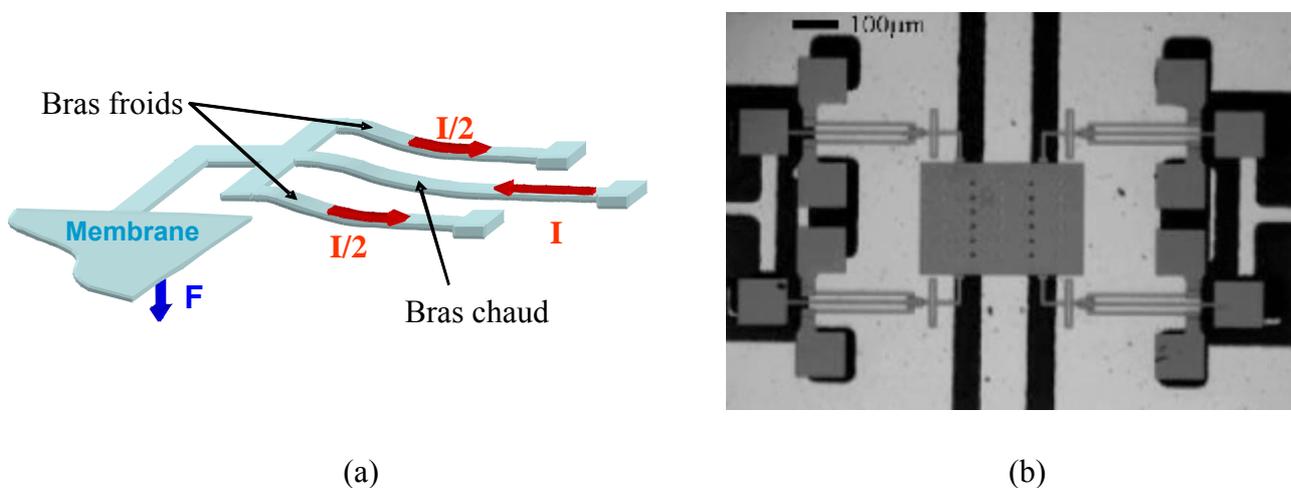
L'actionnement électrothermique peut également être utilisé sur des structures de type pont. Dans ce cas, les résistances chauffantes sont placées à chaque extrémité de la membrane et provoquent une dilatation de la membrane lorsqu'elles sont traversées par un courant électrique. Cette dilatation contraint la membrane à s'affaisser sur la ligne de transmission pour fermer le contact. Un commutateur de ce type a été développé à l'IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes, Limoges), sur la base des travaux du CEA/LETI (Laboratoire d'Electronique de Technologie de l'Information, Grenoble) et de ST Microelectronics. Son principe de fonctionnement est illustré sur la figure 1.17 : deux plots d'aluminium (à fort coefficient de dilatation) placés sur la membrane sont échauffés pour créer le phénomène de dilatation [19].



**Figure 1.17** : Principe de fonctionnement des commutateurs électrothermiques de type pont réalisés au CEA/LETI et à l'IRCOM.

Une autre solution permettant de réaliser des déplacements de membrane hors plan est proposée par Feng [20, 21, 22]. Elle consiste à maintenir la membrane par des bras "thermiques" constitués d'un bras "chaud" et de deux bras "froids". Comme dans le cas des actionneurs à déplacement dans le plan décrits précédemment, l'actionneur thermique présenté ici repose sur la différence de dilatation de ces deux types de bras, mais cette fois pour créer un déplacement vertical. Le principe de fonctionnement de ces actionneurs thermiques est illustré sur la figure 1.18a. Du côté de la membrane, les bras sont tous reliés, alors que de l'autre côté

ils sont ancrés séparément sur le substrat. Les ancrages servent également d'électrodes de polarisation ; ceux des bras "froids" sont reliés à la masse, alors que celui du bras "chaud" est connecté à une source de tension. Ainsi, le courant qui circule dans le bras "chaud" se divise en deux pour retourner à la masse à travers les bras "froids". L'intensité du courant étant plus élevée dans le bras "chaud", les distributions de température sont différentes dans les deux groupes de bras. Il s'ensuit une dilatation thermique plus importante du bras "chaud" qui entraîne un déplacement vertical de la membrane, contrôlé par la tension de polarisation. Un déplacement de la membrane de  $1.6 \mu\text{m}$  est obtenu pour une tension de  $2.5 \text{ V}$  avec la structure présentée sur la figure 1.18b.



**Figure 1.18** : Principe du bras "thermique" (a) et microphotographie d'une membranes à actionnement électrothermique vertical (b) [20].

L'actionnement électrothermique permet de générer des forces importantes, de l'ordre du milli-Newton, ce qui rend son utilisation intéressante dans le cas de grands déplacements ou pour assurer des forces de contact élevées. De plus, ces performances peuvent être obtenues avec de très faibles tensions ( $< 5 \text{ V}$ ). En contrepartie, les courants mis en jeu sont assez importants (de  $5$  à  $100 \text{ mA}$ ), et contrairement à l'actionnement électromagnétique bistable, l'alimentation est obligatoirement maintenue tant que le commutateur est actionné. Ceci fait de l'actionnement électrothermique le moins économique en terme de puissance consommée, qui peut atteindre dans certains cas plusieurs centaines de milli-watts. Un autre inconvénient majeur des commutateurs à actionnement électrothermique concerne les temps de commutation qui dépendent de la vitesse de chauffage des structures. Il est très difficile d'obtenir des temps de commutation inférieurs à  $300 \mu\text{s}$ , et de ce fait, ce type d'actionnement se place au dernier rang sur l'échelle des vitesses de commutation.

Toutefois, il est important de noter que la fabrication des commutateurs à actionnement électrothermique est parfaitement compatible avec les procédés technologiques industriels

actuels, et permet d'envisager la conception de SoC. L'intégration de ces commutateurs avec des circuits MMIC devrait aboutir à une amélioration des performances RF des systèmes de communications mobiles. Cependant, leur consommation élevée et leurs faibles vitesses de commutation limitent fortement leur utilisation dans les systèmes mobiles à hauts débits qui nécessitent une grande autonomie et des commutations rapides.

### I.3.5 – Actionnement électrostatique

Le fonctionnement des actionneurs électrostatiques est basé sur la force d'attraction entre deux charges de signes contraires. Ainsi, lorsqu'une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes conductrices (l'une fixe, l'autre mobile), une force électrostatique est générée entre ces deux électrodes, qui sont alors attirées l'une vers l'autre. Ce mode d'actionnement est très intéressant car il allie une simplicité de mise en œuvre et une très faible consommation de puissance. En effet, comme l'actionneur électrostatique s'apparente à un condensateur à plaques parallèles, un très faible courant (de l'ordre du  $\mu\text{A}$ ) apparaît lors de la charge et de la décharge de sa capacité. Par contre, lorsqu'il est immobile, l'actionneur électrostatique n'absorbe pas d'énergie. Ainsi, théoriquement, seul le mouvement de la structure occasionne une consommation de puissance.

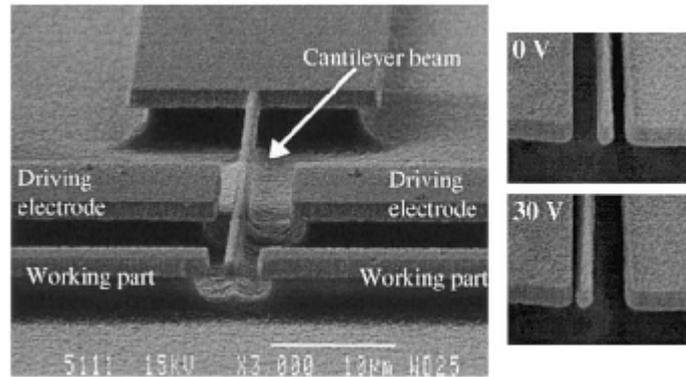
Les forces électrostatiques mises en jeu dans ce mode d'actionnement sont fortement liées aux dimensions géométriques de la structure et atteignent typiquement 50 à 1000  $\mu\text{N}$ .

Par ailleurs, l'établissement d'un champ électrostatique est un phénomène relativement rapide qui permet d'obtenir des temps d'actionnement de quelques microsecondes, variants également en fonction de la géométrie de la structure. Le commutateur électrostatique le plus rapide a été développé au Massachusetts Institute of Technology (MIT) Lincoln Laboratories [23]. Il utilise une membrane cantilever très compacte (55  $\mu\text{m}$  de long et 45  $\mu\text{m}$  de large, cf. Figure 1.43b) qui lui permet de commuter en moins d'une microseconde pour une tension d'actionnement comprise entre 60 et 80 V. Du fait qu'ils ont à déplacer des surfaces d'électrode relativement plus grandes, les commutateurs à faible tension sont généralement plus lents. Des temps de commutations supérieurs à une centaine de microsecondes peuvent être observés sur certaines structures.

#### ➤ Déplacement dans le plan

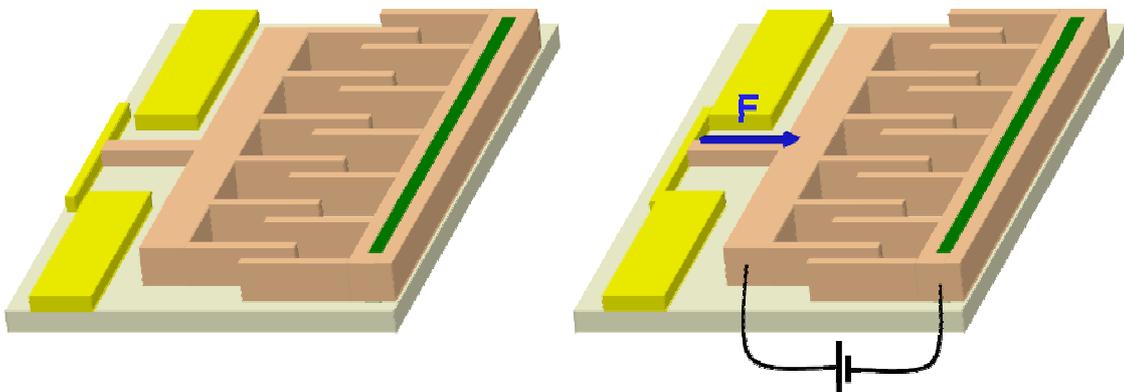
Des déplacements horizontaux peuvent être obtenus avec les actionneurs électrostatiques. Un cantilever à déplacement dans le plan a été développé à l'Institut d'Electronique

Fondamentale de l'Université de Paris XI [24]. La structure de ce commutateur est réalisée en or ( $2\ \mu\text{m}$ ) sur un substrat de silicium micro-usiné. La membrane a une largeur de  $1.1\ \mu\text{m}$  et une longueur de  $60\ \mu\text{m}$ . Deux électrodes de commande sont placées de chaque côté de la membrane et permettent des déplacements dans deux directions. Le commutateur SPDT (une entrée et deux sorties) réalisé est montré sur la figure 1.19.



**Figure 1.19** : Commutateur électrostatique à déplacement dans le plan [24].

L'actionneur à peignes interdigités (ou *comdrive*), schématisé sur la figure 1.20, est un autre exemple d'actionneur à plaques parallèles avec déplacement latéral. Cet actionneur est constitué de deux électrodes interdigitées, l'une encastrée et l'autre mobile.



**Figure 1.20** : Principe de l'actionneur électrostatique à peignes interdigités.

La force générée par l'actionneur à peignes interdigités est donnée par [25] :

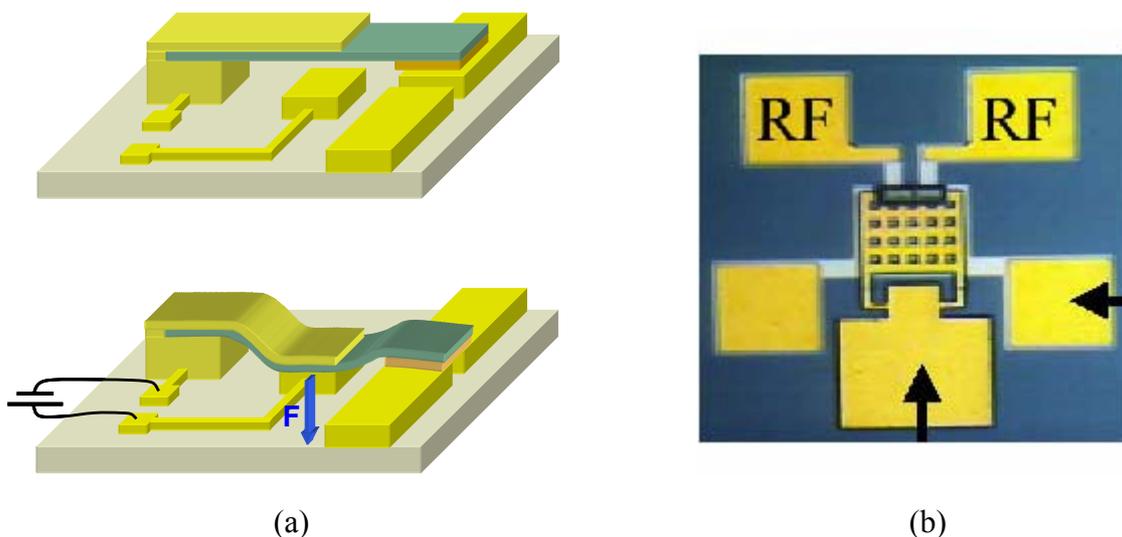
$$F_x = \frac{N \varepsilon t}{2 d} V^2 \quad (1.17)$$

où  $t$  est la profondeur des doigts,  $d$  la largeur de l'entrefer,  $N$  le nombre d'entrefers et  $V$  la tension d'actionnement.

D'après l'équation (1.17), la position de l'électrode mobile n'intervient pas dans le calcul de la force d'un actionneur à peignes interdigités, qui reste donc constante à mesure que l'électrode mobile se déplace. Cette force peut être augmentée soit en réduisant la largeur des entrefers, soit en augmentant la profondeur des structures, le nombre de doigts ou la tension d'actionnement. Dans la pratique, la largeur et la profondeur des entrefers sont limitées par la technologie, notamment lorsque le micro-usinage en surface est utilisé pour la fabrication. Des forces importantes nécessitent donc des actionneurs de grandes tailles (nombre de doigts important) ou des tensions élevées.

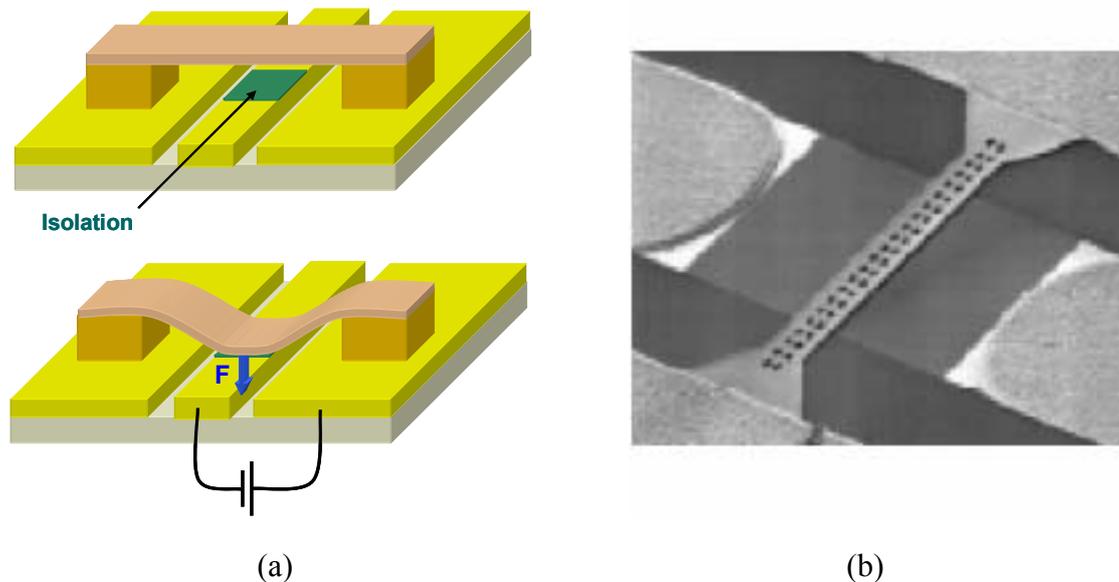
### ➤ Déplacement hors plan

L'actionnement électrostatique est particulièrement bien adapté aux commutateurs MEMS RF à structure cantilever ou pont car il permet de réaliser facilement le déplacement vertical de ces structures : les électrodes mobile et fixe sont placées, respectivement, sur la membrane et sur le substrat. La force électrostatique générée par une différence de potentiel entre ces deux électrodes fera fléchir la membrane vers la ligne de transmission. Dès que la tension d'actionnement passe sous un certain seuil, la force électrostatique devient inférieure à la force de rappel de la membrane, qui retourne alors dans sa position initiale. La figure 1.21 montre le principe de l'actionnement électrostatique d'un cantilever et donne en exemple le commutateur réalisé par Motorola qui atteint des temps de commutations de 2 à 4  $\mu\text{s}$  pour des tensions de 50 à 60 V.



**Figure 1.21** : Principe de l'actionnement électrostatique des commutateurs de type cantilever (a) et microphotographie du commutateur réalisé par Motorola (b).

Les commutateurs en configuration parallèle (cf. paragraphe I.5.2.2) utilisent généralement une ligne de transmission coplanaire et une membrane métallique reliée à la masse de chaque côté de la ligne RF. La membrane et la ligne RF peuvent, dans ce cas, être utilisées directement comme électrodes, ce qui permet de simplifier à l'extrême l'actionneur. La figure 1.22 illustre cette structure d'actionnement et donne en exemple le commutateur réalisé par Bosch (Allemagne).



**Figure 1.22** : Principe de l'actionnement électrostatique d'un commutateur parallèle (a) et microphotographie du commutateur réalisé par Bosch (b).

L'actionnement électrostatique est à l'heure actuelle le mode d'actionnement le plus répandu dans les applications à base de MEMS RF. Ses principaux atouts sont sa faible consommation, ses temps de commutation rapides et ses forces d'actionnement assez importantes. En outre, la taille des actionneurs électrostatiques peut être fortement réduite par rapport à celles des autres modes d'actionnement.

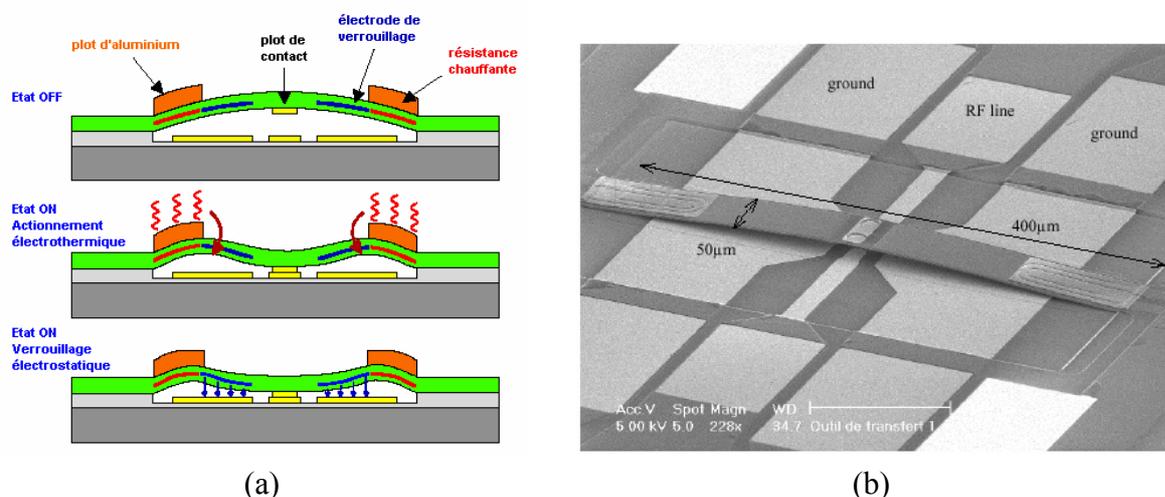
La technologie mise en œuvre dans la fabrication d'un commutateur électrostatique est comparable à celle d'un commutateur électrothermique. Elle est donc, elle aussi, parfaitement compatible avec les procédés technologiques actuellement disponibles dans l'industrie, et permet l'intégration monolithique des commutateurs MEMS RF et des circuits MMIC pour la conception de SoC.

Malheureusement, dans la plupart des cas, ce type d'actionnement requiert des tensions de l'ordre de 20 à 80 V qui ne sont pas disponibles dans les systèmes de communications mobiles. Il faut donc nécessairement avoir recours aux convertisseurs CMOS pour générer ces tensions élevées à partir des tensions de contrôle de 3 à 5 V disponibles. Motorola intègre dans un boîtier unique son commutateur (cf. Figure 1.21b) et des puces réalisant la logique de contrôle et la pompe de charge capable de fournir des tensions de l'ordre de 60 V [26].

### I.3.6 – Actionnement électrothermique à verrouillage électrostatique

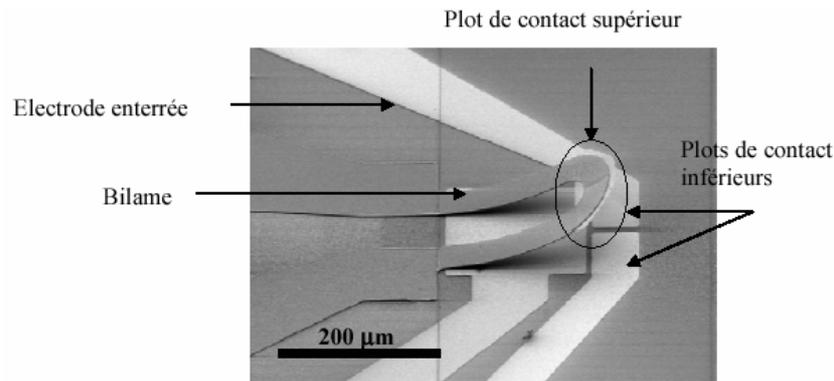
Des conceptions récentes utilisent les avantages des actionnements électrothermique et électrostatique pour réduire les tensions de commande des commutateurs, tout en limitant les puissances consommées. Le principe, assez simple, consiste dans un premier temps à fermer le commutateur par un actionnement électrothermique, puis à appliquer une force électrostatique sur la membrane pour la verrouiller dans son état bas. L'actionnement électrothermique peut alors être relâché, la membrane reste dans son état bas tant que la force électrostatique est appliquée. Ainsi, la nécessité d'un courant de forte intensité est limitée au temps de commutation à l'état bas. Par ailleurs, dans les paragraphes précédents nous avons vu que l'actionnement thermique peut être réalisé à très faible tension et que l'actionnement électrostatique nécessite, quant à lui, une tension proportionnelle à la distance entre les électrodes. Or, comme cet actionnement intervient lorsque la membrane est abaissée, c'est-à-dire à espacement réduit, la tension nécessaire pour maintenir la membrane est elle aussi fortement réduite. Ainsi, dans ce type de conception les deux méthodes d'actionnement sont complémentaires : l'actionnement électrothermique réduit le problème des tensions élevées lié à l'actionnement électrostatique, et le verrouillage électrostatique réduit le problème de forte consommation lié à l'actionnement électrothermique.

Ce mode d'actionnement a été utilisé au CEA/LETI [27] sur un commutateur à membrane encastrée-encastrée en nitrure de silicium, de 400  $\mu\text{m}$  de long, 50  $\mu\text{m}$  de large et 1  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le gap entre la membrane et la ligne de transmission est de 3  $\mu\text{m}$ . Le principe d'actionnement mis en œuvre est illustré sur la figure 1.23, qui montre également une microphotographie du commutateur à double actionnement réalisé par ST-Microelectronics. L'actionnement thermique de la membrane nécessite un courant de 20 mA pendant environ 200  $\mu\text{s}$  sous une tension de 2 à 4 V. La tension de verrouillage électrostatique est de 15 V.



**Figure 1.23** : Commutateur à double actionnement développé par le CEA/LETI (a) et réalisé par ST-Microelectronics (b) [27].

Ce type d'actionnement a également fait l'objet, récemment, d'une thèse au sein du Groupe Microsystèmes Silicium de l'IEMN [28]. La structure réalisée, montrée sur la figure 1.24, est un cantilever en forme de U, de 20  $\mu\text{m}$  de large et 350  $\mu\text{m}$  de long. Du fait, d'un gap initial très important, supérieur à 100  $\mu\text{m}$ , le basculement thermique de la membrane nécessite un courant de l'ordre de 100 mA. Cette consommation d'énergie relativement élevée permet d'éviter des commutations intempestives et est imposée par l'application visée qui concerne l'équipement de missiles. La tension de verrouillage, quant à elle, reste supérieure à 100 V.



**Figure 1.24** : Cantilever à double actionnement conçu à l'IEMN par François Conseil [28].

## I.4 – Etude approfondie des commutateurs électrostatiques

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que l'actionnement électrostatique présente de nombreux avantages, qui font probablement de lui le mode d'actionnement le mieux adapté pour l'intégration des MEMS RF dans les systèmes de communications mobiles. Les paragraphes suivants sont consacrés à une étude plus approfondie des commutateurs de types cantilever et pont à actionnement électrostatique.

### I.4.1 – Force électrostatique sur la membrane d'un commutateur

Lorsqu'une tension est appliquée entre la membrane et l'électrode de commande d'un commutateur, une force électrostatique est induite sur la membrane qui subit alors une déflexion vers l'électrode (cf. Figures 1.21a et 1.22a). Cette force électrostatique est équivalente à celle rencontrée sur les plaques d'un condensateur sous tension. Ainsi, une approximation de cette force peut être obtenue en considérant la membrane et l'électrode de commande comme un condensateur à plaques parallèles. Bien que ce modèle soit extrêmement simplifié, il permet la compréhension du principe de l'actionnement électrostatique.

En considérant une électrode de commande de largeur  $W$ , placée sous une membrane de largeur  $w$ , nous obtenons une capacité à plan parallèle définie par :

$$C = \frac{\varepsilon_0 W w}{g} = \frac{\varepsilon_0 A}{g} \quad (1.18)$$

où  $g$  est l'entrefer entre la membrane et l'électrode,  $A = Ww$ , la surface de la capacité et  $\varepsilon_0$  est la permittivité de l'air ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m).. La force électrostatique appliquée sur la membrane est donnée par [1] :

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} \quad (1.19)$$

où  $V$  est la tension appliquée entre l'électrode et la membrane. Nous pouvons remarquer dans cette équation que la force électrostatique est indépendante de la polarité de la tension. Bien que généralement la membrane soit connectée à la masse et l'électrode à la tension d'actionnement, on trouve également dans la littérature des commutateurs où la tension est appliquée sur la membrane. Dans ce cas, la masse de la ligne de transmission sert d'électrode [29].

D'après l'équation (1.19), trois stratégies sont envisageables pour augmenter cette force :

- Augmenter la surface des électrodes car la force augmente proportionnellement à celle-ci, mais dans ce cas on augmente également la taille de l'actionneur.
- Augmenter la tension d'actionnement car la force augmente proportionnellement au carré de cette tension. Cependant, des tensions trop élevées ne sont pas compatibles avec les technologies standards de la microélectronique et limitent la durée de vie des actionneurs (cf. paragraphe I.4.5).
- Réduire la séparation entre les électrodes car la force est inversement proportionnelle au carré de l'entrefer. Avec cette solution, la taille de l'actionneur n'est quasiment pas affectée. Cependant, un espacement trop faible détériorera les performances électriques d'un commutateur MEMS RF dans son état de repos.

La force électrostatique est supposée uniformément répartie sur la section de membrane au-dessus de l'électrode. Par conséquent, les expressions des constantes de raideur données dans le paragraphe I.2.2 peuvent être employées pour déterminer le déplacement au centre de la membrane correspondant à une force électrostatique donnée, et donc à une tension d'actionnement donnée.

### I.4.2 – Tension d'effondrement (ou d'instabilité)

De par sa raideur, la membrane subit une force de rappel ( $F_r = kx$ ,  $k$  et  $x$  étant la constante de raideur et la déflexion de la membrane) qui s'oppose à son déplacement, lui-même causé par la force électrostatique. Dans la condition d'équilibre, ces deux forces sont égales et nous obtenons :

$$\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 W w V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.20)$$

où  $g_0$  est la hauteur de la membrane pour une tension nulle. Nous pouvons alors facilement déterminer l'équation de la tension à appliquer pour obtenir un déplacement donné de la membrane.

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon_0 W w} g^2 (g_0 - g)} \quad (1.21)$$

La dérivée de cette équation en fonction de la hauteur de la membrane,  $g$ , s'annule pour  $g = (2/3)g_0$ . Lorsque la membrane atteint cette hauteur, la force électrostatique devient supérieure à la force de rappel ce qui se traduit par une instabilité suivie d'un effondrement brutal de la membrane sur l'électrode. On a alors une forte variation du gap pour une très faible variation de la tension. La tension pour laquelle se produit ce phénomène est appelée tension d'effondrement, et est donnée par :

$$V_{\text{effondrement}} = V\left(\frac{2g_0}{3}\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\varepsilon_0 W w} g_0^3} \quad (1.22)$$

Notons que comme  $k$  varie linéairement avec  $w$  (cf. paragraphe I.2.2), la tension d'effondrement ne dépend pas de la largeur de la membrane. Par contre, elle est très sensible à la hauteur et à la contrainte résiduelle de la membrane. Les membranes contraintes ( $\sigma \geq 30$  MPa) suspendues à des hauteurs élevées ( $g \geq 3$   $\mu\text{m}$ ) conduisent typiquement à des tensions d'effondrement très importantes, supérieures à 100 V.

Comparées aux membranes encadrée-encadrée, les cantilevers, qui ont des constantes de raideur plus faibles pour un même rapport  $t/l$  ( $t$  et  $l$  étant l'épaisseur et la longueur de la membrane), présentent des tensions d'effondrement plus faibles.

### I.4.3 – Tension de maintien à l'état bas

Pour éviter les courts-circuits DC entre la membrane et l'électrode de commande lorsque le commutateur est actionné, l'électrode est recouverte d'une couche de diélectrique d'environ 100–200 nm. En prenant en compte l'épaisseur du diélectrique, la capacité équivalente entre la membrane et l'électrode pour une hauteur  $g$  devient :

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{g + \left(\frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)} \quad (1.23)$$

où  $t_d$  et  $\varepsilon_r$  sont l'épaisseur et la constante diélectrique relative de la couche diélectrique. La force électrostatique obtenue avec la couche diélectrique est calculée à partir de l'équation (1.19) et vaut :

$$F_e = \frac{V^2}{2} \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} \quad \text{avec} \quad \varepsilon = \begin{cases} 1 & (g \neq 0) \\ 0.4 - 0.8 & (g = 0) \end{cases} \quad (1.24)$$

où  $\varepsilon$  est un terme correctif qui prend en compte la réduction de capacité due à la rugosité de l'interface métal-diélectrique lorsque la membrane est posée sur l'électrode.

Pour qu'un commutateur à l'état bas retrouve sa position initiale, il faut que la force électrostatique,  $F_e$ , qui s'applique sur la membrane devienne inférieure à sa propre force de rappel,  $F_r$ , qui peut être modélisée simplement par [1]:

$$F_r = k(g_0 - g) + k_s(g_0 - g)^3 \equiv k_e(g_0 - g) \quad (1.25)$$

où  $k_s$  est la composante d'étirement qui ne s'applique que dans le cas d'une membrane encastrée-encastrée.  $k_e$  est équivalente à une constante de raideur prenant en compte la composante d'étirement. Ce modèle n'est pas valable dans le cas où  $g = 0$  qui correspond à un contact intime entre la membrane et la couche diélectrique. En effet, dans ce cas des mécanismes complexes, mettant en œuvre des forces d'adhésion et de répulsion, prennent naissance à la surface du contact. En négligeant ces phénomènes et en considérant que l'équation (1.25) est valable pour  $g = 0$ , nous pouvons résoudre l'équilibre des forces  $F_e$  et  $F_r$  :

$$\frac{V^2}{2} \frac{\varepsilon \varepsilon_0 A}{\left(g + \frac{t_d}{\varepsilon_r}\right)^2} = k_e(g_0 - g) \quad (1.26)$$

A partir de cette équation nous pouvons déterminer la tension de maintien à l'état bas en dessous de laquelle la force de rappel devient supérieure à la force électrostatique et contraint la membrane à retourner dans sa position haute.

$$V_{\text{maintien}} = \sqrt{\frac{2k_e}{\varepsilon\varepsilon_0 A} (g_0 - g) \left( g + \frac{t_d}{\varepsilon_r} \right)^2} \quad (1.27)$$

Une fois le commutateur basculé dans sa position basse, il est donc possible de réduire substantiellement la tension d'actionnement sans modifier son état. En limitant l'injection de charges dans la couche diélectrique, cette réduction de la tension d'actionnement permettra d'améliorer la fiabilité des commutateurs MEMS (cf. paragraphe I.4.5.1).

#### I.4.4 – Phénomène d'hystérésis de l'actionnement électrostatique

Nous venons de voir dans les paragraphes précédents qu'il fallait une tension d'actionnement supérieure à la tension d'effondrement pour basculer un commutateur de sa position de repos à sa position actionnée, et une tension d'actionnement inférieure à la tension de maintien pour le basculer de sa position basse à sa position haute. Comme ces tensions d'effondrement et de maintien sont différentes, elles se traduisent par un phénomène d'hystérésis dans le cycle d'actionnement du commutateur, représenté sur la figure 1.25.

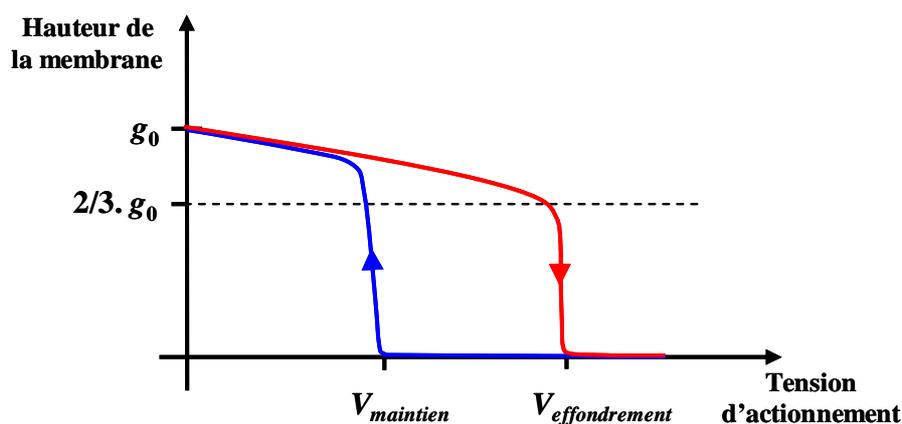


Figure 1.25 : Phénomène d'hystérésis de l'actionnement électrostatique.

### **I.4.5 – Fiabilité des commutateurs à actionnement électrostatique**

Diverses causes de défaillance limitent la durée de vie des commutateurs MEMS RF. L'une des plus pénalisante est le collage dû aux forces d'adhésion microscopiques présentes à l'interface de deux matériaux, dont les plus importantes sont la force de capillarité qui se produit en présence d'humidité et les forces d'attraction inter-atomique [30, 31]. Par ailleurs, les commutateurs MEMS utilisant un contact métallique pour connecter deux lignes de signal souffrent principalement de la détérioration mécanique et/ou électrique de ces contacts au cours du temps, après des actionnements répétés.

Dans ce paragraphe, nous nous intéressons exclusivement aux défaillances des commutateurs à actionnement électrostatique. La cause principale de défaillance de ces commutateurs, propre à leur mode d'actionnement, est le collage causé par le problème de charge de la couche diélectrique utilisée pour isoler l'électrode de commande. De plus, cette couche isolante est traversée par des courants de fuite lors de l'actionnement qui peuvent conduire au phénomène de claquage entraînant la destruction du commutateur. Deux autres causes de défaillance propres à l'actionnement électrostatique sont dues aux puissances RF présentes sur la ligne de transmission : il s'agit de l'auto-actionnement et du maintien de la membrane à l'état bas après actionnement.

#### **I.4.5.1 – Problème de charge de la couche diélectrique**

Les phénomènes physiques qui interviennent dans la charge de la couche diélectrique des commutateurs MEMS n'ont pas encore de réelles explications. Plusieurs scénarii sont évoqués, dans lesquels les charges peuvent migrer et se faire piéger à la surface ou dans le volume du diélectrique.

Généralement, la couche diélectrique des commutateurs MEMS est assez fine ( $< 300$  nm) et les tensions d'actionnement sont typiquement de l'ordre de 20–80 V, ce qui conduit à un champ électrique à travers le diélectrique de plusieurs MV/cm. Sous ces conditions de champ électrique élevé, la conduction n'est pas gouvernée par la loi d'Ohm, mais par des effets de conduction non-linéaire dus à des injections de charges et à la conduction à travers des pièges, comme pour les conductions de type Schottky et Frenkel–Poole [32, 33, 37] : ces champs électriques peuvent être suffisants pour permettre aux charges de creuser des tunnels dans le diélectrique où elles finissent par se retrouver piégées. Du fait que le diélectrique ne contient pas de chemin de conduction relié à la masse, l'accumulation des charges dans le diélectrique est inévitable. Ainsi, tant que la tension d'actionnement est appliquée au commutateur, la charge du diélectrique ne cesse d'augmenter jusqu'à ce qu'elle soit finalement suffisante pour maintenir le commutateur dans son état bas, même si l'alimentation est arrêtée. Ce phénomène est favorisé par le fait que la tension de maintien est beaucoup plus faible que la tension

d'effondrement, comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents. La recombinaison des charges peut alors être très longue, de quelques secondes à plusieurs jours, et pendant cette période la membrane reste collée sur la ligne de transmission [32, 33]. Ce phénomène de collage dû à la charge du diélectrique est aujourd'hui la cause principale de limitation de la durée de vie des commutateurs électrostatiques [32–35].

Inversement, les charges accumulées dans le diélectrique créent une sorte de masque qui empêche le champ électrique de traverser le diélectrique. Ce “masque de tension”, constitué de charges, réduit la tension d'actionnement au niveau de la membrane et entraîne ainsi une réduction de la force électrostatique. Finalement, ce phénomène se traduit par une augmentation de la tension d'effondrement pour compenser cet effet de masquage, qui peut éventuellement engendrer un dysfonctionnement du commutateur [32, 34, 36].

La durée de vie des commutateurs électrostatiques étant principalement limitée par la charge de la couche diélectrique, nous pouvons nous attendre à ce qu'elle soit également liée à l'amplitude du champ électrique. Si la charge du diélectrique est due à une conduction de type Frenkel–Poole, elle suit une loi similaire à celle des émissions de Frenkel–Poole, définie par [32, 33] :

$$J \approx V \cdot e^{\left( \frac{2\alpha\sqrt{V}}{T} - \frac{q\phi_B}{kT} \right)} \quad (1.28)$$

où  $J$  est la densité de courant due aux émissions de Frenkel–Poole,  $V$  est la tension appliquée,  $T$  est la température en Kelvin,  $\phi_B$  est la hauteur de barrière,  $k$  est la constante de Boltzman et  $a$  est une constante composée de la charge de l'électron, de la permittivité dynamique de l'isolant et de l'épaisseur du film.

Cette équation présente une relation exponentielle entre l'émission de courant et le champ électrique appliqué. On peut dès lors s'attendre à ce que la durée de vie des commutateurs électrostatiques soit également liée exponentiellement à la tension appliquée. C'est ce qu'a montré Goldsmith [32] sur les commutateurs MEMS de la société Raytheon utilisant comme diélectrique du nitrure de silicium (SiN) déposé par la technique PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). Les résultats de ses mesures montrent une amélioration significative de la durée de vie des commutateurs lorsque la tension d'actionnement diminue : celle-ci est multipliée par 10 à chaque fois que la tension est réduite de 5 à 7 V. Ainsi, en fonction de la tension appliquée (30 à 65 V), ces commutateurs atteignent des durées de vie correspondant à  $10^4$  et  $10^8$  cycles d'actionnement. D'après les conclusions de cette étude, pour obtenir des commutateurs capables de supporter plus d'un milliard de cycles, la tension d'actionnement doit être inférieure à 40 V.

### I.4.5.2 – Claquage du diélectrique

L'injection de charge dans le diélectrique entraîne un courant de fuite à travers cette couche isolante, qui est supposé suivre l'équation (1.28). A hauts niveaux, ce courant peut causer des dégradations et finalement le claquage du diélectrique [33]. Pour diminuer ce courant de fuite, proportionnel au champ électrique, la tension d'actionnement du commutateur doit être réduite.

### I.4.5.3 – Auto-actionnement du commutateur par le signal RF

Pour comprendre ce phénomène, nous allons traiter le cas d'un commutateur capacitif en configuration parallèle pour lequel la ligne de transmission est ininterrompue sous la membrane (cf. paragraphe I.5.2.2). Dans ce type de configuration, la capacité du commutateur à l'état haut est suffisamment faible pour ne pas trop perturber la ligne de transmission. Ainsi, le coefficient de réflexion du commutateur est assez faible pour pouvoir négliger l'onde réfléchié lorsqu'un signal RF est transmis sur la ligne. Pour une onde incidente,  $V_i(t)$ , d'amplitude  $V_0$  et de fréquence  $f$ , la tension RF sur la ligne de transmission,  $V_{RF}(t)$ , est définie par :

$$V_{RF}(t) \approx V_i(t) = V_0 \cos(2\pi ft) \quad (1.29)$$

Cette tension crée une force électrostatique sur la membrane définie par :

$$\begin{aligned} F_e &= -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A}{g^2} V_{RF}^2(t) \\ F_e &= -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A}{g^2} \left( \frac{V_0}{\sqrt{2}} \right)^2 (1 + \cos(4\pi ft)) \\ F_e &\approx -\frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 A}{g^2} V_{dc-eq}^2 \end{aligned} \quad (1.30)$$

où  $V_{dc-eq}$  est la tension continue équivalente associée au signal RF sur la ligne. Comme sa fréquence de résonance mécanique est beaucoup plus faible que la variation de la composante de force en  $\cos(4\pi ft)$ , la membrane est quasiment insensible à cette composante. Cependant, elle réagira à la composante continue, et par conséquent, nous pouvons considérer que :

$$V_{dc-eq} \approx \frac{V_0}{\sqrt{2}} = V_{RF}^{rms} \quad (1.31)$$

Pour une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , la puissance de l'onde incidente,  $P$ , est déterminée par :

$$P = \frac{V_0^2}{2Z_0} \quad (1.32)$$

Nous pouvons alors exprimer la tension continue équivalente en fonction de cette puissance :

$$V_{dc-eq} = \sqrt{2Z_0P} \quad (1.33)$$

Pour des puissances RF suffisamment importantes, conduisant à  $V_{dc-eq} \geq V_{effondrement}$ , le commutateur sera auto-actionné [1, 38]. Dans ce cas, la seule présence du signal RF sur la ligne suffira pour faire basculer le commutateur en position basse, même si la tension d'actionnement est nulle. La puissance d'auto-actionnement, calculée en fonction de  $V_{effondrement}$  (lorsque celle-ci est appliquée sur la ligne RF), est donnée par :

$$P_{auto} = \frac{V_{effondrement}^2}{Z_0} \quad (1.34)$$

A titre d'exemple, un commutateur sur une ligne  $50 \Omega$  ayant une tension d'effondrement de  $10 \text{ V}$  sera auto-actionné si la puissance RF est supérieure à  $2 \text{ W}$ . Si cette tension passe à  $60 \text{ V}$ , l'auto-actionnement se produira pour des puissances RF supérieures à  $72 \text{ W}$ .

Une fois auto-actionné, le commutateur présente une capacité beaucoup plus importante et devient alors équivalent à un court-circuit à la masse, qui annule presque la tension RF. La force électrostatique devient très faible et le commutateur a tendance à retourner dans sa position d'origine. Cependant, une fois que la membrane a commencé à remonter, le gap d'air obtenu au-dessus de ligne RF diminue rapidement la capacité du commutateur, et la tension RF réapparaît entre la ligne RF et la membrane qui se retrouve de nouveau attiré vers le bas. Finalement, une hauteur d'équilibre sera atteinte (gap presque nul), pour laquelle on observe une égalité entre la force de rappel de la membrane et la force électrostatique liée à la tension RF.

L'étude de la tenue en puissance des commutateurs de Raytheon [39] a montré ce phénomène d'auto-actionnement. La tension d'effondrement de ces commutateurs varie de  $30$  à  $50 \text{ V}$  et conduit à une puissance d'auto-actionnement moyenne de  $4 \text{ W}$  avec un écart type de

500 mW. Les résultats de cette étude montrent également une relation presque linéaire entre la tension d'effondrement et la puissance RF appliquée sur la ligne. Cette relation n'est pas intuitive, on s'attend davantage à une relation quadratique entre la puissance et la tension, comme l'indique l'équation (1.34).

#### 1.4.5.4 – Verrouillage de la membrane par le signal RF

Nous considérons ici encore un commutateur capacitif en configuration parallèle, mais cette fois, actionné par une tension continue. Lorsqu'un signal RF est transmis sur la ligne, la capacité,  $C_{OFF}$ , du commutateur à l'état bas réfléchit une partie de ce signal. Cette onde réfléchie réduit fortement la tension RF générée au niveau de la membrane, qui peut être calculée par :

$$V_{RF} = V_i(1 + \Gamma) \quad (1.35)$$

où  $V_i$  est l'onde incidente et  $\Gamma$  est le coefficient de réflexion dû à la capacité parallèle du commutateur. En utilisant la théorie des lignes de transmission, nous pouvons montrer que la tension RF à travers le commutateur,  $V_{RF}$ , résultant de la somme des ondes incidente et réfléchie, est définie par :

$$|V_{RF}| = \frac{|V_i|}{\sqrt{1 + (\pi f C_{OFF} Z_0)^2}} \quad (1.36)$$

En suivant une analyse similaire à celle du paragraphe précédent, nous pouvons déterminer la puissance RF à partir de laquelle la tension continue équivalente est supérieure ou égale à la tension de maintien du commutateur, soit  $V_{dc-eq} \geq V_{maintien}$ .

Aux fréquences élevées, nous avons  $\pi f C_{OFF} Z_0 \gg 1$ . La puissance de verrouillage est alors définie par [1, 38] :

$$P_{verrou} \approx \frac{V_{maintien}^2}{Z_0} (\pi f C_{OFF} Z_0)^2 = \frac{V_{maintien}^2}{4Z_0} \left( \frac{Z_0}{Z_C} \right)^2 \quad (1.37)$$

Bien que ce niveau de puissance ne soit pas suffisant pour actionner le commutateur, si le signal RF est appliqué en permanence sur la ligne de transmission, il provoquera le maintien de la membrane dans sa position basse après un actionnement du commutateur par le signal de commande, même si la tension d'actionnement est annulée entre temps. Pour que la membrane retourne dans sa position haute, le signal RF devra alors être obligatoirement arrêté.

Ce phénomène de verrouillage de la membrane par le signal RF a aussi été mis en évidence sur les commutateurs de Raytheon [39]. La mesure de la puissance de verrouillage a été effectuée en actionnant continuellement les commutateurs et en augmentant progressivement la puissance du signal RF jusqu'à ce que la défaillance se produise. La tension de maintien de ces commutateurs est inférieure à 15 V et ils présentent une capacité à l'état bas de 3,2–3,5 pF [40]. Pour un signal RF à 10 GHz, la puissance moyenne de verrouillage est de 510 mW avec un écart type de 50 mW.

### **I.4.6 – Amélioration de la fiabilité des commutateurs électrostatiques**

L'effet de charge du diélectrique peut être combattu par le choix judicieux d'un matériau diélectrique à faible densité de pièges et/ou par une réduction de l'amplitude de la tension d'actionnement, ce qui peut-être obtenue en utilisant des signaux de commande de formes appropriées ou en concevant des structures mécaniques à faible constante de raideur (cf. paragraphe I.4.6.3). Notons cependant qu'une constante de raideur trop faible favorise le phénomène de collage.

Une autre approche, brevetée par Texas Instruments en 1999, consiste à augmenter les fuites dans le diélectrique ( $\text{Si}_x\text{N}_y$ ) pour permettre l'évacuation des charges [41]. L'inconvénient de cette solution réside dans une probabilité de claquage du diélectrique plus élevée, résultant de l'augmentation du courant de fuite.

#### **I.4.6.1 – Choix du matériau diélectrique**

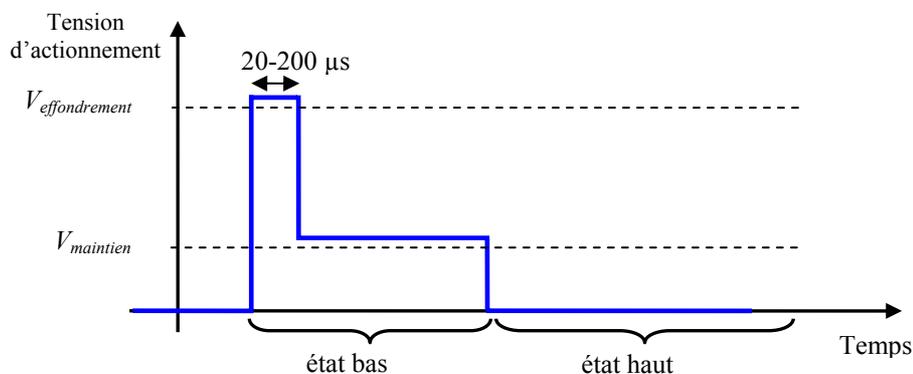
De nombreux travaux sont menés sur les techniques de dépôt des couches minces afin d'améliorer les propriétés mécaniques et électriques des diélectriques. Une étude menée au LAAS [34] compare les niveaux de charge équivalente, obtenues après deux heures sous une tension d'actionnement de 30 V, dans des diélectriques  $\text{SiN}_x$  déposés par plasma avec différentes excitations RF (fréquence basse, fréquence haute et fréquences mélangées). Les résultats obtenus montrent que le  $\text{SiN}_x$  déposé à fréquence basse est moins sensible au piégeage de charges et offre une permittivité relative plus élevée ( $\epsilon_r = 6,6$ ). Parmi les trois, cette technique de dépôt semble donc être la mieux adaptée pour la réalisation de la couche diélectrique des commutateurs MEMS.

Dans [42, 43], une nouvelle technique de dépôt de films minces est présentée. Nommée HDICP–CVD (High Density Inductively Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition), cette technique permet de déposer des couches diélectriques d'excellente qualité avec des faibles densités de pièges et des tensions de claquage élevées, et ce, à de relativement faibles

températures (90 °C à 170 °C). Une couche de SiN<sub>x</sub> déposée par HDICP–CVD présente un courant de fuite beaucoup plus faible que lorsqu'elle est réalisée par PECVD, et son champ électrique de claquage atteint 9 MV/cm. En outre, des films très minces peuvent être réalisés par HDICP–CVD sans altérer la qualité du diélectrique. Les résultats de cette étude montrent qu'une couche de SiN<sub>x</sub> de seulement 250 Å d'épaisseur résiste aux tensions d'actionnement typiques des commutateurs électrostatiques (20–50 V) sans claquage du diélectrique.

#### 1.4.6.2 – Choix de la forme des signaux d'actionnement

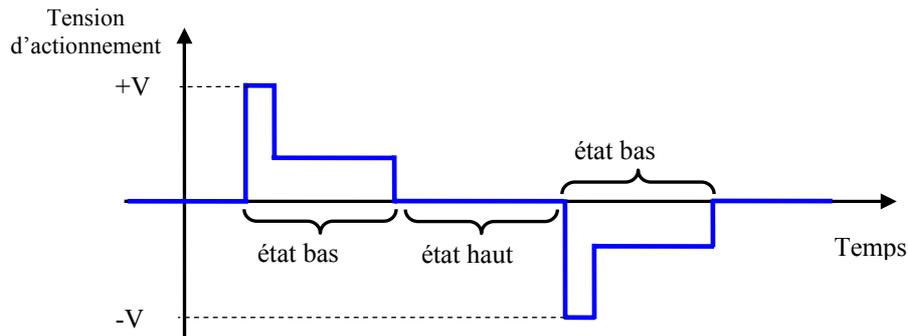
Afin de réduire la charge de la couche diélectrique, la tension d'actionnement doit être réduite au maximum. Nous avons vu qu'une fois actionné, le commutateur peut rester dans cet état avec une tension d'actionnement plus faible que celle nécessaire à son basculement. Nous pouvons donc utiliser ce phénomène d'hystérésis pour réduire la charge du diélectrique. Goldsmith [32] a observé une amélioration de la durée de vie de ses commutateurs en utilisant un signal de type "double impulsion", représenté sur la figure 1.26. Dans un premier temps l'amplitude du signal est supérieure à la tension d'effondrement pour faire basculer le commutateur, puis après un laps de temps garantissant la commutation, l'amplitude du signal est réduite à une valeur légèrement supérieure à la tension de maintien pour garder le contact tout en limitant la charge du diélectrique.



**Figure 1.26** : Signal d'actionnement réduisant la charge de la couche diélectrique.

Comme la force électrostatique est proportionnelle au carré de la tension d'actionnement, elle est indépendante de la polarité de cette tension. Cette propriété peut être utilisée pour décharger le diélectrique en actionnant alternativement le commutateur par des impulsions positives et négatives. Lincoln Laboratories a montré que l'utilisation d'un signal bipolaire, identique à celui de la figure 1.27, se traduit par une importante amélioration de la fiabilité de ses commutateurs [23]. Des durées de vie de plus de 60 milliards de cycles ont ainsi été obtenues sur des commutateurs capacitifs de faible puissance actionnés par des tensions de

$\pm 30$  V et maintenus en position basse par des tensions de  $\pm 10$  V. Ces performances en terme de fiabilité représentent l'état de l'art pour les commutateurs de ce type. Il faut toutefois noter qu'elles sont obtenues en utilisant comme diélectrique de l'oxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ ) qui présente une densité de pièges beaucoup plus faible que le nitrure de silicium, mais aussi une faible constante diélectrique ( $\epsilon_r = 3,9$ ) qui pénalise les performances RF des commutateurs capacitifs [1].

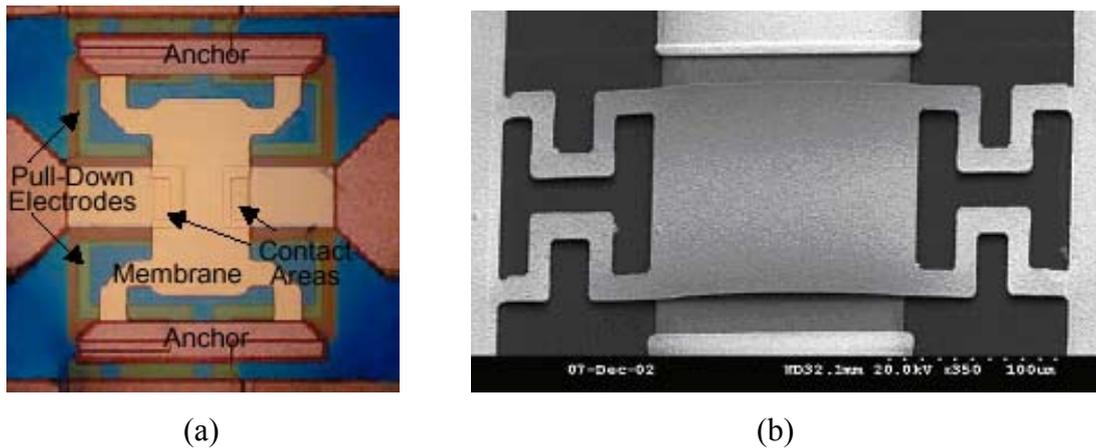


**Figure 1.27** : Signal d'actionnement bipolaire permettant de décharger la couche diélectrique.

### 1.4.6.3 – Amélioration mécanique de l'actionnement électrostatique

#### ➤ Réduction de la raideur de membrane

Une autre solution pour réduire la tension d'actionnement d'un commutateur consiste à diminuer la raideur effective de sa membrane. Ceci peut être obtenu en choisissant une épaisseur de membrane moins importante ou en utilisant des bras de support souples à ses extrémités pour faciliter le mouvement de flexion. De nombreuses études ont été menées sur l'optimisation de la structure mécanique des commutateurs MEMS dans le but de réduire la tension d'actionnement [35, 44–51]. Diverses configurations de bras, plus ou moins complexes, sont proposées. La plus simple consiste à supporter la membrane par ses quatre coins en utilisant des bras droits, mais des configurations beaucoup plus élaborées mettant en œuvre des ressorts à serpentins ont aussi été réalisées comme le montre la figure 1.28. Les tensions d'effondrement obtenues avec ce type de structures sont généralement inférieures à 20 V.

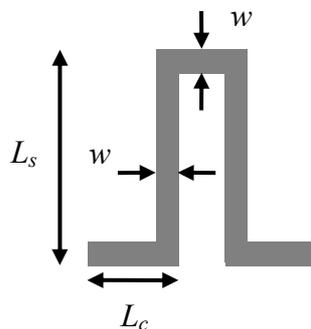


**Figure 1.28** : Exemples de structures mécaniques utilisées pour réduire la constante de raideur des commutateurs MEMS. Commutateurs réalisés par l'Université du Michigan [1] (a) et par l'Institut de Technologie de Géorgie (Atlanta, USA) [46] (b).

La constante de raideur effective d'une seule suspension en forme de serpentin, dans la direction  $z$  (verticale), est donnée par [45–47] :

$$k_z = \frac{Ew \left( \frac{t}{L_c} \right)^3}{1 + \frac{L_s}{L_c} \left( \left( \frac{L_s}{L_c} \right)^2 + 12 \frac{1+\nu}{1 + \left( \frac{w}{t} \right)^2} \right)} \quad (1.38)$$

où  $t$  est l'épaisseur,  $E$  est le module de Young et  $\nu$  le coefficient de Poisson. Les dimensions  $L_s$ ,  $L_c$  et  $w$  correspondent à celles de la figure ci-dessous.

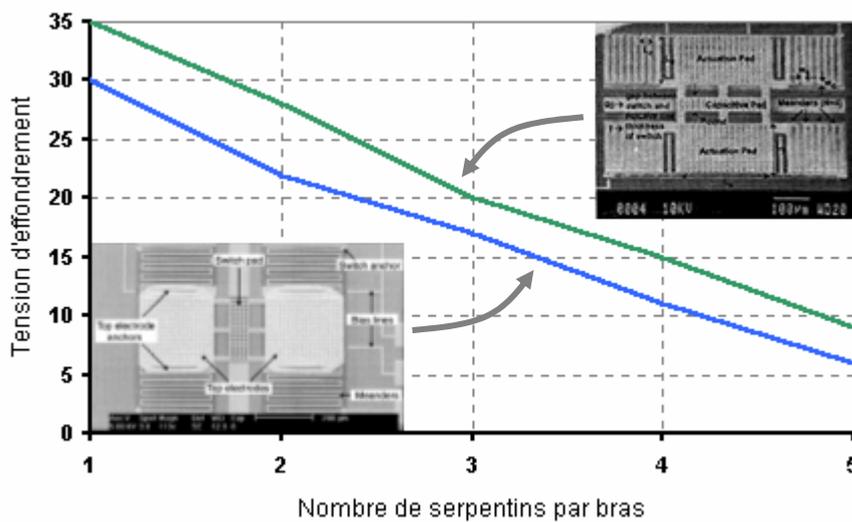


**Figure 1.29** : Dimensions d'une suspension.

Les constantes de raideur des bras de suspension constitués de  $N$  suspensions élémentaires en série et parallèle sont respectivement égales à  $k_z/N$  et  $Nk_z$ . La constante de raideur totale d'une structure maintenue par quatre bras de suspension est donc définie par :

$$K_z = \frac{4k_z}{N} \quad (1.39)$$

Ainsi, la constante de raideur de la membrane diminue linéairement avec l'ajout successif de serpentins dans ses bras de suspension. Les courbes de la figure 1.30 résument les résultats expérimentaux obtenus à l'Université de Michigan (Ann Arbor, USA) ; elles montrent une relation quasi-linéaire entre la réduction de la tension d'effondrement et le nombre de serpentins par bras de suspension sur deux versions légèrement différentes d'un commutateur [44, 45]. Des tensions d'effondrement de moins de 10 V sont obtenues avec les bras de suspension à cinq serpentins.

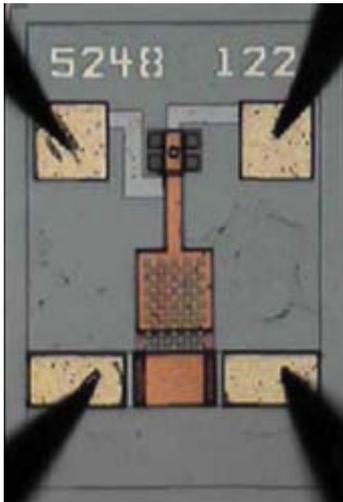


**Figure 1.30** : Réduction de la tension d'effondrement en fonction du nombre de serpentins [44, 45].

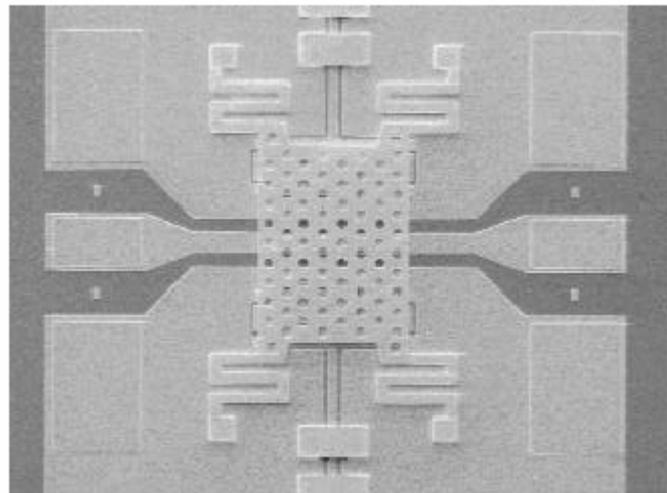
L'inconvénient de ces structures de commutateur à faible tension d'actionnement réside dans leurs forces de rappel relativement faibles, qui peuvent ne pas être suffisantes pour relever le commutateur lors de sa désactivation, notamment dans les environnements humides ou contaminés. L'étude réalisée dans [38] montre aussi que la sensibilité d'un commutateur aux phénomènes d'auto-actionnement et de verrouillage par le signal RF augmente avec le nombre de serpentins dans les bras de suspension de la membrane. Ceci s'explique par le fait que les tensions d'effondrement et de maintien diminuent avec la raideur de la membrane. Par ailleurs, cette diminution de la tension de maintien implique qu'une charge moins importante du diélectrique suffira à créer le phénomène de collage. Ainsi, une réduction trop importante de la tension d'effondrement risque d'aggraver le problème de collage, même si elle limite la charge du diélectrique. Il faut donc essayer de trouver un juste milieu entre la réduction des charges dans le diélectrique et la raideur de la membrane.

### ➤ Augmentation de la surface des électrodes

D'après l'équation (1.22), la tension d'effondrement peut aussi être réduite en augmentant la surface des électrodes. En limitant la charge du diélectrique sans trop modifier la raideur de la membrane, cette méthode permet de réduire le risque de collage. Dans le cas d'un commutateur de type cantilever, la solution consiste à élargir la membrane au dessus de l'électrode d'actionnement (cf. Figure 1.31.a) [52]. Pour les commutateurs de type pont, l'emploi de deux électrodes d'actionnement excentrées, placées de chaque côté de la ligne RF, est la solution la plus fréquemment utilisée (cf. Figure 1.31.b) [29, 35, 44, 45, 51, 53].



(a)

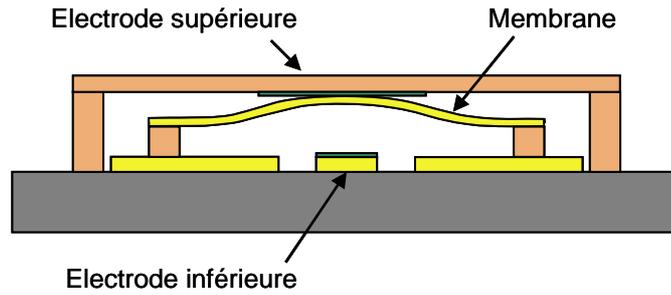


(b)

**Figure 1.31** : Réduction de la tension d'effondrement par augmentation de la surface des électrodes. Exemple de commutateurs réalisés par HRL (Hughes Research Laboratories, Malibu, USA) [52] (a) et par l'Université de l'Illinois (Urbana-Champaign, USA) [35, 51] (b)

### ➤ Utilisation d'électrodes supérieures de rappel

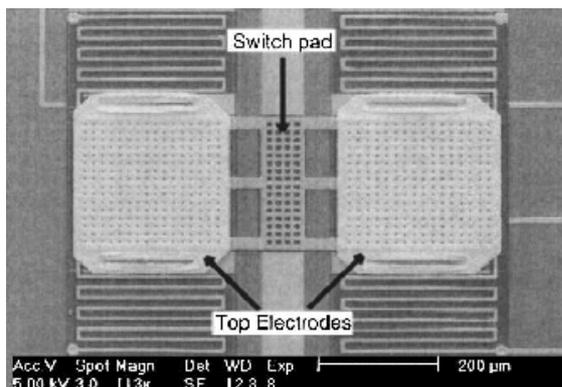
Les inconvénients du manque de raideur des commutateurs à faible tension peuvent être résolus en utilisant une électrode supérieure de rappel, placée au dessus de la membrane. Lorsque celle-ci est polarisée, elle attire la membrane vers le haut et compense ainsi la force de rappel mécanique trop faible. Même si un phénomène de collage est causé par la charge du diélectrique ou par la puissance du signal RF, les forces électrostatiques exercées sur la membrane seront suffisantes pour faire basculer le commutateur d'un état à l'autre. La figure 1.32 schématise l'utilisation d'électrodes supérieures dans une structure à membrane encastrée-encastrée.



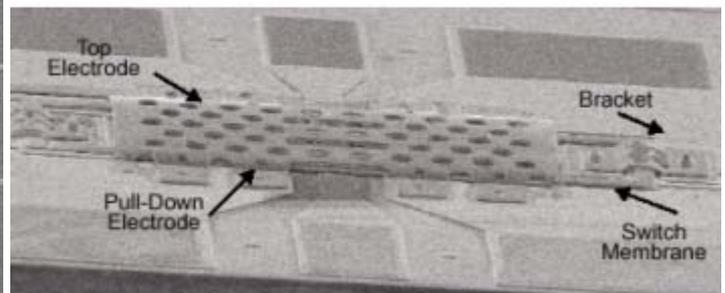
**Figure 1.32** : Principe de l'utilisation d'électrodes supérieures de rappel.

La figure 1.33a présente un commutateur à faible tension (6 V, cf. Figure 1.30) utilisant ce type de structure, réalisé à l'Université du Michigan (Ann Arbor, USA) [38, 44]. Pour réduire la tension d'actionnement, la membrane est supportée par des bras de suspension à serpentins et des électrodes de grande taille sont placées dans les plans de masse de la ligne coplanaire. Deux électrodes supérieures de rappel, superposées aux électrodes inférieures d'actionnement, sont utilisées pour attirer la membrane vers le haut.

La figure 1.33b présente une autre réalisation de commutateur faible tension (14 à 17 V), proposée par l'Université de l'Illinois (Urbana-Champaign, USA) [54]. Bien que le principe de ce commutateur soit très similaire à celui présenté ci-dessus, l'originalité de cette structure repose sur l'utilisation d'une membrane qui n'est pas fixée, mais simplement maintenue latéralement par des crochets. Par conséquent, la membrane ne subit aucune force de rappel mécanique, ce qui permet de réduire fortement la tension d'actionnement. Seules les électrodes supérieures lui permettent d'atteindre une position haute.



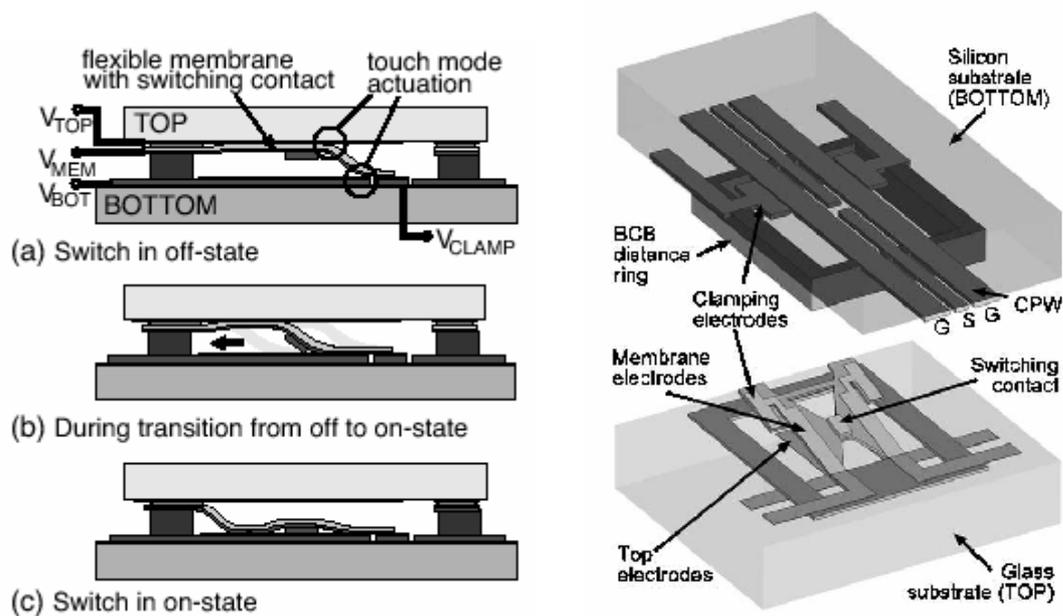
(a)



(b)

**Figure 1.33** : Commutateurs utilisant des électrodes supérieures de rappel, réalisés par l'Université de Michigan [38, 44] (a) et par l'Université de l'Illinois [54] (b).

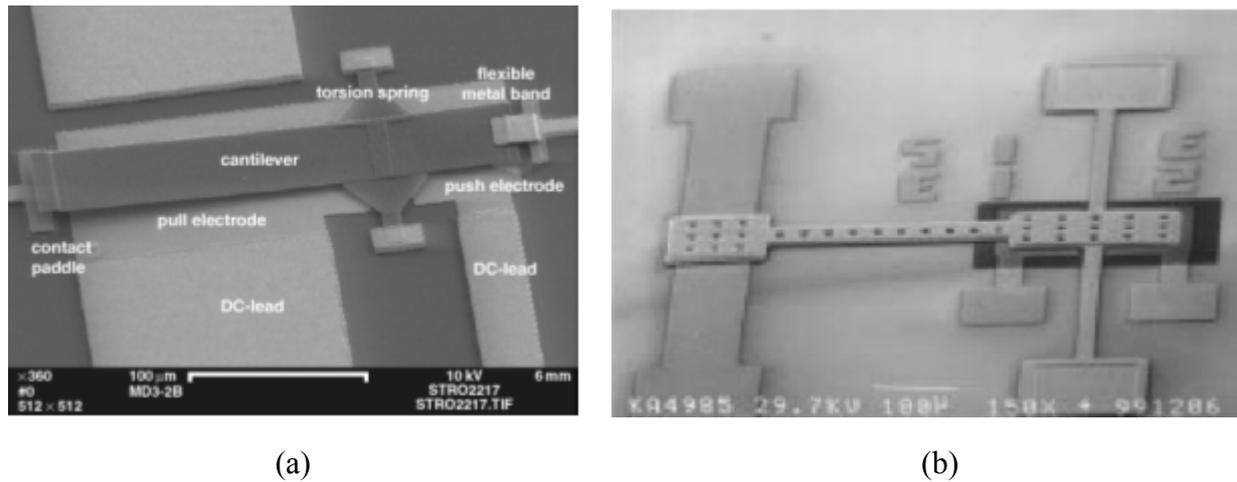
Le Royal Institut of Technology (Stockholm, Suède) a également publié un commutateur utilisant une électrode supérieure pour attirer la membrane vers le haut [55-58]. La structure particulière de la membrane fine et flexible, en forme de S, permet d'obtenir des tensions d'actionnement de 12 V pour l'ouverture du commutateur et de 15,8 V pour sa fermeture. Ce commutateur, schématisé sur la figure 1.34, est cependant plus difficile à réaliser car sa fabrication nécessite l'assemblage de deux wafers ; la membrane et la ligne de transmission étant réalisées sur chacun de ces wafers.



**Figure 1.34 :** Principe du commutateur du Royal Institut of Technology (Suède) [55-58].

### ➤ Utilisation d'une structure à bascule (ou structure push-pull)

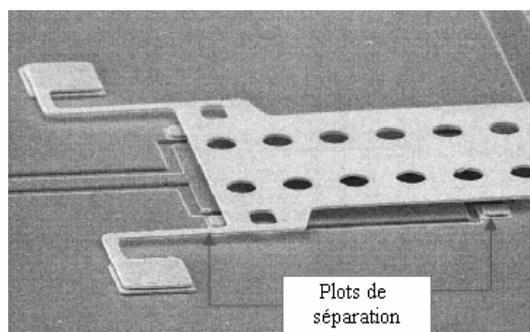
Une autre structure permettant de réduire la tension d'actionnement est le cantilever à bascule qui consiste à faire basculer la membrane autour d'une barre de torsion sur laquelle elle est maintenue [59–61]. Deux électrodes placées de chaque côté de la barre de torsion, sont polarisées alternativement pour déplacer vers le haut, ou vers le bas, le contact qui se trouve à l'une des extrémités de la membrane. Ce type de structure, montré sur la figure 1.35, permet de réduire la raideur effective de la membrane et donc la tension d'actionnement. Au cas où un phénomène de collage se produit, la force exercée par l'électrode de rappel suffit à redonner au contact sa position haute.



**Figure 1.35** : Commutateurs cantilever à bascule présentés dans [61] (a) et [60] (b).

### ➤ Utilisation de plots de séparation

Pour lutter contre la charge du diélectrique, l'Université de l'Illinois propose également une autre solution qui consiste à placer des plots de séparation sous la membrane, autour de l'électrode de commande [35]. Comme on peut le voir sur la figure 1.36, ces plots dépassent d'environ  $1 \mu\text{m}$  au-dessus de la couche diélectrique (SiN). Ainsi, lors de son actionnement, la membrane se pose sur les plots plutôt que sur le diélectrique. En limitant l'amplitude du champ électrique à travers le diélectrique, ce gap d'air réduit l'accumulation des charges. Grâce à cette technique, qui a supprimé le problème de collage dû à la charge du diélectrique, ces commutateurs atteignent une durée de vie de 7 milliards de cycles pour une tension moyenne d'actionnement de 14,4 V. Plusieurs brevets relatifs à cette conception ont été déposés en 2002.



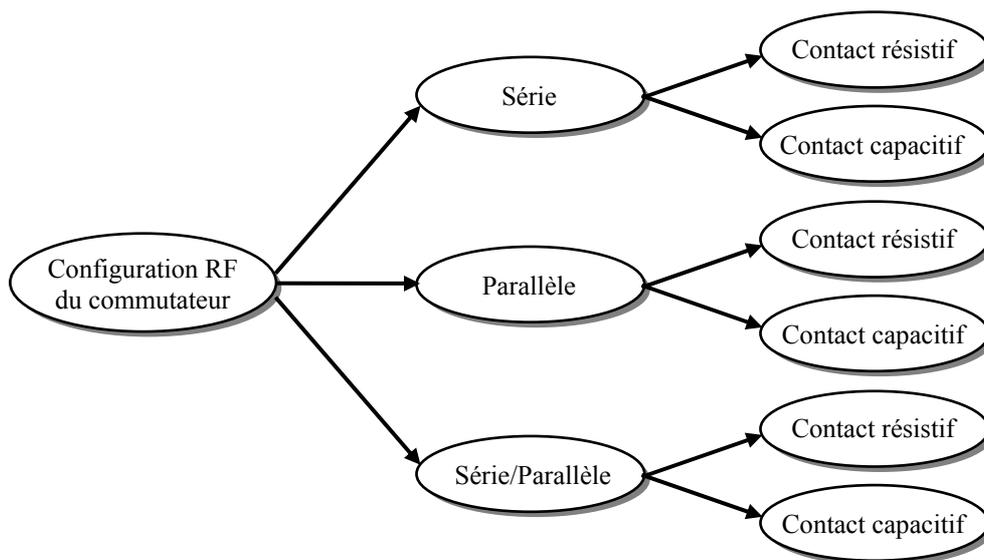
**Figure 1.36** : Utilisation de plots de séparation sous la membrane pour réduire la charge de la couche diélectrique [35].

## I.5 – Configurations électriques des commutateurs MEMS RF

Les commutateurs MEMS RF sont habituellement intégrés sur des lignes de transmission planaires (généralement micro-ruban ou coplanaire) et sont utilisés pour charger, ouvrir ou fermer ces lignes.

Deux classes de commutateurs MEMS RF, se distinguant par leur configuration électrique, sont communément utilisées dans la conception des circuits micro-ondes. Il s'agit des commutateurs parallèles et des commutateurs séries. Nous verrons dans les paragraphes suivants que ces deux types de configuration sont parfois associés pour améliorer les performances RF d'un commutateur MEMS.

Les commutateurs MEMS RF peuvent également être classés en fonction de leur type de contact qui détermine la manière dont sont connectées les électrodes RF. Ces contacts, de types résistif ou capacitif, peuvent être utilisés avec chacune des configurations citées ci-dessus. Le diagramme de la figure 1.37 résume les différentes configurations électriques de commutateurs MEMS disponibles.



**Figure 1.37** : Différentes configurations électriques des commutateurs MEMS RF.

Dans cette partie, après une présentation des différentes configurations, nous détaillerons la modélisation électrique des commutateurs MEMS RF intégrés sur des lignes de transmission planaires.

## I.5.1 – Contacts RF utilisés dans les commutateurs MEMS

Les performances RF d'un commutateur MEMS sont étroitement liées au type de contact utilisé dans sa conception. Bien qu'il puisse fonctionner jusqu'à des fréquences de l'ordre de 60 GHz, le contact résistif sera mieux adapté pour les circuits fonctionnant à des fréquences inférieures à 20 GHz. Le contact capacitif, quant à lui, couvre une plage de fréquence beaucoup plus importante allant de 5 à 120 GHz. En revanche, les performances du contact capacitif sont relativement médiocres pour les fréquences inférieures à quelques gigahertz.

### I.5.1.1 – Le contact résistif (ou contact ohmique)

Lorsque la partie métallique de la membrane d'un commutateur se pose directement sur une ligne de transmission, un contact résistif se crée à l'interface des deux métaux. La résistance de ce contact,  $R_c$ , dépend de la résistivité de surface,  $\rho_c$ , elle-même définie comme la résistance par unité de surface. Cette résistance de contact s'exprime par :

$$R_c = \frac{\rho_c}{A} \quad (1.40)$$

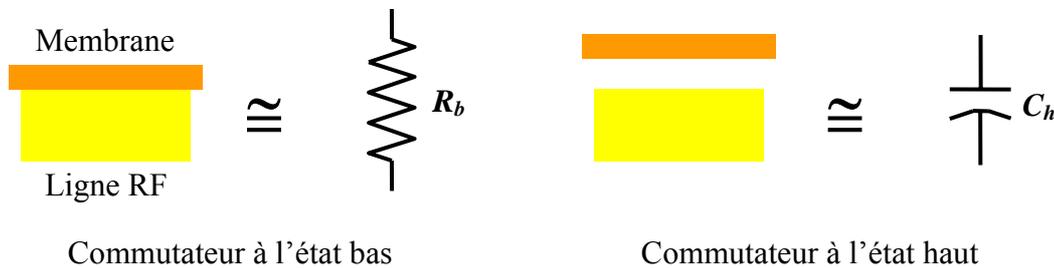
où  $A$  est la surface du contact. Cette résistance de contact dépend de la propreté des deux parties métalliques. C'est pour cette raison que l'or est fréquemment choisi pour la fabrication des contacts ohmiques. Il présente en effet une forte résistance à l'absorption des contaminants aéroportés, incluant les molécules d'oxygène et d'eau. De plus, il présente une conductivité très élevée qui permet d'obtenir de bonnes performances RF [26, 29, 62–66]. La résistance de contact dépend également de la force de contact. En effet, plus la force est élevée, plus le contact est intime et plus la résistance est faible. La résistance de contact de l'or varie entre 80 et 200 mΩ pour une force de 100 μN et chute entre 10 et 20 mΩ pour une force de 1 mN [66]. Un autre paramètre qui influe sur la valeur de la résistance de contact est le courant qui traverse le contact. Cette influence est dominée par la conduction thermique : un contact de conductivité thermique médiocre verra sa résistance augmenter avec le courant [66].

Lorsque que le commutateur est à l'état haut, une capacité se forme entre les deux électrodes RF. La valeur de cette capacité,  $C_h$ , est donnée par :

$$C_h = \frac{\varepsilon_0 A}{g} \quad (1.41)$$

où  $A$  est la surface des électrodes,  $g$  est la hauteur du gap entre les électrodes et  $\varepsilon_0$  est la permittivité de l'air ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m).

La figure 1.38 représente un contact résistif dans ses deux états et donne l'impédance équivalente pour chacun d'eux.



**Figure 1.38** : Impédances équivalentes d'un contact résistif.

Les commutateurs à contact résistif sont principalement utilisés pour les applications dans la gamme de fréquences de 0,1 à 40 GHz. Au delà de cette fréquence, la résistance de contact à l'état bas commence à introduire des pertes d'insertion trop importantes pour certaines applications. Par ailleurs, la capacité de l'état haut réduit l'isolation du commutateur lorsque la fréquence augmente. Ainsi, à l'état haut, les commutateurs à contact résistif offrent des isolations élevées, autour de 50 à 60 dB à 1 GHz, qui chutent autour de 20 à 30 dB à 40 GHz. Dans l'état bas, ils présentent des pertes d'insertion très faibles, de l'ordre de 0,1 à 0,2 dB sur la plage 0,1 à 40 GHz.

Le contact résistif présente l'avantage de ne pas créer de chute de tension si la résistance de contact est très faible. Cependant, la dégradation du contact est le mécanisme principal de défaillance des commutateurs à contact résistif. Les deux modes de défaillance les plus fréquemment rencontrés sont l'élévation de la résistance de contact et le collage du contact, chacun d'eux étant typiquement dû à des changements sur les surfaces du contact.

Une première cause de dégradation du contact est d'origine mécanique : les impacts répétés entre les deux plots métalliques créent des cratères et un durcissement sur leurs surfaces qui finissent, après plusieurs millions de cycles d'actionnement, par entraîner une forte augmentation de la résistance de contact. Cette défaillance se traduit par un accroissement des pertes d'insertion du commutateur. Une seconde cause de dégradation du contact est d'origine thermique/électrique : lorsqu'un courant passe à travers un contact résistif, une partie de l'énergie se transforme en chaleur. Cet effet peut conduire à des changements des propriétés des matériaux en contact avec une éventuelle interdiffusion des matériaux.

De plus, lorsque le commutateur doit fonctionner avec des puissances RF importantes, les courants mis en jeu peuvent générer des arcs électriques entraînant le micro-soudage des plots métalliques en contact. Cette défaillance se traduit par le collage de la membrane sur la ligne RF [1, 36].

Pour des faibles puissances RF (0,1 à 1 mW), les commutateurs à contact résistif les plus matures ont montré des fiabilités de l'ordre de 100 à 1000 millions de cycles (Omron, Rockwell Scientific, Samsung, Cronos, ST-Microelectronics), avec une exception notable pour les commutateurs de Radant MEMS et Motorola qui passent les 60 milliards de cycles.

En ce qui concerne la fiabilité des contacts résistifs sous puissance RF élevée, il est assez difficile de faire une synthèse des résultats présentés dans la littérature car les tests effectués sur les différents commutateurs sont très différents les uns des autres. En général, sous ces conditions, la durée de vie des contacts est fortement réduite et a du mal à passer la barre des 100 millions de cycles. Radant MEMS se démarque, ici encore, en proposant un commutateur à huit contacts parallèles qui atteint 1 milliard de cycle. En contrepartie, la surface des huit contacts augmente la capacité à l'état haut et réduit fortement l'isolation dès que la fréquence atteint quelques gigahertz [1].

### 1.5.1.2 – Le contact capacitif

Le contact capacitif permet de supprimer les problèmes de fiabilité que nous venons d'énoncer. Dans ce type de contact, une fine couche de diélectrique est déposée entre les deux électrodes RF. Par conséquent, quel que soit l'état du commutateur, l'impédance équivalente d'un tel contact est capacitive. Les capacités à l'état bas et à l'état haut,  $C_b$  et  $C_h$ , sont définies par :

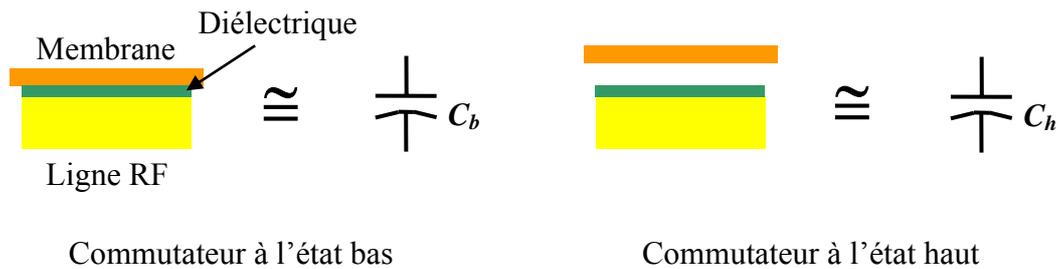
$$C_b = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{h_d} \quad (1.42)$$

$$C_h = \frac{\varepsilon_0 A}{g + \frac{h_d}{\varepsilon_r}} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{\varepsilon_r g + h_d} \quad (1.43)$$

où  $A$  est la surface des électrodes,  $g$  est la hauteur du gap d'air entre les électrodes,  $h_d$  est l'épaisseur de la couche diélectrique,  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative du matériau diélectrique, et  $\varepsilon_0$  est la permittivité de l'air. Ces deux équations ne considèrent que la capacité équivalente à un condensateur à plaques parallèles, la capacité due aux effets de bord est négligée. Si cette approximation est valable dans le cas de la capacité à l'état bas (épaisseur de la couche diélectrique très fine), elle ne l'est pas pour la capacité à l'état haut. En effet, en fonction des dimensions du contact et de sa hauteur, la capacité de bord atteint environ 20 % à 60 % de la capacité à plaques parallèles [1]. Par conséquent, la capacité de bord ne peut être négligée même pour des faibles hauteurs de contact. Durant la conception, elle pourra être déterminée

en retranchant la valeur de la capacité à plaques parallèles à la valeur de capacité dérivée d'un modèle électrique du commutateur, lui-même obtenu à l'aide d'un outil de simulation électromagnétique 3D, tel que HFSS.

La figure 1.39 représente un contact capacitif dans ses deux états et donne l'impédance équivalente pour chacun d'eux.



**Figure 1.39** : Impédances équivalentes d'un contact capacitif.

Le diélectrique le plus fréquemment utilisé dans ce type de contact est le nitrure de silicium, SiN ( $\epsilon_r = 7,6$ ). L'oxyde de silicium, SiO<sub>2</sub> ( $\epsilon_r = 3,9$ ), qui présente de moins bonnes performances RF est aussi parfois utilisé pour sa densité de pièges beaucoup plus faible que celle du SiN, qui conduit à une meilleure fiabilité des commutateurs capacitifs, comme nous l'avons vu au paragraphe I.4.6.1 [23].

En considérant une couche diélectrique en nitrure de silicium d'épaisseur 200 nm, un gap d'air de 3  $\mu\text{m}$  à l'état haut et une surface d'électrode de 100 x 100  $\mu\text{m}^2$ , nous obtenons  $C_h \approx 29$  fF et  $C_b \approx 3,4$  pF, qui sont des valeurs typiques pour les commutateurs à contact capacitif.

La capacité à l'état haut, relativement faible, est vue comme un circuit ouvert entre la membrane et la ligne RF. En revanche, la capacité à l'état bas est suffisamment élevée pour créer un court-circuit virtuel entre la membrane et la ligne RF lorsque les fréquences sont supérieures à une dizaine de gigahertz. Plus cette capacité est élevée, meilleur est le court-circuit, et par conséquent, plus la fréquence de fonctionnement du commutateur peut être basse.

D'après l'équation 1.42, il est tentant d'amincir au maximum la couche diélectrique pour augmenter la capacité à l'état bas. Cependant, les dépôts de Si<sub>x</sub>N<sub>y</sub> réalisés par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition), d'épaisseur inférieure à 1000 Å, présentent une porosité importante qui favorise les courants de fuite. Or, dans le cas des commutateurs électrostatique, c'est très souvent la même couche diélectrique qui réalise le contact capacitif et

l'isolation des électrodes d'actionnement. Elle doit donc être capable de supporter des tensions de 20 V à 80 V sans présenter de phénomène de claquage. C'est pour cette raison que les couches diélectriques des commutateurs capacitifs fabriqués actuellement ont des épaisseurs de 1000 Å à 2000 Å.

De nouvelles techniques de dépôts de films minces sont étudiées pour pallier ce problème. La méthode de dépôt de  $\text{SiN}_x$  par HDICP CVD, que nous avons déjà présentée dans le paragraphe I.4.6.1, s'avère être une bonne solution pour la fabrication des commutateurs capacitifs car elle permet de réaliser des couches diélectriques extrêmement fines (250 Å) présentant d'excellentes qualités [42, 43].

Ces dernières années, plusieurs types de films minces ferroélectriques ont également été étudiés pour remplacer les diélectriques plus "classiques" des condensateurs. L'oxyde de titanate de strontium (STO,  $\text{SrTiO}_3$ ) et le titanate de barium et de strontium (BST,  $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ ) qui présentent des constantes diélectriques élevées (entre 40 et 200) sont considérés comme les matériaux les plus prometteurs, même si leur champ électrique de claquage (1–2 MV/cm) reste inférieur à celui du SiN (5–9 MV/cm).

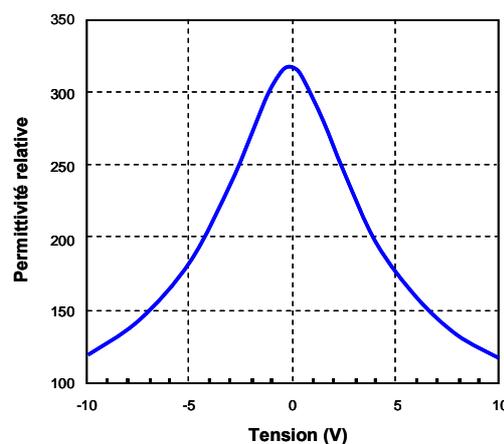
L'étude menée par TOYOTA [67] sur le STO a montré qu'il était possible d'obtenir des films très isolants en augmentant la proportion de titane dans le matériau. En effet, la tension de claquage augmente et le courant de fuite diminue avec l'augmentation du rapport Ti/Sr. En contrepartie, la constante diélectrique diminue lorsque ce rapport devient important. Un champ électrique de claquage de 2 MV/cm, un courant de fuite inférieur à  $1.10^{-8}$  A/cm<sup>2</sup> jusqu'à 1 MV/cm et une constante diélectrique de 140 jusqu'à 2 GHz ont été obtenus avec un film de  $\text{SrTiO}_3$  de 200 nm d'épaisseur déposé à 560 °C avec un rapport Ti/Sr de 1,2. Cette étude précise également que la constante diélectrique du STO diminue lorsque la température de dépôt est réduite.

Certains commutateurs MEMS RF utilisent ces matériaux ferroélectriques comme diélectrique. LG Electronics (Séoul, Corée) a choisi le STO pour ses commutateurs capacitifs à actionnement électrostatique, qui présentent une capacité à l'état bas relativement élevée, de 50 pF, pour une surface de contact de  $100 \times 100 \mu\text{m}^2$  et une épaisseur de diélectrique de 1900 Å [49, 50, 68]. Les films diélectriques déposés par pulvérisation RF montrent, eux aussi, une forte influence de la température de dépôt sur la constante diélectrique relative du STO. Le tableau 1.1 résume les résultats obtenus et les compare au SiN.

	SiN déposé à 250 °C	STO déposé à 200 °C	STO déposé à 250 °C	STO déposé à 300 °C
$\epsilon_r$	6 ~ 8	30 ~ 40	60 ~ 70	110 ~ 120

**Tableau 1.1** : Permittivité relative du STO en fonction de la température de dépôt [49, 50, 68].

L'Université de Californie (Santa Barbara, USA) a, quant à elle, développé un commutateur capacitif à actionnement électrostatique utilisant le BST comme diélectrique [69, 70]. Le BST est déposé par pulvérisation RF à une température élevée qui le rend incompatible avec de nombreux procédés de fabrication. A cause de cette température de croissance élevée, des électrodes en platine sont typiquement utilisées avec les films en BST. Malheureusement, le platine a une conductivité beaucoup plus faible que l'or, qui se traduit par des pertes élevées sur la ligne de transmission. Les commutateurs présentés ici utilisent des électrodes en Ti/Au/Pt pour réduire ces pertes d'insertion à l'état haut, qui atteignent tout de même 0,88 dB à 20 GHz et 1,51 dB à 40 GHz. Les mesures réalisées sur les couches de BST révèlent un champ électrique de claquage assez faible d'environ 1 MV/cm. La tension d'actionnement de ces commutateurs (35 V) impose une épaisseur de BST de 300 nm pour éviter les problèmes de claquage. La surface du contact capacitif étant de  $200 \times 60 \mu\text{m}^2$ , la capacité attendue à l'état bas pour une telle épaisseur de diélectrique est de 40 pF. Par ailleurs, les résultats expérimentaux, présentés sur la courbe de la figure 1.40, montrent que la permittivité relative d'un film de BST décroît rapidement lorsqu'une tension non nulle est appliquée entre les électrodes capacitives. Il est donc souhaitable d'isoler la tension d'actionnement du signal RF afin d'obtenir de meilleures performances RF.



**Figure 1.40** : Permittivité relative d'un film de BST de 100 nm d'épaisseur [69, 70].

Un problème majeur, auquel il faut faire face lors de l'utilisation d'un contact capacitif, concerne la rugosité de surface à l'interface diélectrique/métal qui dégrade la capacité à l'état bas. En effet, si les deux surfaces en contact ne sont pas parfaitement planes, comme c'est le cas dans la réalité, le gap d'air entre le contact métallique et la couche diélectrique introduit une capacité en série avec celle de la couche diélectrique. Cette capacité en série dégrade la capacité totale du contact à l'état bas, qui, dans ce cas, s'exprime par [1, 71]:

$$C_b = \frac{C_d}{1 + \varepsilon_r \left( \frac{\Delta}{h_d} \right)} \quad (1.44)$$

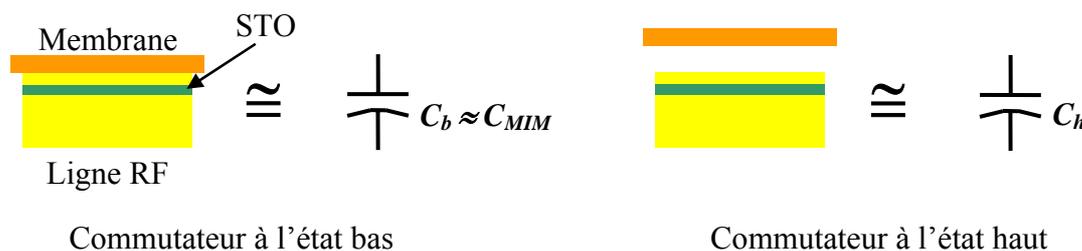
où  $C_d$  est la capacité de la couche diélectrique,  $\Delta$  est la hauteur de rugosité à l'interface du contact,  $h_d$  est la hauteur du diélectrique et  $\varepsilon_r$  la permittivité relative du matériau diélectrique. A titre d'exemple, pour une couche diélectrique de SiN de 150 nm ( $\varepsilon_r = 7,6$ ) présentant une rugosité de surface de 10 nm, la dégradation de la capacité observée à l'état bas est d'environ 35 %.

La rugosité de surface de la couche de SiN utilisée dans la fabrication des commutateurs capacitifs de l'Air Force Research Laboratory (Wright-Patterson) a été estimée à partir de mesures sur ces commutateurs, et est de l'ordre de 13 à 17 nm [71]. Raytheon a également mesuré la rugosité de la couche de SiN (<2000 Å) déposée par PECVD à 300 °C sur ses commutateurs capacitifs. Les mesures, réalisées à l'AFM (microscope à force atomique), indiquent des rugosités moyennes de 6 nm et 21 nm qui se traduisent, respectivement, par des valeurs de capacité à l'état bas de 3,5 pF et 2,1 pF. Ces résultats montrent bien la forte influence de la rugosité de surface sur la valeur de capacité à l'état bas [72]. De même, malgré une rugosité de surface de sa couche diélectrique en BST inférieure à 10 nm, le commutateur de l'Université de Californie présente une capacité à l'état bas de seulement 7 pF alors qu'une valeur de 40 pF était attendue [69].

La technique de dépôt par HDICP CVD se présente, ici encore, comme une solution pour réduire le problème de rugosité des films de SiN. En effet, lorsque les dépôts sont effectués à 90 °C, elle permet d'obtenir une rugosité moyenne (mesurée à l'AFM) de 1,6 nm pour une épaisseur de la couche diélectrique de 100 nm [42].

Une solution astucieuse pour supprimer le problème de rugosité de surface du diélectrique est proposée par LG Electronics [49, 50, 68]. Elle consiste à déposer une couche métallique au dessus de la couche diélectrique de manière à former une capacité MIM (Metal-Insulator-Metal). Lorsque le commutateur est actionné, le contact métallique de la membrane vient se poser sur l'électrode supérieure de la capacité MIM, créant ainsi un contact capacitif entre la

membrane et la ligne RF. En supprimant le gap d'air entre le diélectrique et l'électrode supérieure, cette méthode garantit une valeur de capacité à l'état bas élevée correspondant à celle de la capacité MIM, et ce, même si le contact entre les deux parties métalliques n'est pas parfaitement plat. C'est cette structure, illustrée sur la figure 1.41, associée à l'utilisation du STO qui permet aux commutateurs de LG Electronics d'atteindre une capacité à l'état bas de 50 pF. Notons, toutefois, que cette topologie risque de présenter les inconvénients des contacts résistifs.



**Figure 1.41** : Contact capacitif de type MIM proposé par LG Electronics [49, 50, 68]

Une capacité est équivalente à un circuit ouvert aux très basses fréquences, et par conséquent, les contacts capacitifs ne peuvent pas fonctionner à ces fréquences. Par contre, les commutateurs parallèles à contact capacitif, qui seront présentés au paragraphe I.5.2.2, peuvent atteindre des isolations de plus de 20 dB à l'état bas sur la bande de 10 à 50 GHz, et des pertes d'insertion très faibles à l'état haut, d'environ 0,04 à 0,1 dB jusqu'à 50 GHz.

La fiabilité des contacts capacitifs est principalement limitée par les problèmes de charge de la couche diélectrique qui ont déjà été longuement discutés au paragraphe I.4.5. Pour des puissances RF limitées (0,1 à 1 mW), la durée de vie des contacts capacitifs passe facilement le milliard de cycles, avec un record pour le commutateur de Lincoln Laboratories qui passe au-delà des 100 milliards de cycles. Lorsque la puissance du signal RF augmente, les problèmes d'auto-actionnement commencent à apparaître et entraînent la défaillance des commutateurs capacitifs. Toutefois, Raytheon a montré que son commutateur capacitif tenait plus de 25 milliards de cycles sous un signal RF de 100 à 200 mW, à 10 GHz [1, 39].

### I.5.1.3 – Facteur de qualité des commutateurs

La qualité relative des circuits de commutation présentant deux états d'impédance distincts peut être exprimée par le facteur de qualité qui est défini comme le rapport entre l'impédance obtenue dans l'état haute impédance et celle obtenue dans l'état basse impédance. Ce facteur

de qualité est généralement utile pour comparer des circuits de types différents. En pratique, les performances d'un commutateur à l'état basse impédance sont limitées aux fréquences élevées par les résistances parasites du commutateur. Inversement, à l'état haute impédance, c'est la capacité du commutateur qui limite ses performances aux basses fréquences. Une mesure de performances commune pour les commutateurs électroniques est la fréquence de coupure de commutation,  $f_{cs}$ , qui est donnée par [72, 73] :

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi R_{on} C_{off}} \quad (1.45)$$

où  $R_{on}$  est la résistance effective du commutateur à l'état basse impédance, et  $C_{off}$  sa capacité effective à l'état haute impédance.

Le terme *coupure de commutation* n'est pas destiné à indiquer qu'un circuit particulier peut être utilisé pour commuter à des fréquences aussi élevées que  $f_{cs}$ . En effet, dans le cas des diodes PIN, celles-ci sont typiquement utilisées dans une plage de fréquences d'environ un centième à un cinquantième de la fréquence de coupure de commutation. On peut aussi montrer que les pertes des circuits déphaseurs ou de commutations sont proportionnelles au rapport de la fréquence de coupure de commutation sur la fréquence de fonctionnement. Ainsi, plus cette fréquence est élevée, meilleur est le circuit de commutation. Le tableau 1.2 donne les valeurs typiques de cette fréquence de coupure pour des circuits électroniques et micromécaniques fonctionnant à 20 GHz [72].

Type de circuit	$R_{on}$ ( $\Omega$ )	$C_{off}$ (fF)	$f_{cs}$ (GHz)
GaAs MESFET	2.3	249	280
GaAs pHEMT	4.7	80	420
GaAs PIN Diode	5.6	420	730
MEMS Capacitif	0.4	35	>9000

**Tableau 1.2** : Comparaison des facteurs de qualité de divers circuits de commutation à 20 GHz.

L'inspection de ces données indique que les commutateurs MEMS possèdent un potentiel pour une amélioration significative des performances RF par rapport aux circuits électroniques. Ce qui signifie que les commutateurs MEMS RF fonctionneront avec des pertes et des parasites relativement plus faibles.

Un autre paramètre définissant la qualité d'un circuit de commutation pour une fréquence donnée est le facteur Q, qui est défini par [73, 74] :

$$Q \approx \frac{1}{2\pi f R_{on} C_{off}} \quad (1.46)$$

Soit encore :

$$Q \approx \frac{f_c s}{f} \quad (1.47)$$

### ➤ Facteur de mérite d'un commutateur à contact résistif

Dans le cas des commutateurs MEMS à contact résistif, le facteur de qualité est défini comme le produit de la capacité à l'état haut et de la résistance à l'état bas, soit :

$$\zeta_R = R_b C_h = \frac{\varepsilon_0 \rho_c}{g} \quad (1.48)$$

Il peut aussi s'exprimer comme une fréquence de coupure, définie par :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_b C_h} = \frac{1}{2\pi \zeta_R} \quad (1.49)$$

Texas Instruments [75], a obtenu sur ses commutateurs à contact ohmique une résistance de contact de 1,5 à 2,5  $\Omega$  et une capacité à l'état haut d'environ 35 fF, ce qui donne une fréquence de coupure de l'ordre de 2000 GHz.

Grâce à un gap important à l'état haut entre la membrane et la ligne de transmission (14,3  $\mu\text{m}$ ), le commutateur présenté sur la figure 1.34 atteint une très faible valeur de capacité à l'état haut, de 4,2 fF. Il présente également une faible résistance de contact, de 0,65  $\Omega$ . La fréquence de coupure de ce commutateur est donc d'environ 5800 GHz [55-58].

### ➤ Facteur de mérite d'un commutateur à contact capacitif

Dans le cas des commutateurs MEMS à contact capacitif, le facteur de qualité est défini comme le rapport de la capacité à l'état bas sur la capacité à l'état haut :

$$\zeta_R = \frac{C_b}{C_h} = \varepsilon_d \left( \frac{g}{h_d} \right) + 1 \quad (1.50)$$

Notons que dans ce cas, le rapport de capacité ne dépend que de la hauteur du gap d'air, de l'épaisseur de la couche diélectrique et de la permittivité relative du matériau diélectrique. Les applications de commutation nécessitent typiquement un rapport de capacité de l'ordre de 100.

En reprenant les valeurs calculées dans l'exemple du paragraphe précédent ( $C_h \approx 29$  fF et  $C_b \approx 3,4$  pF), nous obtenons un rapport de capacité proche de 117.

En tenant compte de la capacité de bord, le facteur de qualité s'exprime par :

$$\zeta_R = \frac{C_b}{C_h} = \frac{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{h_d}}{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{\varepsilon_r g + h_d} + C_{bord}} \quad (1.51)$$

où  $C_{bord}$  correspond à la capacité de bord.

Le rapport de capacité d'un contact capacitif peut être augmenté en choisissant un matériau diélectrique de permittivité relative élevée, comme le STO ou le BST. En effet, nous avons vu que ces matériaux permettent d'obtenir des capacités à l'état bas plus importantes.

Le commutateur de l'Université de Californie, qui souffre pourtant d'une réduction de capacité due à la rugosité de surface du BST, atteint, avec un gap de 2,5  $\mu\text{m}$ , un rapport de capacité assez élevé, de 175 [69, 70].

Un rapport de capacité encore plus élevé, d'une valeur de 600 pour un gap de 2,5 à 3,5  $\mu\text{m}$  est obtenu avec le commutateur de LG Electronics qui utilise un contact capacitif de type MIM et du STO [49, 50, 68].

Le facteur de qualité d'un commutateur capacitif peut aussi être défini par une fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_h} \quad (1.52)$$

où  $R_s$  est la résistance série du commutateur à l'état bas (cf. paragraphe I.5.3.1).

A titre d'exemple, pour une capacité à l'état haut de 35 fF et une résistance série de 0,15  $\Omega$ , la fréquence de coupure du commutateur sera de 30 THz. Cette fréquence de coupure relativement plus élevée que celles des commutateurs électroniques, ne peut cependant pas réellement s'appliquer aux commutateurs MEMS parallèles à contact capacitif, à cause de l'inductance de ces commutateurs qui limite leurs performances dans l'état bas à des fréquences très inférieures à  $f_c$  (cf. paragraphe I.5.3.1).

### I.5.1.4 – Utilisation des contacts résistifs et capacitifs dans l'industrie

Pour finir la présentation des contacts résistifs et capacitifs, le tableau 1.3 donne une liste des principales entreprises qui utilisent ces types de contact.

Contact résistif	Contact capacitif
Motorola, Cronos, Omron, Radant MEMS, Lincoln Labs, MicroLab, Rockwell Scientific, HRL Laboratories, Analog Devices, Texas Instruments, Infineon, Samsung, NEC, ST-Microelectronics/CEA-LETI	Raytheon, Texas Instruments, Lincoln Labs, Northrup-Grumman, Bosch, Daimler-Chrysler, LG Electronics, IMEC, Philips, Thales

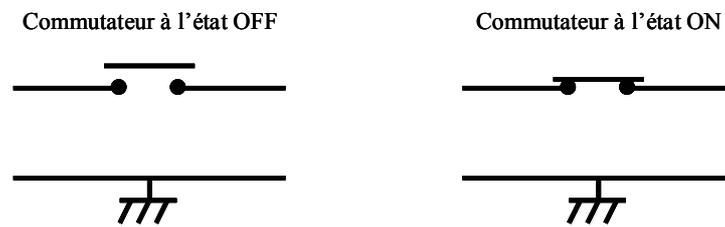
**Tableau 1.3** : Utilisation des contacts résistifs et capacitifs dans l'industrie.

## I.5.2 – Les différentes configurations électriques de commutateurs MEMS RF

Les paragraphes suivants présentent les différentes configurations électriques qui peuvent être réalisées avec les commutateurs MEMS RF. Les configurations série et parallèle qui permettent, respectivement, de transmettre et d'isoler le signal RF lorsque le commutateur est actionné seront détaillées dans un premier temps puis nous verrons comment ces deux configurations peuvent être associées pour améliorer les performances RF d'un commutateur MEMS.

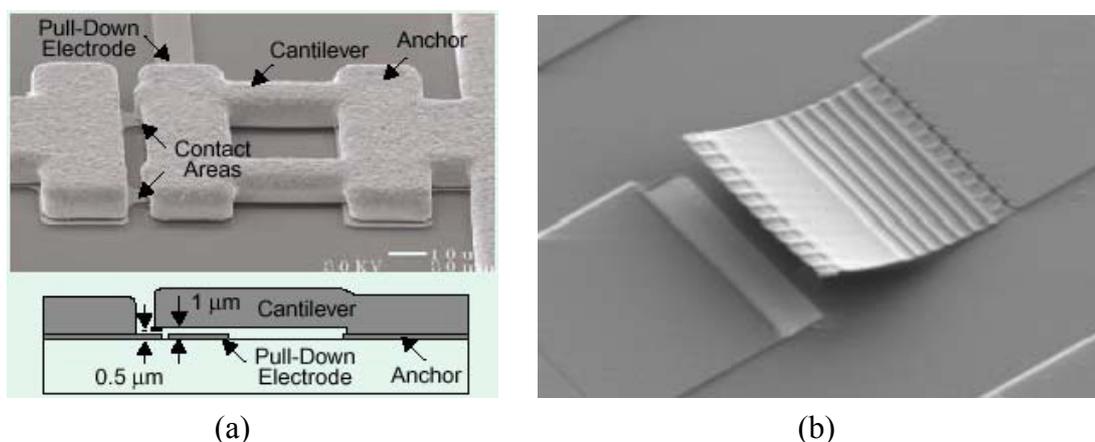
### I.5.2.1 – Commutateurs MEMS RF en configuration série

Dans ce type de configuration la ligne de transmission est interrompue par un gap d'environ 40 à 100  $\mu\text{m}$  placé sous la membrane du commutateur. Dans son état de repos le commutateur série présente donc naturellement une isolation des signaux RF. Lorsque le commutateur est actionné, le contact fixé sur la membrane descend sur la ligne de transmission et assure la connexion des deux tronçons de ligne RF par un contact soit résistif ou capacitif. Un commutateur série idéal a donc une isolation infinie dans sa position haute et une perte d'insertion nulle dans sa position basse. Les schémas électriques équivalents pour chacun de ses états sont donnés sur la figure 1.42.



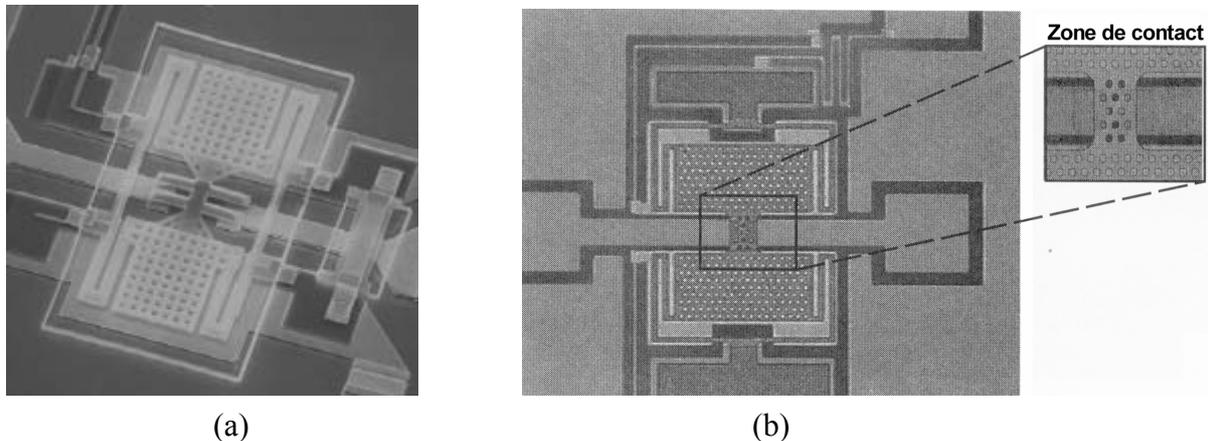
**Figure 1.42** : Schéma électrique du commutateur série.

La plupart des commutateurs séries utilisent un contact métallique pour connecter les deux tronçons de ligne RF, et de ce fait, la membrane des commutateurs séries est fréquemment réalisée en oxyde ou en nitrure pour isoler la ligne RF des électrodes d'actionnement, qui sont, dans ce cas, placées au-dessus de la membrane. Ainsi, la membrane joue également le rôle de couche isolante entre les électrodes d'actionnement. Les structures mécaniques les plus fréquemment utilisées pour la conception des commutateurs séries sont le cantilever et le pont. Parmi les commutateurs séries de type cantilever, nous pouvons citer les commutateurs de Motorola et de HRL (cf. Figures 1.21 et 1.31) qui nécessitent deux contacts métalliques pour relier les deux tronçons de ligne RF (un contact par tronçon), ce qui augmente les pertes du commutateur. Un moyen pour réduire ces pertes consiste à utiliser un cantilever en ligne, c'est-à-dire, directement posé sur la ligne RF. Ainsi, un seul contact métallique suffit pour faire la liaison. Les commutateurs d'Analog Devices / Radant MEMS [76] et de MIT-Lincoln Laboratories (qui existe aussi en version capacitive) [23], présentés sur la figure 1.43, sont basés sur ce principe.



**Figure 1.43** : Commutateurs MEMS séries de type cantilever en ligne conçus par l'Université de Northeastern et Analog Devices [76] (a) et MIT-Lincoln Laboratories [23] (b).

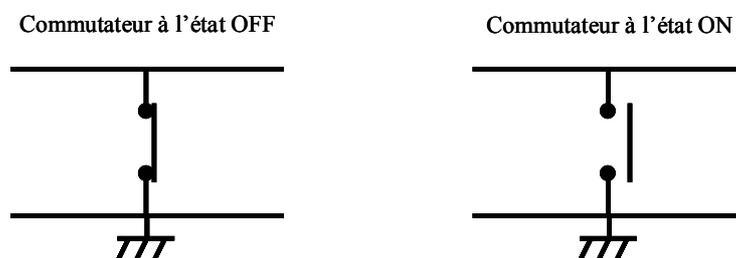
Des commutateurs séries de type pont, réalisés par le CEA/LETI et ST Microelectronics [27] et par l'Université du Michigan [1], ont déjà été présentés sur les figures 1.23b et 1.28a, respectivement. Nous pouvons citer d'autres commutateurs séries utilisant cette structure mécanique, comme ceux fabriqués par Rockwell Scientific (Thousand Oaks, USA) [77] et par Samsung (Corée).



**Figure 1.44** : Commutateurs MEMS séries de type pont conçus par Rockwell Scientific (a) et par Samsung (b).

### 1.5.2.2 – Commutateurs MEMS RF en configuration parallèle

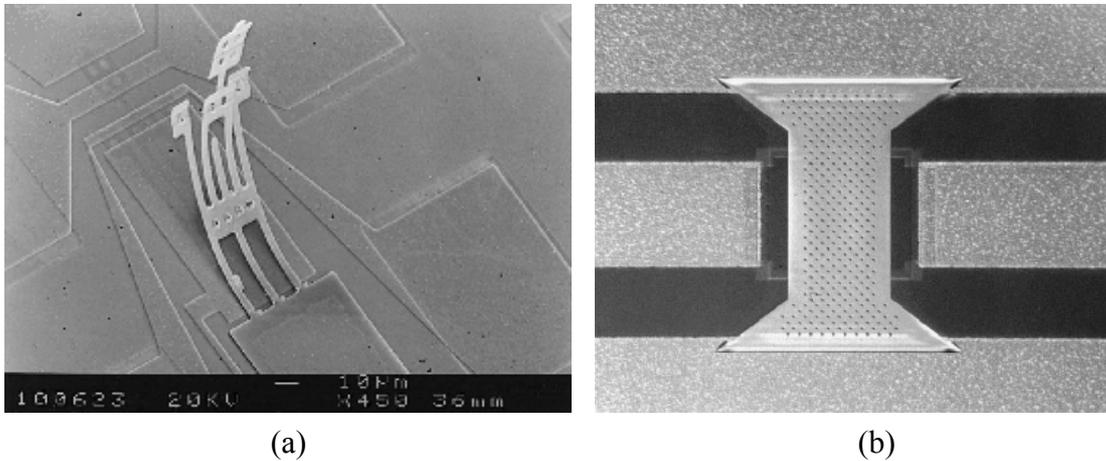
Contrairement à la configuration série, dans une configuration parallèle la ligne de transmission est ininterrompue. Le commutateur est placé en parallèle entre la ligne de transmission et la masse et crée un court-circuit RF entre ces deux lignes lorsqu'il est actionné, isolant ainsi l'entrée et la sortie du signal RF. Un commutateur parallèle idéal présente donc une perte d'insertion nulle dans sa position haute et une isolation infinie dans sa position basse. Les schémas électriques équivalents pour chacun de ses états sont donnés sur la figure 1.45.



**Figure 1.45** : Schéma électrique du commutateur parallèle.

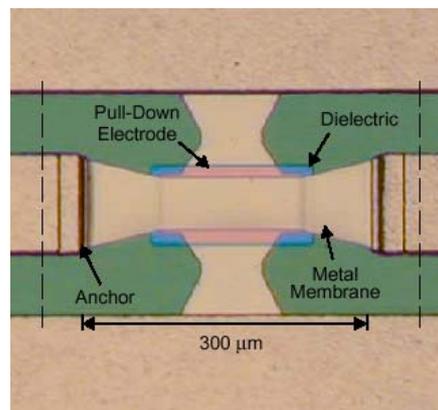
Comme pour le commutateur série, la membrane d'un commutateur parallèle peut être de type cantilever ou pont avec un contact résistif ou capacitif. Dans la plupart des cas, cependant,

les commutateurs parallèles se présentent sous la forme d'un pont à contact capacitif, comme celui réalisé par Bosch, que nous avons déjà présenté sur la figure 1.22b. Deux autres exemples de réalisation de commutateurs parallèles à contact capacitif de type cantilever et pont sont montrés sur la figure 1.46.



**Figure 1.46** : Commutateurs parallèles à contact capacitif, de type cantilever fabriqué par l'Université National de Taiwan [78] (a) et de type pont réalisé par Raytheon [40] (b).

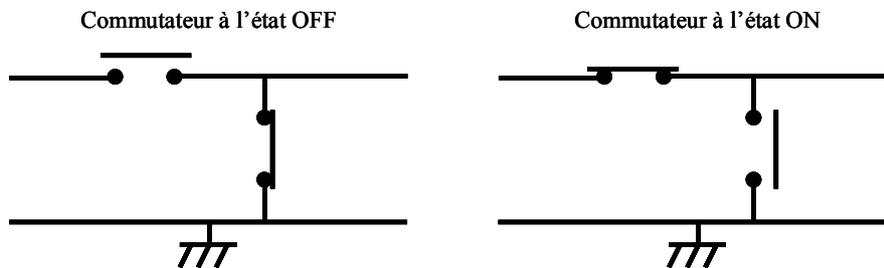
Comme les commutateurs séries, les commutateurs parallèles peuvent aussi être réalisés en ligne (cf. figure 1.47). Le principal avantage d'un commutateur parallèle en ligne est que l'inductance du commutateur ne dépend pas de la structure mécanique qui supporte la membrane. Elle peut donc être optimisée indépendamment des propriétés mécaniques du commutateur (cf. paragraphe I.5.3).



**Figure 1.47** : Commutateur parallèle à contact capacitif de type pont en ligne, réalisé par l'Université du Michigan [1].

### 1.5.2.3 – Commutateurs MEMS RF en configuration série/parallèle

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que l'isolation d'un commutateur série à contact résistif est excellente aux basses fréquences, mais qu'en revanche elle se dégrade lorsque la fréquence augmente. De même, nous avons vu que l'isolation d'un commutateur parallèle à contact capacitif est très élevée aux hautes fréquences, mais qu'en revanche elle diminue fortement lorsque la fréquence baisse. L'idée est donc d'associer ces deux types de configurations pour former un commutateur large bande. Le schéma électrique d'un tel commutateur est illustré sur la figure 1.48. Lorsque le commutateur série est à l'état haut, le commutateur parallèle est à l'état bas pour fournir une isolation du signal (état OFF du commutateur), et inversement, lorsque le commutateur série est à l'état bas, le commutateur parallèle est à l'état haut pour garantir la transmission du signal RF (état ON du commutateur).



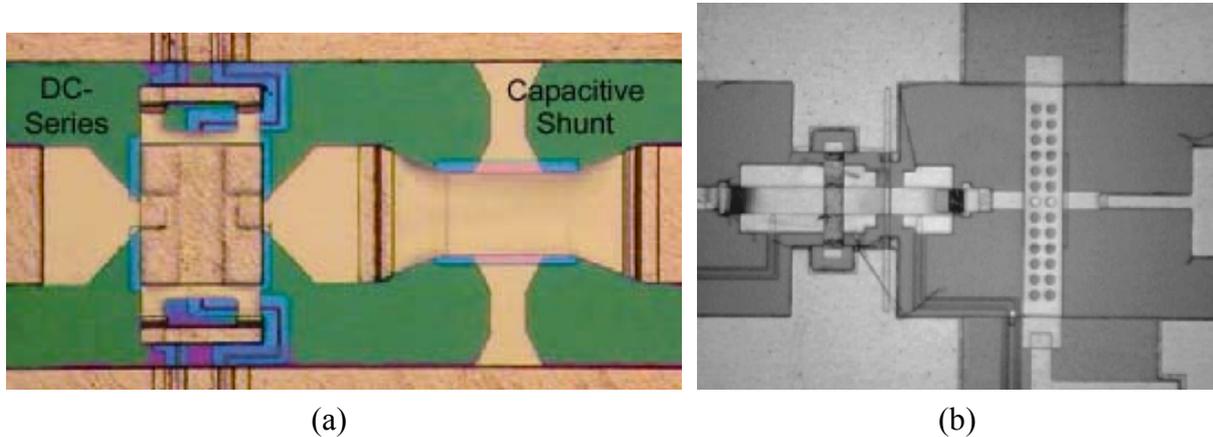
**Figure 1.48** : Schéma électrique d'un commutateur série/parallèle.

Dans une configuration coplanaire, il est possible d'obtenir une isolation de 40 à 50 dB avec une perte d'insertion de 0,3 à 0,4 dB sur la plage DC–50 GHz. La fréquence haute de fonctionnement est alors limitée par les dimensions de la ligne coplanaire. Dans une configuration micro-ruban, cette fréquence sera limitée par l'inductance des trous métallisés.

La configuration série/parallèle peut également servir à réaliser des commutateurs à très forte isolation. En effet, dans la plage de fréquence couverte par les deux commutateurs, l'isolation totale résulte de la somme des isolations de chaque commutateur. Dans ce cas, puisque la plage fréquentielle est limitée à 1–10 GHz, on préférera utiliser des contacts résistifs sur chacun des commutateurs.

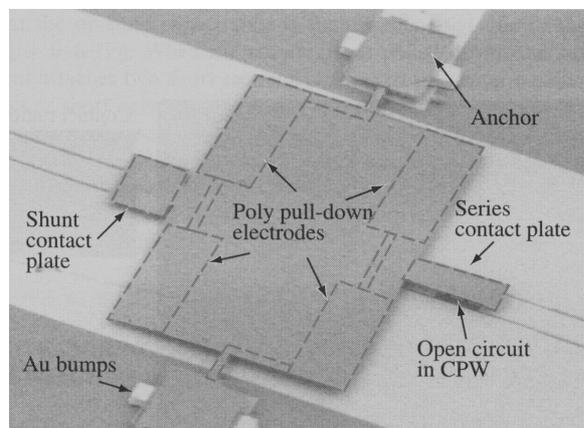
L'université du Michigan a réalisé un commutateur série/parallèle en utilisant le commutateur capacitif en ligne de la figure 1.47 associé à un commutateur série à contact résistif. Ce commutateur, présenté sur la figure 1.49a, atteint une isolation meilleure que -35 dB jusqu'à 40 GHz, qui est limitée par le rayonnement de la ligne coplanaire. Les pertes d'insertion globales dépendent de la résistance de contact du commutateur série, et ont été mesurées aux alentours de 1 dB. Le coefficient de réflexion à l'état ON est inférieur à -15 dB jusqu'à 40 GHz, et est dû à la capacité à l'état haut du commutateur parallèle [1].

La figure 1.49b présente une autre réalisation de commutateur série/parallèle conçue par Daimler-Chrysler. A cause de la défaillance du commutateur avant la fin des mesures, l'isolation totale n'a pas pu être mesurée. Elle a été calculée à partir des mesures réalisées indépendamment sur les commutateurs série et parallèle. Les estimations prévoient une isolation de -50 dB jusqu'à 50 GHz [61].



**Figure 1.49** : Commutateurs série/parallèle réalisés par l'Université du Michigan [1] (a) et par Daimler-Chrysler [61] (b).

Les deux exemples donnés ci-dessus utilisent deux commutateurs pour réaliser une configuration série/parallèle. L'Université de Californie (Berkeley, USA) a développé un commutateur série/parallèle utilisant une seule membrane. La structure mécanique utilisée est de type bascule : la membrane est fixée sur une barre de torsion qui permet sa rotation dans le plan vertical. D'un côté de la membrane se trouve un contact série et de l'autre un contact parallèle (cf. figure 1.50). Lorsque l'un de ces contacts est attiré sur la ligne de transmission, l'autre est éloigné de la ligne. Malgré des problèmes d'actionnement sur cette structure, certains commutateurs ont pu être mesurés en fonctionnement et présentent une isolation de -30 dB et une perte d'insertion de 0,3 dB jusqu'à 30 GHz [79].



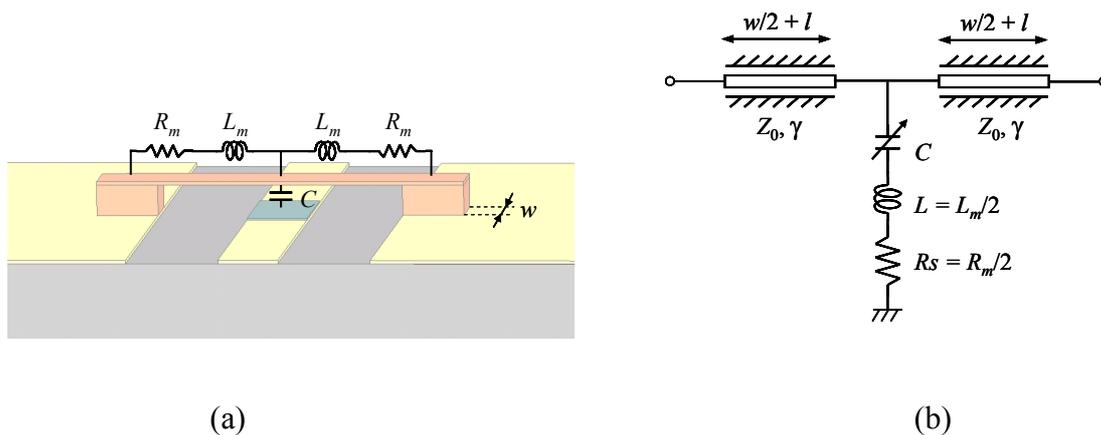
**Figure 1.50** : Commutateur série/parallèle utilisant une structure mécanique à bascule réalisé par l'Université de Californie (Berkeley) [79].

### I.5.3 – Modélisation électrique d'un commutateur MEMS RF

La modélisation des commutateurs MEMS est assez bien documentée [1], [73]. Dans cette partie, nous nous limiterons à la présentation détaillée de la modélisation du commutateur MEMS parallèle à contact capacitif sur ligne coplanaire (CPW). Nous présentons le modèle général à éléments localisés de ce commutateur et la méthode permettant d'extraire les valeurs des capacités, des inductances et des résistances à partir des paramètres S du commutateur. Ces paramètres pouvant, eux-mêmes, être obtenus à partir de mesures ou de simulations.

#### I.5.3.1 – Modèle circuit (CLR) d'un commutateur MEMS parallèle capacitif sur ligne coplanaire

Nous considérons ici un commutateur MEMS parallèle de type pont à contact capacitif implanté sur une ligne coplanaire. Par souci de clarté, ce type de commutateur sera par la suite simplement dénommé commutateur parallèle capacitif. Nous avons vu dans le paragraphe I.5.1.2 que, dans ce type de commutateur, la membrane et la ligne de transmission se comportaient comme un condensateur à plaques parallèles pour former un contact capacitif. En fait, la membrane étant métallique, elle introduit d'autres éléments électriques parasites autour de la ligne de transmission qui vont limiter les performances RF du commutateur. La figure 1.51 illustre les éléments électriques associés aux différentes parties de la membrane d'un commutateur parallèle capacitif et donne le modèle électrique correspondant.



**Figure 1.51** : Configuration physique (a) et modèle à éléments localisés (b) correspondant à un commutateur parallèle capacitif.

Le commutateur parallèle capacitif est donc modélisé par deux tronçons de lignes correspondant à la partie de ligne de transmission sous la membrane et un circuit CLR à éléments localisés correspondant au pont. Généralement, les plans de référence du

commutateur ne sont pas pris sur les bords de la membrane, mais décalés d'une faible longueur,  $l$ , par rapport à ces bords. La largeur de la membrane étant  $w$ , les deux tronçons de ligne ont des longueurs de  $(w/2) + l$ . Les valeurs de  $C$ ,  $L$  et  $R$  dépendent de la géométrie de la membrane et peuvent être optimisées pour obtenir les performances RF souhaitées. Dans ce modèle électrique, les valeurs de la capacité sont celles définies par le contact capacitif dans chacun des états du commutateur. La valeur de l'inductance peut aussi changer en fonction de la hauteur du pont à cause de sa proximité avec les conducteurs de la ligne de transmission.

Les valeurs typiques pour un commutateur parallèle capacitif en bande millimétrique sont une capacité de 35 fF/2,8 pF, une inductance de 6 à 12 pH et une résistance de 0,2 à 0,3  $\Omega$ . Pour un commutateur en bande X, la capacité est de 70 fF/5,6 pF avec une inductance de 4 à 5 pH et une résistance de 0,1 à 0,2  $\Omega$ .

D'après le schéma électrique de la figure 1.51, l'impédance du circuit CLR série, modélisant la membrane du commutateur parallèle capacitif, est donnée par :

$$Z_s = R + jX = R_s + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1.53)$$

avec  $C = C_b$  ou  $C_h$  en fonction de l'état du commutateur. La fréquence de résonance série du commutateur,  $f_0$ , est définie par :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.54)$$

L'impédance du pont capacitif peut être approximée en fonction de la fréquence par :

$$Z_s = \begin{cases} \frac{1}{j\omega C} & \text{pour } f \ll f_0 \\ R_s & \text{pour } f = f_0 \\ j\omega L & \text{pour } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.55)$$

Le modèle CLR se comporte comme un condensateur en dessous de la fréquence de résonance série et comme une inductance au dessus de cette fréquence. A la résonance, le modèle CLR se réduit à la résistance série du pont. En considérant les valeurs typiques  $C_h = 35$  fF,  $C_b = 2,8$  pF et  $L = 7$  pH, la résonance se produit à 322 GHz lorsque le commutateur est à l'état haut et à 36 GHz lorsqu'il est à l'état bas. La fréquence de résonance à l'état haut étant relativement élevée, l'inductance du pont ne joue absolument aucun rôle dans cet état lorsque la fréquence de travail est inférieure à 100 GHz. En revanche, l'influence de l'inductance est importante dans l'état bas ; c'est elle qui limitera les performances RF à une

fréquence beaucoup plus basse que la fréquence de coupure définie par l'équation (1.52). En effet, l'isolation à l'état bas d'un commutateur parallèle capacitif est acceptable jusqu'à une fréquence de l'ordre de deux fois la fréquence de résonance.

### ➤ Perte d'insertion et isolation du commutateur parallèle capacitif

La **perte d'insertion** du commutateur correspond à la perte de puissance que subit une onde incidente lorsqu'elle traverse le commutateur à l'état haut, c'est-à-dire, lorsque  $R_s = R_{sh}$ ,  $C = C_h$  et  $L = L_h$ . Le calcul de cette perte est présenté dans l'Annexe A et aboutit à :

$$IL = 1 + \frac{R_h Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_h^2 + X_h^2} = 1 + \frac{R_{sh} Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_{sh}^2 + \left( \omega L_h - \frac{1}{\omega C_h} \right)^2} \quad (1.56)$$

où  $R_h$  et  $X_h$  sont, respectivement, la résistance et la réactance du commutateur à l'état haut, et  $Z_0$  est l'impédance de la ligne de transmission.

Pour les fréquences très inférieures à la fréquence de résonance ( $f_0 \approx 300$  GHz à l'état haut), nous avons, d'après l'équation (1.54),  $\omega L_h \ll 1/\omega C_h$ . De même, nous avons  $R_{sh} \ll 1/\omega C_h$  et  $R_{sh} \ll Z_0/4$ . Ainsi, la perte d'insertion du commutateur parallèle capacitif,  $IL$ , peut être approximée par :

$$IL = 1 + \frac{1}{4} (\omega C_h Z_0)^2 \quad (1.57)$$

L'**isolation** du commutateur correspond à la perte de puissance que subit une onde incidente lorsqu'elle traverse le commutateur à l'état bas, c'est-à-dire, lorsque  $R_s = R_{sb}$ ,  $C = C_b$  et  $L = L_b$ . L'expression de l'isolation est la même que celle de la perte d'insertion en remplaçant les éléments à l'état haut par les éléments à l'état bas :

$$IS = 1 + \frac{R_b Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_b^2 + X_b^2} = 1 + \frac{R_{sb} Z_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R_{sb}^2 + \left( \omega L_b - \frac{1}{\omega C_b} \right)^2} \quad (1.58)$$

Nous pouvons encore considérer ici que  $R_{sb} \ll Z_0/4$ . De plus, l'isolation étant largement supérieure à 1 (en valeur linéaire) dans l'état bas, nous pouvons négliger le premier terme de l'équation (1.58). En revanche, les autres conditions simplificatrices dépendent de la fréquence :

$$\left\{ \begin{array}{ll} R_{sb} \ll 1/\omega C_b \text{ et } \omega L_b \ll 1/\omega C_b & \text{pour } f \ll f_0 \\ \omega L_b = 1/\omega C_b & \text{pour } f = f_0 \\ R_{sb} \ll \omega L_b \text{ et } \omega L_b \gg 1/\omega C_b & \text{pour } f \gg f_0 \end{array} \right.$$

Dans ces conditions, l'isolation du commutateur parallèle capacitif,  $IS$ , peut être approximée par :

$$IS = \begin{cases} \frac{1}{4}(\omega C Z_0)^2 & \text{pour } f \ll f_0 \\ \frac{1}{4} \left( \frac{Z_0}{R_{sb}} \right)^2 & \text{pour } f = f_0 \\ \frac{1}{4} \left( \frac{Z_0}{\omega L} \right)^2 & \text{pour } f \gg f_0 \end{cases} \quad (1.59)$$

### ➤ Perte de réflexion du commutateur parallèle capacitif

La **perte de réflexion** correspond à la perte de puissance que subit une onde incidente à cause de la désadaptation d'impédance entre la ligne et le commutateur, qui crée une réflexion d'une partie de l'onde incidente. La perte de réflexion, calculée dans l'Annexe A, est donnée par :

$$RL = |S_{11}|^2 = \left| \frac{-Z_0}{2(R + jX) + Z_0} \right|^2 \quad (1.60)$$

Soit :

$$RL = \frac{(-2RZ_0 + Z_0^2)^2 + 4X^2 Z_0^2}{(4R^2 + 4RZ_0 + Z_0^2 + 4X^2)^2} \quad (1.61)$$

A l'état haut, pour les fréquences très inférieures à la fréquence de résonance ( $f_0 \approx 300$  GHz), nous avons, d'après l'équation (1.54),  $\omega L_h \ll 1/\omega C_h$ . De même, nous avons  $R_{sh} \ll Z_0$ . Dans ce cas, l'équation (1.60) devient :

$$RL = \left| \frac{-Z_0}{Z_0 - j2 \frac{1}{\omega C_h}} \right|^2 \quad (1.62)$$

Soit :

$$RL = \frac{(\omega C_h Z_0)^2}{4 + (\omega C_h Z_0)^2} \quad (1.63)$$

Si le commutateur est correctement adapté à la ligne, c'est-à-dire,  $S_{11} \leq -10$  dB, alors  $(\omega C_h Z_0)^2 \ll 4$  et la perte de réflexion à l'état haut peut être approximée par :

$$RL = \frac{1}{4} (\omega C_h Z_0)^2 \quad (1.64)$$

Nous allons à présent analyser l'influence des différents éléments du modèle LCR sur les pertes du commutateur.

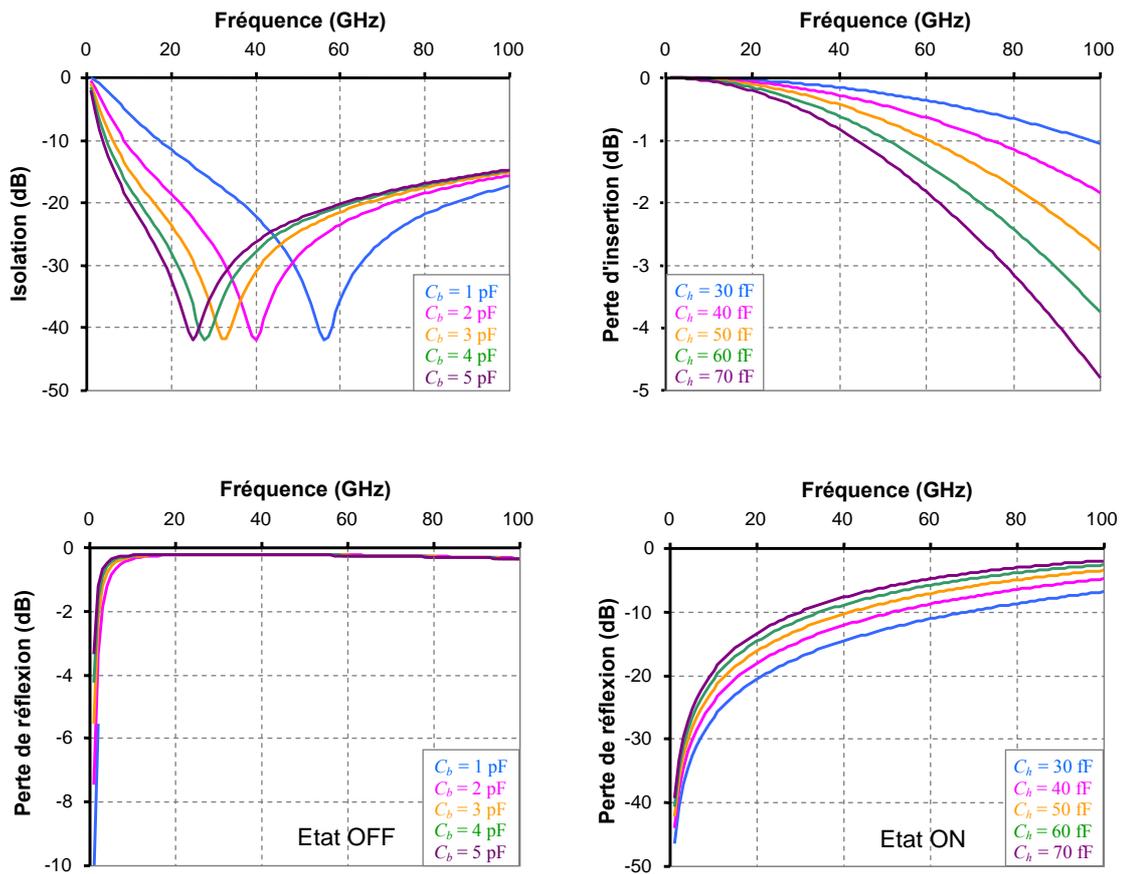
### ➤ Influence de la valeur de C sur les pertes du commutateur

Nous considérons ici que les valeurs de  $R$  et  $L$  sont indépendantes de la hauteur de la membrane et valent, respectivement,  $0,2 \Omega$  et  $8$  pH. Nous faisons varier la capacité de  $1$  à  $5$  pF pour analyser son influence sur l'isolation et la perte de réflexion du commutateur à l'état bas, et de  $30$  à  $70$  fF pour observer son influence sur la perte d'insertion et la perte de réflexion à l'état haut. Les résultats obtenus, calculés à partir des équations (1.57) et (1.61), sont représentés sur les courbes de la figure 1.52.

Ces résultats montrent clairement une forte influence de la capacité à l'état bas sur l'isolation du commutateur aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance, qui dépend elle aussi de la valeur de cette capacité. Plus la capacité est élevée, plus la fréquence de résonance est basse, et par conséquent, pour qu'un commutateur fonctionne aux basses fréquences (quelques GHz), il faut que sa capacité à l'état bas soit très importante (plusieurs dizaines de pF). Malheureusement, il est très difficile d'atteindre de telles valeurs avec les technologies de fabrication actuelles, et c'est pour cette raison que l'utilisation des commutateurs capacitifs est, aujourd'hui, limitée aux fréquences supérieures à environ  $5$  GHz. En revanche, pour les fréquences beaucoup plus élevées que la fréquence de résonance, toutes les courbes convergent vers une même valeur d'isolation, indiquant que la valeur de la capacité n'a quasiment pas d'influence à ces fréquences.

Lorsque le commutateur est à l'état haut, la valeur de sa capacité joue un rôle important sur la perte d'insertion, notamment lorsque la fréquence est élevée. En effet, on peut s'attendre à une perte inférieure à  $0,2$  dB/mm jusqu'à  $40$  GHz avec une ligne coplanaire  $50 \Omega$  sur un substrat de GaAs [84]. Ainsi, pour un commutateur de  $100 \mu\text{m}$  de large, la perte générée par la ligne sera inférieure à  $0,02$  dB, alors qu'une capacité de seulement  $30$  fF se traduit par une perte d'environ  $0,16$  dB à  $40$  GHz.

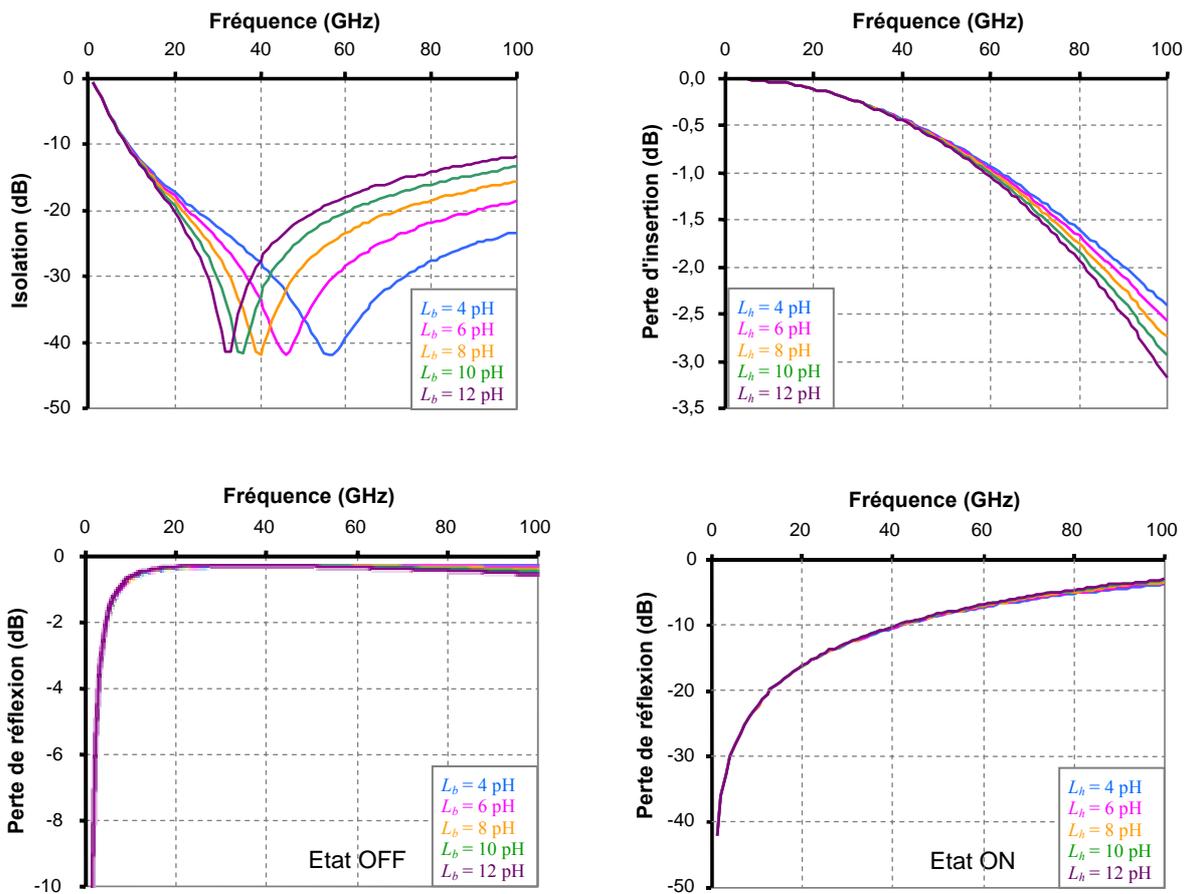
Nous pouvons également remarquer qu'à l'état bas, toutes les courbes représentant la perte de réflexion convergent très rapidement vers la même valeur (proche de 0 dB), ce qui signifie, qu'au-delà d'une certaine fréquence, cette perte devient insensible aux variations de la capacité à l'état bas. En revanche, la perte de réflexion à l'état haut est fortement liée à la valeur de la capacité. A 40 GHz, lorsque la capacité passe de 30 fF à 70 fF, la perte d'insertion augmente d'environ 7,5 dB.



**Figure 1.52 :** Influence de la valeur de capacité sur l'isolation, la perte d'insertion et la perte de réflexion du commutateur.

### ➤ Influence de la valeur de $L$ sur les pertes du commutateur

Nous considérons maintenant que la valeur de  $C$  à l'état bas ( $C_b$ ) est de 2 pF et que sa valeur à l'état haut ( $C_h$ ) est de 50 fF. Nous prenons  $R$  fixe, égale à  $0,2 \Omega$ , comme précédemment et nous faisons varier  $L$  de 4 pH à 12 pH pour voir son influence sur chacun des états du commutateur. Les courbes de l'isolation, de la perte d'insertion et de la perte de réflexion, calculées à partir des équations (1.57) et (1.61), sont tracées sur la figure 1.53.



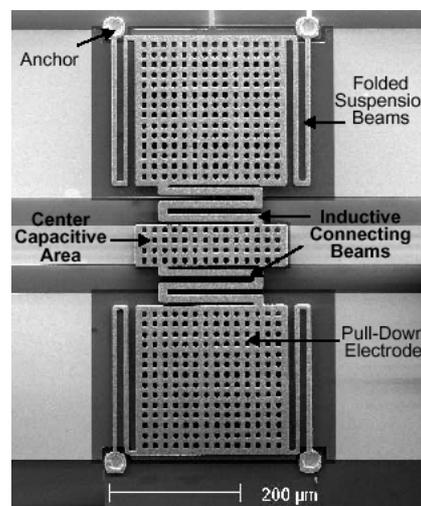
**Figure 1.53** : Influence de la valeur de l'inductance sur l'isolation, la perte d'insertion et la perte de réflexion du commutateur.

Les courbes représentant la perte d'insertion en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs d'inductance, valident l'expression approchée donnée par l'équation (1.57). En effet, elles montrent que la valeur de l'inductance n'a pratiquement aucune influence sur la perte d'insertion du commutateur à l'état haut aux fréquences très inférieures à la fréquence de résonance (comprise ici entre 205 GHz pour 12 pH et 356 GHz pour 4 pH, avec  $C_h = 50$  fF). Avec les valeurs typiques choisies, cette approximation est correcte jusqu'à environ 50 GHz.

De même, nous pouvons observer que l'effet de l'inductance sur la perte de réflexion est insignifiante, quel que soit l'état du commutateur.

En revanche, ces résultats mettent en évidence une forte influence de la valeur de l'inductance sur l'isolation du commutateur aux fréquences supérieures à la fréquence de résonance, qui dépend, elle aussi, de la valeur de  $L$ . L'augmentation de la valeur de l'inductance décale la fréquence de résonance vers les fréquences basses et réduit l'isolation aux fréquences élevées. Ceci se traduit par une réduction de la bande fréquentielle de fonctionnement du commutateur. Notons que les structures mécaniques qui utilisent des

suspensions à serpentins pour réduire la constante de raideur de la membrane dégradent les performances RF du commutateur en augmentant la valeur de l'inductance. Toutefois, la présence de l'inductance apporte une solution pour pouvoir faire fonctionner les commutateurs capacitifs à des fréquences plus basses, avec cependant une sélectivité plus importante. Le commutateur parallèle capacitif, présenté sur la figure 1.54, a été réalisé par l'Université du Michigan [80]. Il utilise deux serpentins placés de chaque côté de la capacité pour obtenir une inductance de 50 pH. Cette inductance associée à une capacité à l'état bas de 2,9 pF permet de baisser la fréquence de résonance à 13,2 GHz, et d'obtenir à cette fréquence une isolation d'environ 25 dB.



**Figure 1.54** : Commutateur parallèle capacitif à inductance d'accord fonctionnant à 13,2 GHz, réalisé par l'Université du Michigan [80].

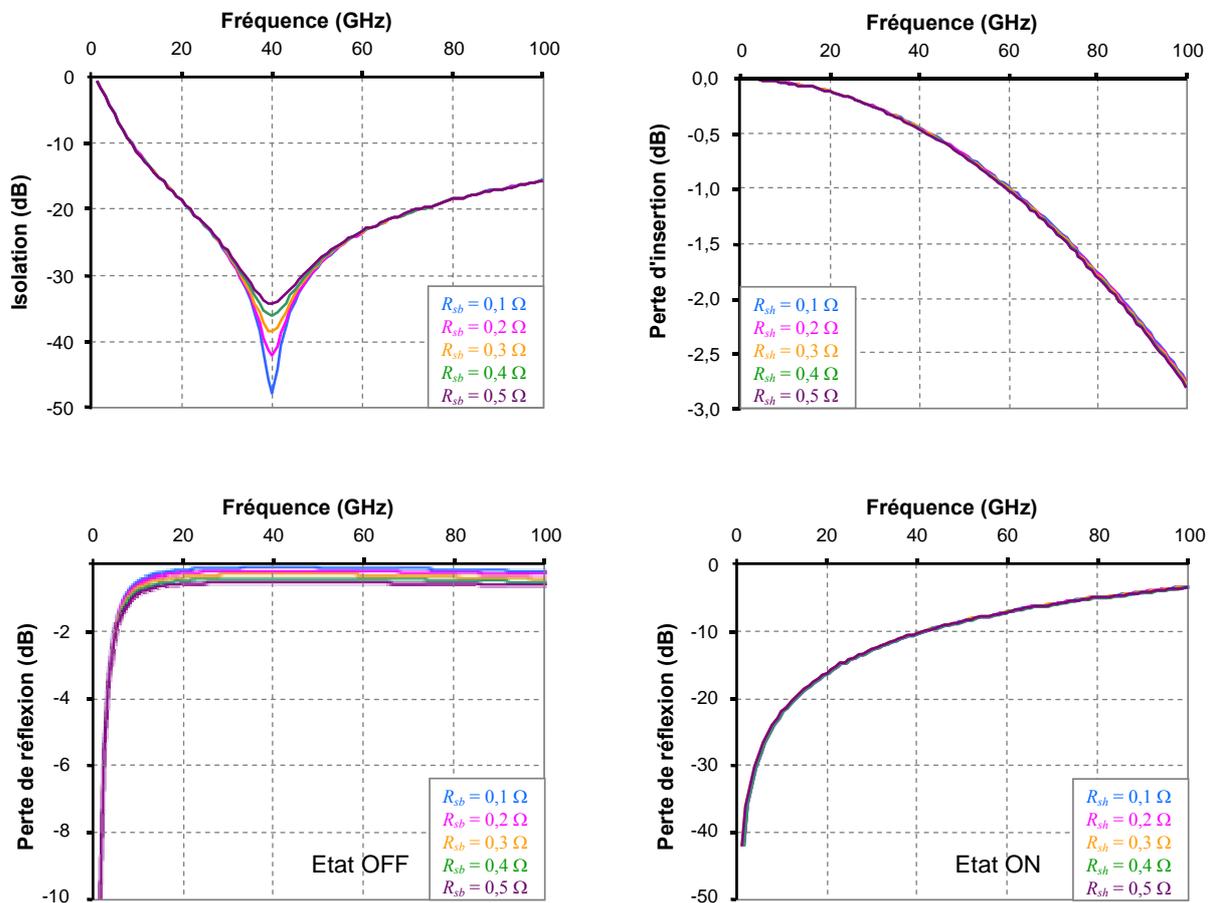
### ➤ Influence de la valeur de $R$ sur les pertes du commutateur

L'influence de la valeur de  $R$  sur l'isolation et la perte d'insertion a été étudiée en prenant des valeurs de résistance comprises entre 0,1  $\Omega$  et 0,5  $\Omega$ . Comme précédemment, les valeurs de  $C$  sont fixées à 2 pF pour l'état bas et à 50 fF pour l'état haut, et la valeur de  $L$  est fixée à 8 pH. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 1.55.

Ces résultats montrent que la valeur de la résistance n'a aucune influence sur l'isolation du commutateur, sauf à la fréquence de résonance. A cette fréquence, l'isolation maximale du commutateur diminue d'environ 14 dB lorsque la résistance augmente de 0,1  $\Omega$  à 0,5  $\Omega$ .

Notons que pour les membranes épaisses ( $t > 1,5 \mu\text{m}$ ), à cause de l'effet de l'épaisseur de peau ( $\delta = 1/\sqrt{f\pi\mu\sigma}$ ), la résistance du pont varie avec la fréquence en  $\sqrt{f}$ . Par conséquent, l'isolation maximale du commutateur à l'état bas est fonction de la fréquence de résonance.

La valeur de la résistance a aussi une légère influence sur la perte de réflexion à l'état bas. En revanche, lorsque le commutateur est à l'état haut, sa résistance n'a aucun effet, ni sur la perte d'insertion, ni sur la perte de réflexion.



**Figure 1.55** : Influence de la valeur de la résistance sur l'isolation, la perte d'insertion et la perte de réflexion du commutateur.

Nous venons de voir que le couple  $LC$  détermine la fréquence de résonance pour laquelle l'isolation du commutateur à l'état bas est maximale. Par conséquent, les valeurs de ces éléments peuvent être optimisées pour placer la fréquence de résonance à la fréquence où l'isolation maximale est désirée. Nous allons maintenant présenter comment les valeurs du circuit CLR peuvent être déterminées à partir des paramètres  $S$  du commutateur.

### I.5.3.2 – Ajustement des paramètres $C$ , $L$ et $R$ du modèle sur les paramètres $S$ du commutateur parallèle capacitif

Les pertes du commutateur pour chacun de ses états peuvent être obtenues à partir de ses paramètres  $S$ . En effet la perte totale,  $L$ , du commutateur est donnée par (cf. Annexe A) :

$$L = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (2.65)$$

où  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont, respectivement, les coefficients de réflexion et de transmission du commutateur. Le terme  $|S_{11}|^2$  est le coefficient de réflexion en puissance, qui correspond à la perte de réflexion. Le terme  $|S_{21}|^2$  est le coefficient de transmission en puissance qui correspond à la perte d'insertion ou à l'isolation en fonction de l'état du commutateur. Il est donc possible à partir de ces paramètres  $S$  de déterminer les valeurs des éléments du circuit CLR série modélisant le commutateur.

Les paramètres  $S$  du commutateur peuvent être obtenus soit par des mesures réalisées à l'analyseur de réseau, soit par des simulations en utilisant un logiciel de simulations électromagnétiques 3D, tel que HFSS [86]. Un logiciel de simulation électrique, tel que ADS [87], est alors utilisé pour ajuster, en faisant varier les valeurs de  $C$ ,  $L$  et  $R$ , les paramètres  $S$  du circuit CLR sur ceux du commutateur.

L'étude de l'influence des différents éléments du circuit CLR sur les pertes du commutateur, présentée dans le paragraphe précédent, va nous permettre de déterminer facilement les valeurs de ces éléments.

#### ➤ Détermination de la valeur de la capacité à l'état haut

Nous avons vu précédemment que, lorsque le commutateur est à l'état haut, la résistance et l'inductance du pont n'ont quasiment pas d'influence sur les pertes du commutateur, contrairement à la capacité (cf. Figures 1.52). Cette influence de la capacité est davantage marquée sur la perte de réflexion. Nous pouvons donc déterminer la capacité à l'état haut, en fixant les valeurs de  $R$  et  $L$  et en faisant varier  $C_h$  pour ajuster la courbe du paramètre  $S_{11}$  du circuit CLR sur celle du commutateur.

#### ➤ Détermination de la valeur de la capacité à l'état bas

Pour les fréquences très inférieures à la fréquence de résonance (jusqu'à environ  $f_0/2$ ), les valeurs de  $R$  et  $L$  sont également sans influence sur les pertes du commutateur à l'état bas. Dans ces conditions, seule la valeur de la capacité détermine les pertes du commutateur. Nous

pouvons donc déterminer la valeur de la capacité à l'état bas en fixant les valeurs de  $R$  et  $L$ , et en faisant varier  $C_b$  pour ajuster, aux fréquences inférieures à  $f_0/2$ , la courbe du paramètre  $S_{21}$  du circuit CLR sur celle du commutateur.

### ➤ Détermination de la valeur de l'inductance à l'état bas

La figure 1.53 montre une forte influence de l'inductance sur l'isolation aux fréquences supérieures à  $f_0/2$ . Par conséquent, une fois la valeur de la capacité à l'état bas obtenue, nous pouvons déterminer celle de l'inductance à l'état bas en ajustant la fréquence de résonance du circuit CLR sur celle du commutateur. De plus, l'isolation aux fréquences très supérieures à  $f_0$  ne dépendant quasiment que de la valeur de l'inductance, nous pouvons ajuster précisément sa valeur dans cette gamme de fréquences.

### ➤ Détermination de la valeur de la résistance à l'état bas

Les résultats présentés sur la figure 1.55 montrent que l'effet de la résistance sur les pertes du commutateur intervient essentiellement à l'état bas et autour de la fréquence de résonance. La valeur de  $R_{sb}$  peut donc être déterminée en ajustant précisément la courbe du paramètre  $S_{21}$  du modèle CLR sur celle du commutateur autour de  $f_0$ . Il faut donc déterminer préalablement les valeurs de  $C_b$  et  $L_b$  pour obtenir une courbe approchée de l'isolation du modèle CLR et affiner ensuite cette courbe à proximité de la fréquence de résonance en jouant sur la valeur de la résistance. Dans le cas où la résistance du pont est très faible, l'isolation à la fréquence de résonance atteint, théoriquement, plusieurs dizaines de décibels. Pour être capable de mesurer une résistance de  $0,1 \Omega$ , un excellent calibrage de l'analyseur, à  $-50 \text{ dB}$ , est requis.

### ➤ Détermination de la valeur de la résistance à l'état haut

A l'état haut, la résistance n'a pratiquement aucun effet sur les pertes du commutateur. Il est donc très difficile de déterminer sa valeur à partir de paramètres  $S$ . Une solution pour obtenir une valeur précise de la résistance à l'état haut consiste à mesurer la perte d'insertion d'une dizaine de ponts placés en parallèle sur une ligne, avec un espacement réduit entre eux. Cette perte totale est alors divisée par le nombre de ponts pour obtenir la perte d'insertion équivalente d'un pont. La résistance équivalente à un pont peut alors être calculée en utilisant l'équation (1.56) aux fréquences très inférieures à la fréquence de résonance à l'état haut afin de pouvoir négliger l'effet de l'inductance.

### ➤ Détermination de la valeur de l'inductance à l'état haut

Il est également très difficile d'obtenir une valeur de l'inductance à l'état haut, à moins de disposer d'un analyseur de réseau fonctionnant suffisamment haut en fréquence. En effet, la figure 1.53 montre une fluctuation de la perte d'insertion liée à la valeur de l'inductance pour les fréquences assez élevées, (80 ~ 100 GHz). On peut alors déterminer la valeur de l'inductance à l'état haut par un ajustement de la perte d'insertion du modèle CLR sur la mesure du paramètre  $S_{21}$ .

## I.6 – Commutateurs MEMS RF conçus à l'IEMN

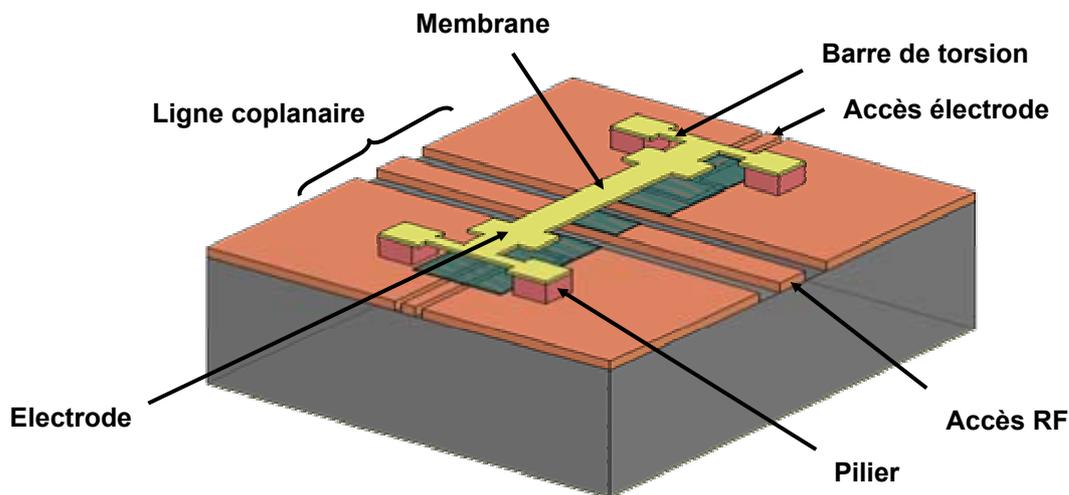
L'étude menée dans les paragraphes précédents sur les différents modes d'actionnement et sur les différents types de contacts habituellement utilisés dans la conception des commutateurs MEMS RF a orienté notre choix vers un commutateur parallèle à membrane de type pont avec contact capacitif et actionnement électrostatique.

La conception d'un commutateur MEMS RF, offrant à la fois de bonnes performances mécaniques et électromagnétiques, requiert une étude pluridisciplinaire dans laquelle il est essentiel de tenir compte de la faisabilité technologique des structures développées. Aussi, nous avons basé nos travaux sur une approche globale afin d'obtenir un dispositif optimisé. Les résultats de l'étude mécanique réalisée sur la structure que nous avons développée seront brièvement présentés dans le paragraphe suivant. Une partie sera ensuite consacrée aux performances électromagnétiques attendues avec nos commutateurs MEMS RF aux fréquences micro-ondes. La réalisation technologique de nos structures fera, quant à elle, l'objet du troisième chapitre de ce manuscrit.

### I.6.1 – Simulations mécaniques des commutateurs MEMS RF

L'étude mécanique des commutateurs MEMS RF a été réalisée par Lionel Buchaillet, responsable du groupe Microsystèmes Silicium de l'IEMN [81, 82]. L'objectif de cette étude était de concevoir une structure fonctionnelle proposant une fiabilité élevée. Or nous avons vu dans le paragraphe I.4.5 que la fiabilité des commutateurs MEMS à contact capacitif et actionnement électrostatique est étroitement liée au problème de charge de la couche diélectrique (collage de la membrane, claquage du diélectrique, auto-actionnement et verrouillage du commutateur). L'amélioration de la fiabilité de ces commutateurs impose une réduction de la tension d'actionnement qui peut être obtenue en portant les efforts sur la

structure mécanique afin de réduire la raideur de la membrane. Par ailleurs, la présence d'un gap d'air entre la membrane et l'électrode de commande lors de l'actionnement permet aussi de réduire la charge du diélectrique en limitant le champ électrique appliqué à travers cette couche. Dans ce cas, le ruban central de la ligne coplanaire ne peut plus être utilisé comme électrode de commande puisque pour garantir de bonnes performances électromagnétiques un contact intime doit exister entre la ligne RF et la membrane du commutateur. Nous nous sommes donc orientés vers une structure à électrodes excentrées, qui permet, en outre, une augmentation de leur taille sans perturber le comportement électromagnétique du commutateur, contrairement au cas où l'électrode est placée au-dessus de la ligne RF. De ce fait, la force d'actionnement sera appliquée vers les extrémités de la membrane, ce qui augmente fortement sa constante de raideur, comme nous l'avons vu au paragraphe I.2.2.1, et se traduit par une augmentation de la tension d'actionnement. Pour pallier ce problème, nous utilisons des barres de torsion à chaque extrémité de la membrane qui permettent de réduire la constante de raideur, et ainsi d'obtenir des tensions d'actionnement assez faibles. Par ailleurs, la flexibilité qu'elles apportent à la structure réduit la contrainte engendrée lors de l'actionnement. La structure mécanique développée à l'IEMN est présentée sur la figure 1.56. Par souci de clarté, la hauteur des piliers a été volontairement exagérée sur cette figure. En réalité, nous avons fixé cette hauteur à 3  $\mu\text{m}$  afin d'obtenir de bonnes performances électromagnétiques à l'état haut et des tensions d'actionnement assez faibles (30 à 60 V).



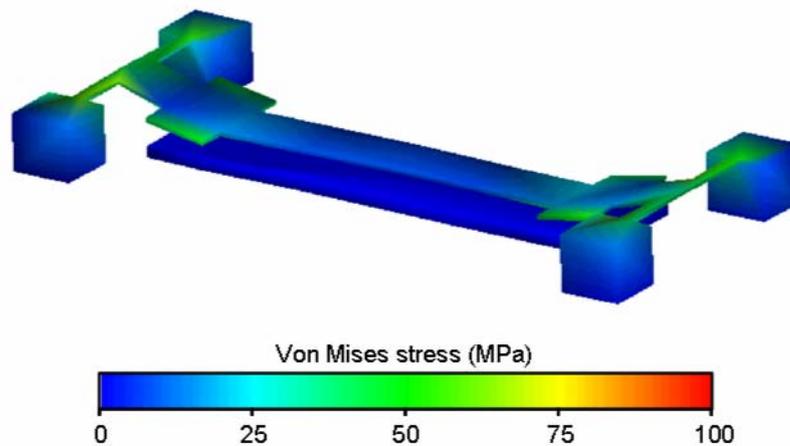
**Figure 1.56** : Structure mécanique des commutateurs MEMS RF développés à l'IEMN.

Le choix du matériau utilisé pour la réalisation de la partie mobile du commutateur a une importance capitale car le comportement mécanique de la structure en dépend fortement. En effet, nous avons vu dans le paragraphe I.2.2.1 que la constante de raideur de la membrane est directement liée au module d'élasticité (ou module de Young),  $E$  (Pa), du matériau. Ainsi, pour réduire la tension d'actionnement du commutateur, nous avons tout intérêt à choisir un matériau présentant un module de Young assez faible. En outre, ce matériau, qui constitue également le plan métallique du contact capacitif relié à la masse, doit présenter de bonnes propriétés électriques afin de limiter les pertes de signal aux fréquences micro-ondes. Le tableau 1.4 donne le module de Young et la résistivité électrique des principaux matériaux conducteurs utilisés dans la fabrication des MEMS. L'or est un des matériaux structurels les plus utilisés car il permet de réaliser des structures relativement flexibles, tout en limitant les pertes électromagnétiques. Notons que les propriétés de l'aluminium sont également très bien adaptées pour la réalisation des commutateurs parallèles à membrane de type pont. Cependant, le coefficient de dilatation thermique de l'aluminium de 21,3 ppm/K, contre 14,2 ppm/K pour l'or, rend les membranes en aluminium plus sensibles aux variations de température. Dans le cas d'une membrane encastrée-encastrée, ceci peut se traduire par le flambement des membranes lorsque la température augmente. Pour cette raison, nous avons choisi l'or comme matériau structurel de nos membranes.

Matériau	Module de Young (GPa)	Résistivité ( $\Omega.cm$ )
Aluminium (Al)	70	$2,65.10^{-6}$
Or (Au)	78	$2,2.10^{-6}$
Titane (Ti)	116	$40.10^{-6}$
Cuivre (Cu)	130	$1,7.10^{-6}$
Platine (Pt)	168	$10,6.10^{-6}$
Nickel (Ni)	200	$7.10^{-6}$
Chrome (Cr)	279	$12,66.10^{-6}$

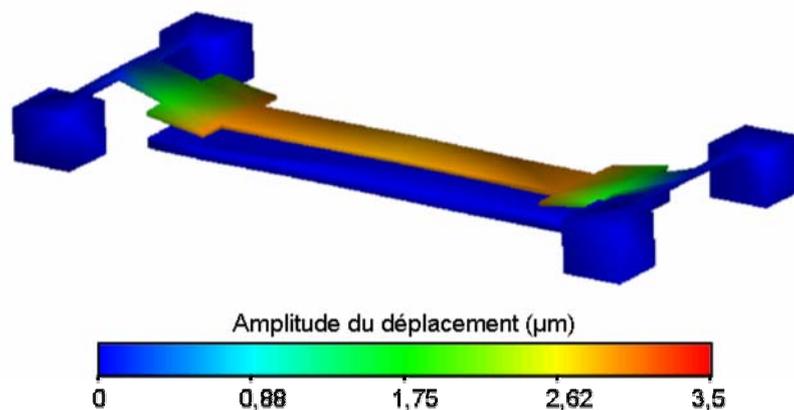
**Tableau 1.4** : Module de Young et résistivité électrique des principaux matériaux conducteurs utilisés dans la fabrication des MEMS.

Le comportement mécanique de cette structure a été simulé à l'aide du logiciel CoventorWare dédié à la conception mécanique des MEMS [85]. Les principaux résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes, sur lesquelles la hauteur des piliers a aussi été volontairement exagérée. La figure 1.57 montre que lors d'un actionnement les contraintes mécaniques sont concentrées dans les barres de torsion. L'élasticité en torsion de ces barres facilite la descente de la membrane et réduit ainsi la tension d'actionnement, procurant de la sorte une meilleure fiabilité au commutateur.



**Figure 1.57** : Simulation des contraintes mécaniques dans la membrane lors d'un actionnement du commutateur.

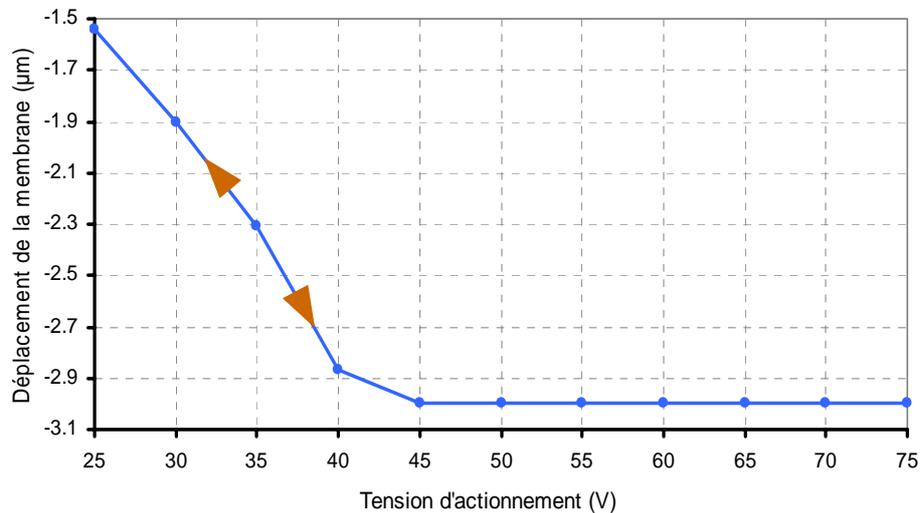
La figure 1.58 montre, quant à elle, que les électrodes de la membrane ne se posent pas sur les électrodes de commande lors d'un actionnement. Le premier avantage de ce type de déformation réside dans le fait que la force de contact se concentre au centre de la membrane, et non au niveau des électrodes, permettant ainsi d'obtenir un contact intime entre la membrane et la ligne RF. Par ailleurs, en laissant un gap d'air entre les électrodes, notre structure réduit le champ électrique appliqué à travers la couche diélectrique. Nous limitons ainsi les problèmes de collage causés par la charge du diélectrique, ce qui permet dans la pratique d'améliorer considérablement la fiabilité du commutateur.



**Figure 1.58** : Simulation de la déformation de la membrane lors d'un actionnement du commutateur.

Enfin, notons que d'après les simulations mécaniques, notre structure supprime le phénomène d'hystérésis rencontré habituellement dans le cycle d'actionnement d'un commutateur électrostatique (cf. paragraphe I.4.4). Sur la figure 1.59, qui présente la hauteur au centre de la membrane en fonction de la tension appliquée sur les électrodes, nous pouvons

également constater que la membrane se pose progressivement sur la ligne de transmission, sans passer par une instabilité mécanique qui se traduit par un effondrement brutal de la membrane. Cette structure semble donc particulièrement intéressante dans le cas de l'utilisation du commutateur en condensateur variable puisqu'elle permet une forte variation de la capacité en fonction de la tension d'actionnement.



**Figure 1.59** : Hauteur au centre de la membrane, simulée en fonction de la tension appliquée sur les électrodes d'actionnement.

Ces résultats de simulation nous donnent un aperçu du comportement mécanique de nos commutateurs, mais ne garantissent en aucun cas leur fonctionnement. En effet, ces simulations sont configurées avec de multiples paramètres, correspondant aux propriétés mécaniques des matériaux employés dans la structure (module de Young, coefficient de Poisson, contrainte résiduelle...), qui dépendent fortement du procédé de fabrication mis en œuvre. La connaissance précise de ces paramètres nécessite une étude expérimentale préliminaire qui demande énormément de temps pour obtenir des résultats fiables. Les simulations ont donc été réalisées avec les paramètres fournis par défaut dans le logiciel, qui ne correspondent pas vraiment à ceux spécifiques à chaque procédé de fabrication. De ce fait, nous avons choisi de réaliser des membranes de différentes longueurs (370, 425 et 480  $\mu\text{m}$ ) afin d'obtenir un fonctionnement correct sur au moins l'une d'entre-elles. Nous espérons ainsi obtenir une membrane qui se pose sur la ligne RF sans que ses électrodes ne viennent au contact des électrodes de commande lors de l'actionnement, et qui présente, en outre, une raideur suffisante pour retrouver sa position d'origine une fois l'actionnement terminé. Les dimensions des actionneurs (ensemble constitué de l'électrode et de la barre de torsion) restent identiques quelle que soit la longueur de la membrane. La figure 1.60 donne les dimensions retenues pour nos membranes.

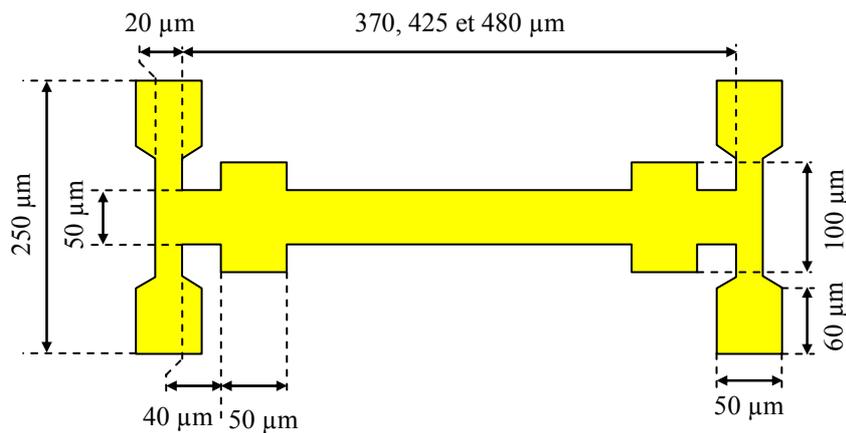


Figure 1.60 : Dimensions de la membrane du commutateur.

## I.6.2 – Simulations électromagnétiques et modélisation électrique des commutateurs MEMS RF

Une fois la structure mécanique déterminée, des simulations électromagnétiques 3D ont été réalisées avec le logiciel HFSS d'Ansoft afin d'analyser le comportement de nos commutateurs aux fréquences micro-ondes. Les paramètres S des commutateurs, obtenus à partir de ces simulations sur une large bande fréquentielle (2 à 60 GHz), nous ont ensuite permis de déterminer les modèles électriques des commutateurs.

Les lignes de transmission utilisées dans la fabrication des commutateurs MEMS RF sont, principalement, la ligne microruban et la ligne coplanaire. Par rapport aux lignes microrubans, les principaux avantages des lignes coplanaires proviennent du fait que le montage de composants localisés (actifs ou passifs) en configuration série ou parallèle est beaucoup plus facile et que le perçage de trous à travers le substrat n'est pas nécessaire pour atteindre les plans de masse, puisque ces lignes sont uniplanaires. Par ailleurs, les performances des lignes coplanaires sont comparables et même parfois meilleures que celles des lignes microrubans en terme de longueur d'onde guidée, de dispersion et de pertes. Pour une ligne haute impédance, les pertes de conduction d'une ligne coplanaire correctement conçue peuvent être inférieures à celles d'une ligne microruban [83]. Les lignes coplanaires ont aussi quelques inconvénients, tels que, la propagation de modes parasites, la faible tenue en puissance et le non confinement des champs électromagnétiques. Les champs électromagnétiques étant moins confinés en structure coplanaire qu'en technologie microruban, les lignes coplanaires seront donc plus sensibles à la présence d'un capot au-dessus d'elles. Cette remarque a une grande importance dans le cas des commutateurs MEMS RF qui nécessitent obligatoirement une mise en boîtier

pour assurer une bonne fiabilité. Toutefois, comme nous envisageons une co-intégration monolithique de nos commutateurs MEMS RF avec des composants MMIC sur GaAs, notre choix s'est orienté naturellement vers ce type de ligne.

Quelques précautions sont à prendre lors du dimensionnement des lignes coplanaires afin de limiter leurs pertes. L'étude menée sur ces lignes, présentée dans l'annexe B, nous a permis de fixer leurs dimensions géométriques qui ont un impact non seulement sur les performances électromagnétiques mais aussi sur la structure mécanique des commutateurs puisqu'elles déterminent la longueur minimale des membranes. Les dimensions retenues pour nos lignes coplanaires sont une largeur de ruban central de  $49\ \mu\text{m}$ , une distance intermasse de  $129\ \mu\text{m}$  et une largeur totale de  $700\ \mu\text{m}$ .

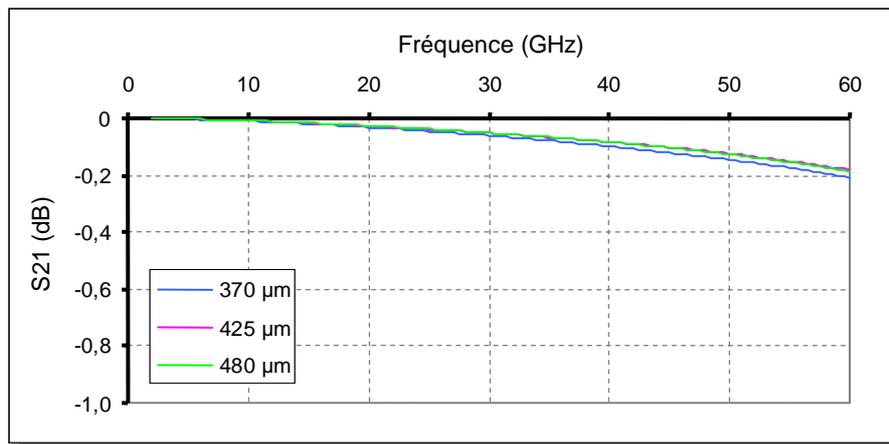
Nous avons vu, dans le paragraphe précédent, l'intérêt mécanique d'utiliser des électrodes excentrées. Cette topologie a aussi un avantage considérable d'un point de vue électromagnétique puisqu'elle permet de supprimer le réseau de polarisation, nécessaire lorsque la tension d'actionnement est appliquée directement sur la ligne RF (électrode au centre de la membrane). Dans ce cas, des lignes de polarisation résistives sont généralement utilisées pour isoler le signal RF du signal continu. Or, comme la résistivité de ces lignes est limitée, des fuites du signal RF se produisent, entraînant une augmentation des pertes de transmission du commutateur à l'état passant. Lorsque plusieurs commutateurs, placés en parallèle sur la ligne de transmission, doivent être actionnés individuellement, comme c'est le cas dans certaines topologies de déphaseurs (cf. chapitre II), le circuit doit comporter autant de lignes de polarisation que de commutateurs, ce qui se traduit par une augmentation des pertes de transmission qui peuvent vite devenir non négligeables. Dans notre cas, l'utilisation d'électrodes excentrées apporte un découplage naturel des signaux RF et continu, et permet ainsi de réduire les pertes de transmission du commutateur.

La couche diélectrique, déposée sur la ligne RF pour la réalisation du contact capacitif et sur les électrodes de commande pour éviter les courts-circuits DC au cas où la membrane viendrait en contact avec celles-ci, est réalisée en nitrure de silicium ( $\epsilon_r = 7$ ) et a une épaisseur de  $150\ \text{nm}$  dans nos simulations.

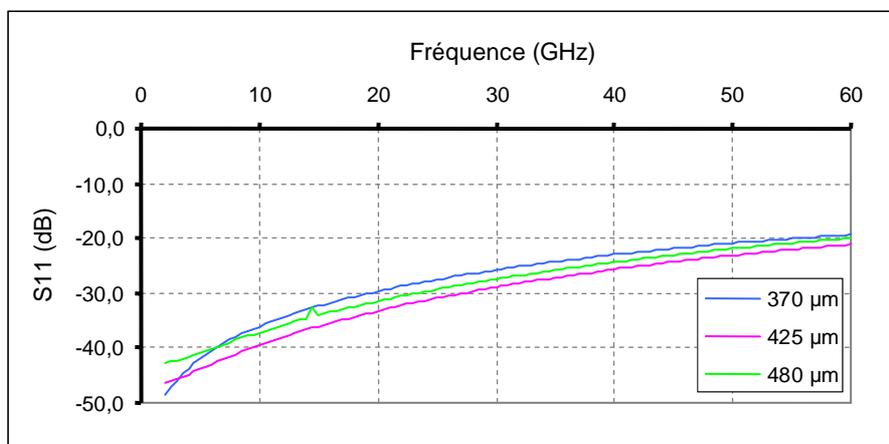
Les résultats de simulation obtenus sur les commutateurs à l'état haut (cf. figure 1.56) sont donnés sur les figures 1.61 et 1.62. Ces courbes présentent les pertes de transmission et de réflexion correspondant aux trois longueurs de membrane retenues ( $370$ ,  $425$  et  $480\ \mu\text{m}$ ). La détermination des pertes de conduction et des pertes dans le substrat de la ligne coplaire avec les logiciels de simulations électromagnétiques augmente considérablement les temps de calcul lors de la simulation d'une structure, alors que les résultats restent très approximatifs. Ces pertes ont donc été négligées dans nos simulations, et par conséquent, les pertes de transmission que nous présentons ici ne sont dues qu'à une désadaptation du commutateur

causée par la présence du pont sur la ligne. Les mesures effectuées sur des lignes coplanaires, réalisées à l'IEMN avec une technologie très proche de la nôtre, ont montré des pertes inférieures à 0,2 dB/mm jusqu'à 40 GHz [84]. En considérant les plans de référence du commutateur aux extrémités des barres de torsions, la longueur de la ligne coplanaire n'est que de 250  $\mu\text{m}$ . A 20 GHz, les pertes de la ligne coplanaire sont donc, à priori, du même ordre de grandeur que celles engendrées par la désadaptation. Par contre, à 40 GHz, les pertes du commutateur à l'état haut semblent dominées par la présence du pont au dessus de la ligne, ce qui s'explique par l'effet capacitif du pont qui est d'autant plus marqué que la fréquence augmente.

Les pertes de réflexion qui augmentent avec la fréquence soulignent aussi la nature capacitive du commutateur à l'état haut. Cependant, ces pertes restent inférieures à -20 dB jusqu'à 60 GHz quelle que soit la longueur de la membrane, et montrent ainsi qu'une hauteur de membrane de 3  $\mu\text{m}$  est suffisante pour obtenir de bonnes performances à l'état haut sur les bandes K – Ka (12 – 40 GHz).

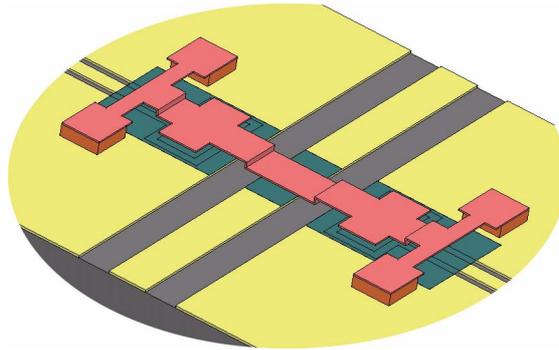


**Figure 1.61** : Perte de transmission du commutateur à l'état haut pour les trois longueurs de membrane.



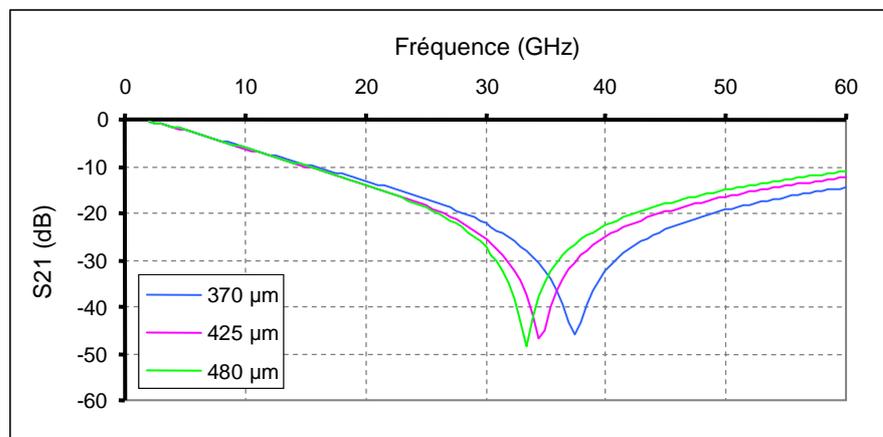
**Figure 1.62** : Perte de réflexion du commutateur à l'état haut pour les trois longueurs de membrane.

Comme il est très difficile de prédire exactement la déformation mécanique de la membrane lors de l'actionnement, nous n'avons pu obtenir qu'une approximation des performances électromagnétiques des commutateurs à l'état bas. Pour tenir compte du gap d'air entre les électrodes, nous avons considéré dans ces simulations une déformation des membranes à trois niveaux lorsque les commutateurs sont actionnés, comme illustré sur la figure 1.63 : le centre de la membrane est posé sur la ligne RF, les parties portant les électrodes sont suspendues à mi-hauteur des piliers et les barres de torsion restent à la hauteur des piliers.

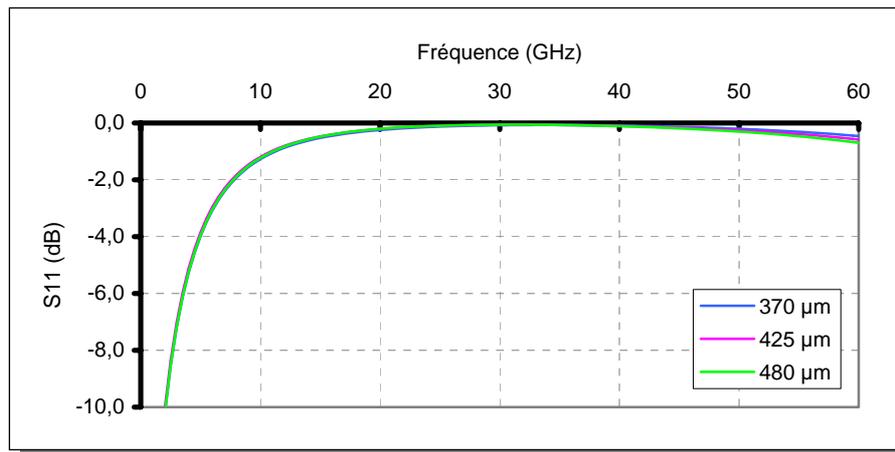


**Figure 1.63** : Configuration de simulation d'un commutateur actionné avec présence d'un gap d'air entre les électrodes.

Les figures 1.64 et 1.65 donnent les résultats de simulation obtenus sur les commutateurs à l'état bas. Nous retrouvons sur ces caractéristiques l'allure de la réponse du circuit CLR utilisé pour la modélisation des commutateurs MEMS parallèles capacitifs, et l'influence de l'inductance du pont qui augmente avec la longueur de la membrane (cf. paragraphe I.5.3). La fréquence de résonance est comprise entre 33,5 GHz pour la membrane de 480  $\mu\text{m}$  et 37,5 GHz pour celle de 370  $\mu\text{m}$ . Ces dimensions de membranes permettent d'obtenir un fonctionnement des commutateurs sur la bande Ka avec une isolation inférieure à -20 dB, et un coefficient de réflexion proche de 0 dB.

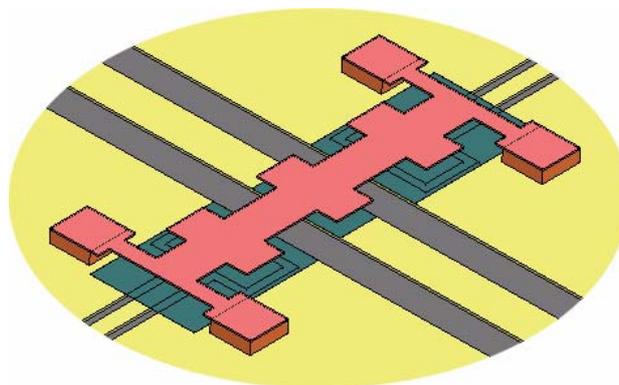


**Figure 1.64** : Perte de transmission du commutateur à l'état bas pour les trois longueurs de membrane.



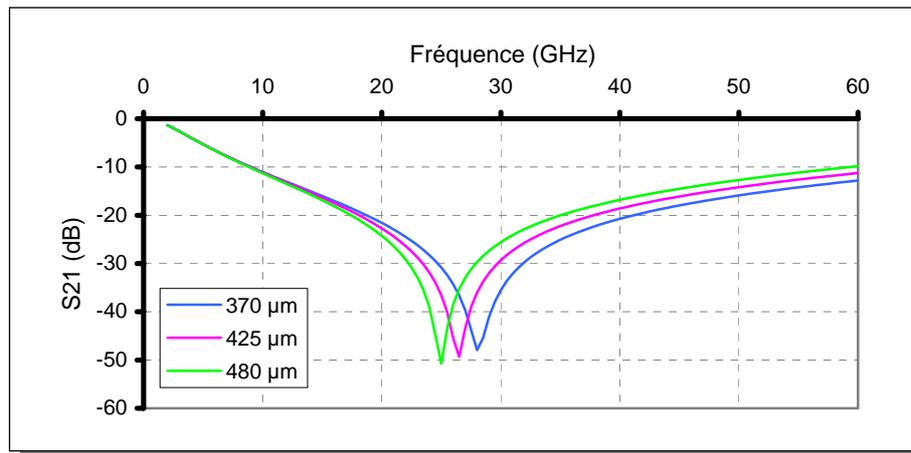
**Figure 1.65** : Perte de réflexion du commutateur à l'état bas pour les trois longueurs de membrane.

Afin d'obtenir un fonctionnement de nos commutateurs sur la bande K (12–40 GHz), nous avons augmenté la capacité du pont à l'état bas en doublant la largeur de la membrane au-dessus de la ligne RF. La figure 1.66 illustre cette modification des membranes.

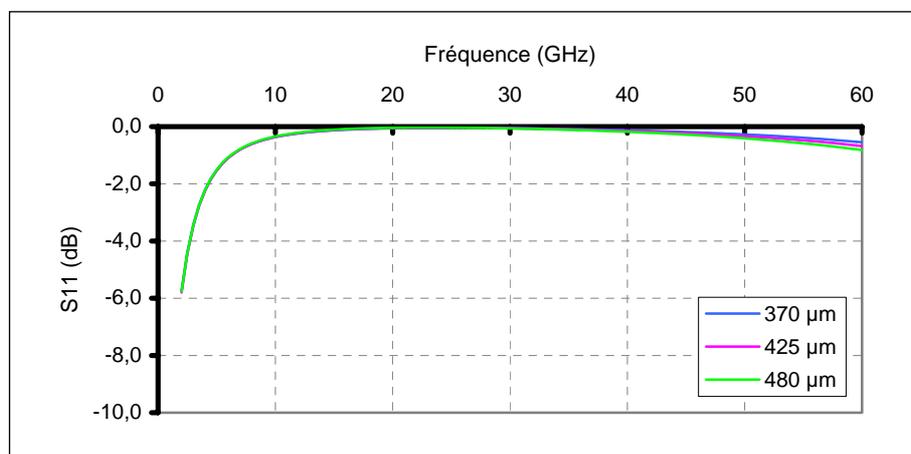


**Figure 1.66** : Modification de la membrane pour un fonctionnement en bande K.

A l'état haut, les résultats de simulation sont proches de ceux de la structure précédente ; la capacité du pont reste suffisamment faible pour ne pas dégrader les performances des commutateurs. Les résultats obtenus à l'état bas sont présentés sur les figures 1.67 et 1.68, qui montrent clairement le décalage des fréquences de résonance, maintenant comprises entre 25 GHz pour la plus longue des membranes (480  $\mu\text{m}$ ) et 28 GHz pour la plus courte (370  $\mu\text{m}$ ). Ce décalage est causé par l'augmentation de la capacité du pont à l'état bas liée à l'élargissement de la membrane. L'influence de l'inductance, qui varie avec la longueur des membranes, est toujours visible sur les courbes des pertes de transmission.



**Figure 1.67** : Perte de transmission du commutateur à l'état bas avec membrane élargie pour les trois longueurs de membrane.

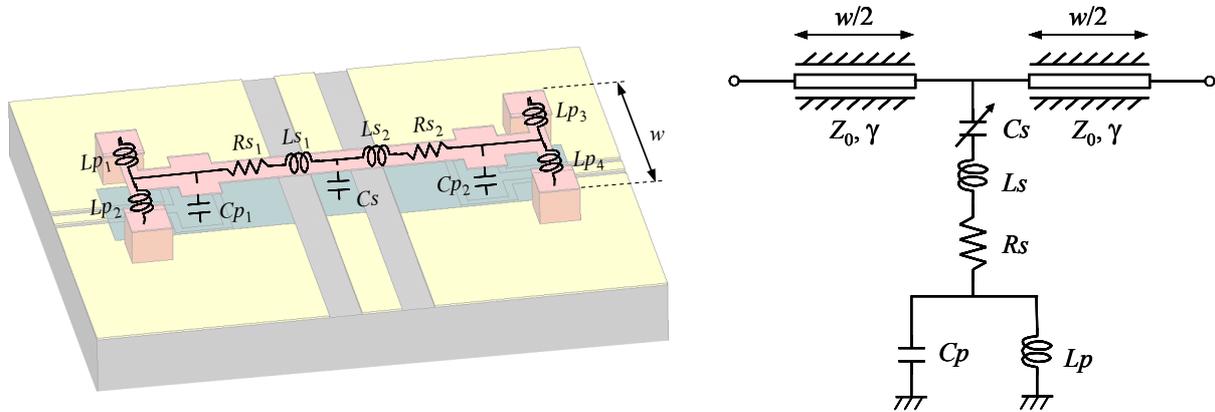


**Figure 1.68** : Perte de réflexion du commutateur à l'état bas avec membrane élargie pour les trois longueurs de membrane.

L'élargissement de la membrane permet aux commutateurs d'atteindre de bonnes performances sur la bande K, avec une isolation inférieure à -20 dB à l'état bas. Théoriquement, il est possible de réduire encore davantage les fréquences de résonance de nos commutateurs en augmentant l'élargissement de la membrane. Il faut toutefois garder à l'esprit les difficultés technologiques rencontrées lors de la fabrication des commutateurs, notamment lors de la réalisation de structures en porte à faux (déformation de la structure causée par le gradient de contrainte dans le matériau, problème de libération...). Aussi, afin d'éviter ces problèmes, nous limiterons la largeur de la membrane au-dessus de la ligne RF à 100  $\mu\text{m}$ .

Ces simulations électromagnétiques nous ont permis d'obtenir les paramètres S de nos commutateurs, à partir desquels nous avons déterminé leur modèle électrique. Pour prendre en compte la forme particulière de nos membranes, nous avons quelque peu modifié le modèle électrique habituellement utilisé pour les membranes de type pont (cf. figure 1.51). En effet, les parties de la membrane qui surplombent les plans de masse, avec les élargissements

correspondant aux électrodes, se comportent comme des condensateurs à plans parallèles, alors que les barres de torsion, plus étroites, sont assimilables à des inductances. La figure 1.69 donne la configuration physique et le modèle électrique de nos commutateurs.



**Figure 1.69** : Configuration physique et modèle à éléments localisés des commutateurs réalisés à l'IEMN.

Sur ce circuit,  $C_s$  modélise la capacité plan formée par la ligne RF et la membrane,  $L_s$  les inductances séries de la membrane ( $L_{s1}$  et  $L_{s2}$ ),  $C_p$  les capacités plan formées par la membrane et les plans de masse ( $C_{p1}$  et  $C_{p2}$ ), et  $L_p$  les inductances correspondant aux parties de la membrane qui surplombent les plans de masse ( $L_{p1}$ ,  $L_{p2}$ ,  $L_{p3}$  et  $L_{p4}$ ).  $R_s$  modélise la résistance de la membrane, c'est-à-dire, les pertes de conduction ; or comme nous avons considéré des conducteurs parfaits dans nos simulations électromagnétiques, cette résistance sera négligée dans le reste de ce paragraphe. Toutefois, la valeur de  $R_s$  pourra être déterminée à partir des mesures réalisées sur nos commutateurs. Notons également la présence dans le modèle des deux tronçons de ligne coplanaire équivalents à la longueur de ligne entre les plans de référence du commutateur, pris à l'extérieur des piliers.

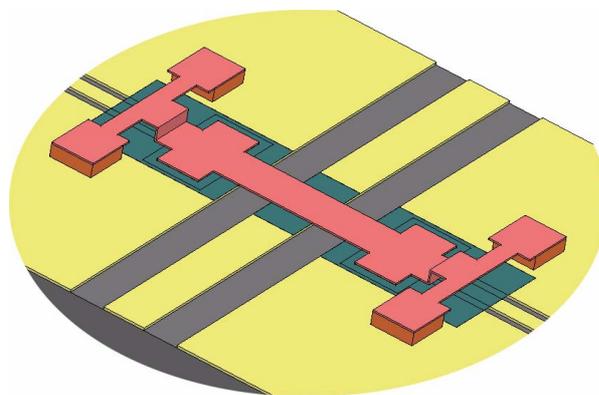
Les valeurs des différents éléments du modèle électrique ont été obtenues en ajustant les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{21}$  (module et phase) du circuit sur ceux résultant des simulations électromagnétiques en utilisant la démarche présentée dans le paragraphe I.5.3.2. Les résultats de cette étude, réalisée pour les différentes longueurs de membrane et les deux largeurs de membrane au-dessus de la ligne RF, sont présentés dans le tableau 1.5. Les valeurs de la capacité  $C_s$ , d'environ 1 pF sans élargissement de la membrane et d'environ 1,9 pF avec élargissement de la membrane, sont relativement proches des valeurs de capacités à plans parallèles calculées à partir de l'équation (1.42) pour chacune de ces surfaces. Du fait de la présence du gap d'air entre les électrodes, la capacité parallèle présente une faible valeur, de l'ordre de 120 fF, et par conséquent, son influence sur le fonctionnement du commutateur est

négligeable aux fréquences qui nous intéressent. La valeur de l'inductance série est sensiblement constante et proche de 5 pH pour toutes les configurations, contrairement à la valeur de l'inductance parallèle qui augmente avec la longueur des membranes, et qui est comprise entre 11 et 16 pH.

Longueur de la membrane	Sans élargissement central de la membrane				Avec élargissement central de la membrane			
	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$C_p$ (fF)	$L_p$ (pH)	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$C_p$ (fF)	$L_p$ (pH)
370 $\mu\text{m}$	1,03	5,2	144	11,2	1,9	5	123	11,33
425 $\mu\text{m}$	1,04	5,15	118	13,95	1,9	4,3	115	14,2
480 $\mu\text{m}$	1,02	4,9	119	15,8	1,9	4,9	126	15,6

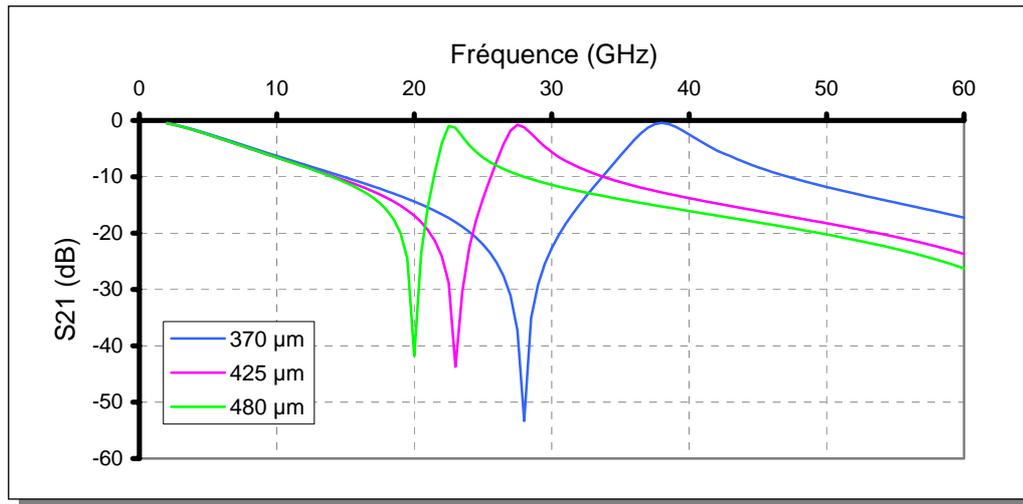
**Tableau 1.5 :** Valeurs des éléments du modèle électrique obtenues à l'état bas pour les différentes configurations de membrane.

Nous avons également analysé le comportement électromagnétique des commutateurs dans le cas où les électrodes de la membrane viendraient se poser sur les électrodes de commande lors d'un actionnement. Pour ces simulations, nous avons considéré une déformation de la membrane à deux niveaux, comme illustré sur la figure 1.70.

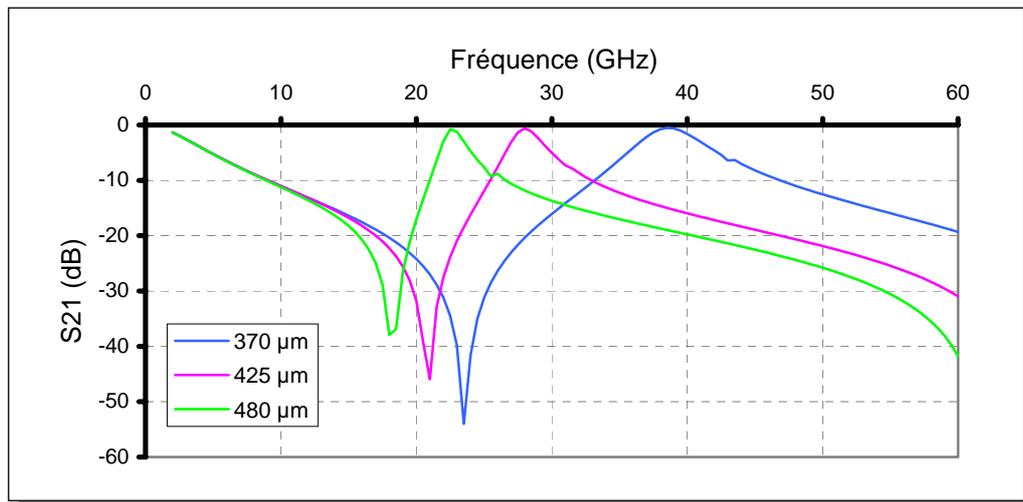


**Figure 1.70 :** Configuration de simulation d'un commutateur actionné avec la membrane posée sur les électrodes d'actionnement.

Les pertes de transmission des commutateurs obtenues pour les différentes longueurs de membranes avec ce type de déformation sont présentées sur les figures suivantes. La figure 1.71 correspond au cas des membranes sans élargissement central, et la figure 1.72 à celui avec les membranes élargies au-dessus de la ligne RF.



**Figure 1.71** : Perte de transmission du commutateur à l'état bas avec la membrane posée sur les électrodes d'actionnement pour les trois longueurs de membrane.



**Figure 1.72** : Perte de transmission du commutateur à l'état bas avec la membrane, élargie en son centre, posée sur les électrodes d'actionnement pour les trois longueurs de membrane.

L'examen de ces résultats met clairement en évidence la présence d'une seconde résonance qui se produit dans la plage 20 – 40 GHz lorsque la membrane se pose sur les électrodes de commande. Nous pouvons également constater que la fréquence de cette résonance dépend de la longueur de la membrane, mais est indépendante de sa largeur centrale. La détermination des valeurs des éléments du modèle électrique correspondant à cette situation nous a permis de déterminer l'origine de cette seconde résonance. En effet, en analysant les résultats de modélisation donnés dans le tableau 1.6, nous constatons une forte augmentation de la capacité parallèle,  $C_p$ , qui est due au fait que la membrane n'est séparée des plans de masse que par une fine couche diélectrique. La valeur de cette capacité, comprise entre 1,4 pF et 4,25 pF, dépend des surfaces en contact, et c'est pour cette raison qu'elle augmente avec la longueur de la membrane. L'inductance parallèle du modèle semble ne plus dépendre de la

longueur de la membrane lorsque celle-ci est entièrement posée sur la ligne de transmission. Sa valeur est de l'ordre de 12 pF pour toutes les configurations de membrane. La capacité et l'inductance séries, conservent quant à elles les mêmes valeurs que précédemment, ce qui était attendu puisqu'elles dépendent essentiellement du centre de la membrane où la déformation est identique dans les deux cas. La seconde résonance est donc une résonance parallèle causée par l'augmentation de la capacité  $C_p$ . Cette résonance parallèle existe également dans le cas avec le gap d'air entre la membrane et les plans de masse, mais à une fréquence nettement supérieure à 60 GHz ( $C_p \approx 120$  fF).

Autour de cette fréquence de résonance parallèle, le comportement électrique du commutateur est similaire à celui d'un filtre passe-bande. Pour ces fréquences, le commutateur à l'état OFF transmet le signal RF au lieu de le réfléchir. Par conséquent, une mauvaise déformation mécanique de la membrane lors l'actionnement dégrade fortement les performances du commutateur dans la bande fréquentielle qui nous intéresse.

Par ailleurs, en comparant, respectivement, les figures 1.71 et 1.72 aux figures 1.64 et 1.67, on s'aperçoit que cette résonance parallèle décale les maxima d'isolation de plusieurs gigahertz vers les fréquences basses.

Longueur de la membrane	Sans élargissement central de la membrane				Avec élargissement central de la membrane			
	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$C_p$ (pF)	$L_p$ (pH)	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$C_p$ (pF)	$L_p$ (pH)
370 $\mu\text{m}$	1,07	5,2	1,49	11,7	1,88	4,8	1,40	12,1
425 $\mu\text{m}$	1,095	5,18	2,70	12,2	1,88	4,5	2,64	12,12
480 $\mu\text{m}$	1,1	4,5	4,25	11,6	1,9	4,95	3,95	12,4

**Tableau 1.6 :** Valeurs des éléments du modèle électrique obtenues à l'état bas pour les différentes configurations de membrane en considérant les membranes posées sur les électrodes d'actionnement.

Ces résultats de simulations électriques indiquent un dysfonctionnement des commutateurs si la déformation de la membrane ne correspond pas à celle obtenue par simulations mécaniques, et soulignent l'importance d'une étude pluridisciplinaire lors de la conception d'un commutateur MEMS RF.

## I.7 – Conclusion

L'étude bibliographique présentée dans les premiers paragraphes de ce chapitre nous a permis d'appréhender les difficultés rencontrées lors de la conception de commutateurs MEMS RF, et de les contourner en concevant une structure MEMS originale présentant de multiples avantages à la fois mécaniques et électriques.

Les études mécaniques et électromagnétiques que nous avons réalisées par simulations sur nos commutateurs MEMS RF présagent un fonctionnement correct de ces composants sur les bandes K et Ka à condition, toutefois, que les membranes se déforment comme prévu lors d'un actionnement, c'est-à-dire, sans se poser sur les électrodes de commande. En outre, la présence du gap d'air entre la membrane et les électrodes devrait considérablement améliorer la fiabilité de nos commutateurs électrostatiques à contact capacitif, voire même éliminer le problème de collage dû à la charge du diélectrique qui est aujourd'hui la cause principale limitant la durée de vie de ce type de commutateur (cf. paragraphe I.4.6.3). Pour parvenir à ces résultats, d'importants efforts sont à prévoir pour l'élaboration du procédé de fabrication technologique des commutateurs.

En attendant de pouvoir réaliser des mesures sur des commutateurs fonctionnels, les résultats de simulations électromagnétiques seront utilisés dans le chapitre II pour la conception d'un déphaseur à commutateurs MEMS.

## Bibliographie du Chapitre I

- [1] G. M. Rebeiz, "**RF MEMS - Theory, Design, and Technology**", Wiley-Interscience, John Wiley & Sons Publication, 2003.
- [2] S. D. Senturia, "**Microsystem Design**", Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] I. Schiele, J. Huber, B. Hillerich, and F. Kozlowski, "**Surface-micromachined electrostatic microrelay**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 66, Issues 1-3, pp. 345-354, 1 April 1998.
- [4] I. Schiele, B. Hillerich, F. Kozlowski, and C. Evers, "**Micromechanical relay with electrostatic actuation**", International Conference on Solid State Sensors and Actuators, TRANSDUCERS'97, Vol. 2, pp. 1165-1168, Chicago, 16-19 June 1997.
- [5] S. J. Gross, S. Tadigadapa, T. N. Jackson, S. Trolier-McKinstry, and Q. Q. Zhang, "**Lead-zirconate-titanate-based piezoelectric micromachined switch**", Applied Physics Letters, Vol. 83, No. 1, pp. 174-176, 7 July 2003.
- [6] S. J. Gross, Q. Q. Zhang, S. Trolier-McKinstry, S. Tadigadapa, and T. N. Jackson, "**RF MEMS piezoelectric switch**", Device Research Conference, IEEE, pp. 99-100, 23-25 June 2003.
- [7] G. Klaasse, R. Puers, and H.A.C. Tilmans, "**Piezoelectric versus electrostatic actuation for a capacitive RF-MEMS switch**", www.imec.be, IMEC.
- [8] K. F. Harsh, W. Zhang, V. M. Bright, and Y. C. Lee, "**Flip-Chip Assembly for Si-Based RF MEMS**", Proceedings of the 12th IEEE International Conference on Microelectromechanical Systems, MEMS'99, IEEE, pp. 273-278, Orlando, FL, Jan. 1999.
- [9] K. F. Harsh, B. Su, W. Zhang, V. M. Bright, and Y. C. Lee, "**The realization and design considerations of a flip-chip integrated MEMS tunable capacitor**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 80, Issue 2, pp. 108-118, 10 March 2000.
- [10] J. A. Wright and Y.-C. Tai, "**Micro-Miniature Electromagnetic Switches Fabricated Using MEMS Technology**", Proceedings of the 46th Annual International Relay Conference, NARM'98, pp. 13-1 to 13-4, Oak Brook, Illinois, April 1998.
- [11] M. Ruan, J. Shen, and C. B. Wheeler, "**Latching microelectromagnetic relays**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 91, Issue 3, pp. 346-350, 15 July 2001.
- [12] M. Ruan, J. Shen, and C. B. Wheeler, "**Latching micromagnetic relays**", Journal of Microelectromechanical Systems, IEEE, Vol. 10, No. 4, pp. 511-517, Dec. 2001.
- [13] N. J. Grabham, N. M. White, and S. P. Beeby, "**Thick-film magnetostrictive material for MEMS**", Electronics Letters, Vol. 36, No. 4, pp. 332-334, 17th February 2000.

- [14] E. Quandt and K. Seemann, "***Fabrication of Giant Magnetostrictive Thin Film Actuators***", Proceedings of Micro Electro Mechanical Systems, MEMS'95, IEEE, pp. 273-277, 29 Jan.-2 Feb. 1995.
- [15] E. S. Kolesar, S. Y. Ko, J. T. Howard, P. B. Allen, J. M. Wilken, N. C. Boydston, M. D. Ruff, and R. J. Wilks, "***In-plane tip deflection and force achieved with asymmetrical polysilicon electrothermal microactuators***", Thin Solid Films, Elsevier Science, Vol. 377-378, pp. 719-726, Dec. 2000.
- [16] E. S. Kolesar, P. B. Allen, J. T. Howard, J. M. Wilken, and N. Boydston, "***Thermally-actuated cantilever beam for achieving large in-plane mechanical deflections***", Thin Solid Films, Elsevier Science, Vol. 355-356, pp. 295-302, 1 November 1999.
- [17] Y. Wang, Z. Li, D. T. McCormick, and N. C. Tien, "***Low-voltage lateral-contact microrelays for RF applications***", The Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS'02, IEEE, pp. 645-648, Las Vegas, NV USA, 20-24 Jan. 2002.
- [18] D. Girbau, A. Lazaro, and L. Pradell, "***RF MEMS switches based on the buckle-beam thermal actuator***", 33rd European Microwave Conference, EuMC'03, Vol. 2, pp. 651-654, Munich, Germany, 7-9 Oct. 2003.
- [19] P. Blondy, D. Cros, P. Guillon, P. Rey, P. Charvet, B. Diem, C. Zanchi, and J. B. Quoirin, "***Low Voltage High Isolation MEMS Switches***", in Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 47-49, Ann Arbor, Michigan, USA, 12-14 Sept. 2001.
- [20] Z. Feng, H. Zhang, K. C. Gupta, W. Zhang, V. M. Bright, and Y. C. Lee, "***MEMS-based series and shunt variable capacitors for microwave and millimeter-wave frequencies***", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 91, Issue 3, pp. 256-265, 15 July 2001.
- [21] Z. Feng, H. Zhang, W. Zhang, B. Su, K. C. Gupta, V. M. Bright, and Y. C. Lee, "***MEMS-Based Variable Capacitor for Millimeter-Wave Applications***", Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Sensors and Actuators 2000, pp. 255-258, Hilton Head Island, South Carolina, 4-8 June 2000.
- [22] Z. Feng, W. Zhang, B. Su, K. F. Harsh, K. C. Gupta, V. Bright, and Y. C. Lee, "***Design and modeling of RF MEMS tunable capacitors using electro-thermal actuators***", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 4, pp. 1507-1510, Anaheim, Californie, USA, 13-19 June 1999.
- [23] S. Duffy, C. Bozler, S. Rabe, J. Knecht, L. Travis, P. Wyatt, C. Keast, and M. Gouker, "***MEMS microswitches for reconfigurable microwave circuitry***", Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Vol. 11, No. 3, pp. 106-108, March 2001.
- [24] P. Attia, G. Tremblay, R. Laval, and P. Hesto, "***Characterisation of a low-voltage actuated gold microswitch***", Materials Science and Engineering B, Elsevier Science, Vol. 51, Issues 1-3, pp. 263-266, 27 February 1998.
- [25] S. Martinez, "***Conception de commutateurs micro-usinés sur silicium pour les réseaux tout optiques***", Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, 21 Mai 2002.
- [26] A. P. De Silva, C. Vaughan, D. Frear, L. Liu, S. M. Kuo, J. Foerstner, J. Abrokwah, H. Hughes, C. Amrine, C. Butler, S. Markgraf, H. Denton, and S. Springer, "***Motorola MEMS Switch Technology for High Frequency Applications***", Microelectromechanical Systems Conference, IEEE, pp. 22-24, Berkeley, CA, USA, 24-26 Aug. 2001.

- [27] Ph. Robert, D. Saias, C. Billard, S. Boret, N. Sillon, C. Maeder-Pachurka, P. L. Charvet, G. Bouche, P. Ancey, and P. Berruyer, “*Integrated RF-MEMS Switch Based on a Combination of Thermal and Electrostatic Actuation*”, The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'03, Vol. 2, pp. 1714-1717, Boston, USA, 8-12 June 2003.
- [28] F. Conseil, “*Simulation, conception et réalisation d'un commutateur en technologie microsysteme pour dispositifs logiques sécuritaires*”, Thèse, IEMN – Université des Sciences et Technologies de Lille, 16 juin 2004.
- [29] J.-H. Park, K. Kang, N. Kang, C. Kim, C. song, C.-Y. Cheon, Y. Kwon, and Y.- K. Kim, “*A 3-Voltage Actuated micromachined RF Switch for Telecommunications Applications*”, The 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, TRANSDUCERS'01 EUROSENSORS XV, pp.1540-1543, Munich, Germany, 10-14 June 2001.
- [30] S.-A. Zhou, “*On Forces in Microelectromechanical Systems*”, International Journal of Engineering Science, Elsevier Science, Vol. 41, Issues 3-5, pp. 313-335, March 2003.
- [31] B. Bhushan, “*Adhesion and stiction : Mechanisms, measurement techniques, and methods for reduction*”, J. Vac. Sci. Technol. B, American Vacuum Society, Vol. 21, No. 6, pp. 2262-2296, Nov./Dec. 2003.
- [32] 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, pp. 227-230, Phoenix, Arizona, USA, 20-25 May 2001.
- [33] W. Merlijn van Spengen, “*MEMS reliability from a failure mechanisms perspective*”, Microelectronics Reliability, Elsevier Science, Vol. 43, Issue 7, pp. 1049-1060, July 2003.
- [34] S. Melle, F. Flourens, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, F. Presseccq, J. Kuchenbecker, J. L. Muraro, L. Bary, and R. Plana, “*Reliability behavior of RF MEMS*”, International Semiconductor Conference, CAS 2003, Vol. 1, pp. 21-26, 28 Sept.-2 Oct. 2003.
- [35] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher, and M. Feng, “*Low-Actuation Voltage RF MEMS Shunt Switch With Cold Switching Lifetime of Seven Billion Cycles*”, Journal of MicroElectromechanical Systems, IEEE, Vol. 12, Vol. 5, pp. 713-719, October 2003.
- [36] J. DeNatale and R. Mihailovich, “*RF MEMS reliability*”, 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'03, Vol. 2, pp. 943-946, 8-12 June 2003.
- [37] I. De Wolf and W. M. Van Spengen, “*Techniques to study the reliability of metal RF MEMS capacitive switches*”, Microelectronics Reliability, Elsevier Science Ltd., Vol. 42, Issues 9-11, pp. 1789-1792, Sept./Nov. 2002.
- [38] D. Peroulis, S.P. Pacheco, and L.P.B. Katehi, “*RF MEMS switches with enhanced power-handling capabilities*”, Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, Vol. 52, Issue 1, pp. 59-68, 1 Jan. 2004.
- [39] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, and M. Eberly, “*RF Power Handling of Capacitive RF MEMS Devices*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 329-332, Seattle, Washington, USA, 2-7 June 2002.

- [40] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman, and D. Denniston, "**Performance of Low-Loss RF MEMS Capacitive Switches**", Microwave and Guided Wave Letters, IEEE, Vol. 8, No. 8, pp. 269-271, August 1998.
- [41] Ehmke et al., "**Method and apparatus for switching high frequency signals**", United State Patent 6,391,675, Texas Instruments Inc, 21 May 1999.
- [42] C. H. Chang, J. Y. Qian, B. A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H. K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis, and G. P. Li, "**RF MEMS capacitive switches fabricated with HDICP CVD SiNx**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 231-234, Seattle, Washington, USA, 2-7 June 2002.
- [43] H.-P. Chang, J. Qian, B. A. Cetiner, F. De Flaviis, M. Bachman, and G. P. Li, "**RF MEMS switches fabricated on microwave-laminate printed circuit boards**", Electron Device Letters, IEEE, Vol. 24, Issue 4, pp. 227-229, April 2003.
- [44] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "**Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches**", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, Issue 1, pp. 259-270, Jan. 2003.
- [45] S. P. Pacheco, L. P. B. Katehi, and C. T.-C. Nguyen, "**Design of Low Actuation Voltage RF MEMS Switch**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 165-168, Boston, Massachusetts, USA, 11-16 June 2000.
- [46] G. Wang, S. Barstow, A. Jeyakumar, J. Papapolymerou, and C. Henderson, "**Low Cost RF MEMS Switches Using Photodefinable Mixed Oxide Dielectrics**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 1633-1636, Philadelphia, Pennsylvania, 8-13 June 2003.
- [47] D. Balaraman, S. K. Bhattacharya, F. Ayazi, and J. Papapolymerou, "**Low-Cost Low Actuation Voltage Copper RF MEMS Switches**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 1225-1228, Seattle, Washington, USA, 2-7 June 2002.
- [48] J. M. Huang, K. M. Liew, C. H. Wong, S. Rajendran, M. J. Tan, and A. Q. Liu, "**Mechanical design and optimization of capacitive micromachined switch**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science S.A., Vol. 93, Issue 3, pp. 273-285, 15 October 2001.
- [49] J.-Y. Park, G.H. Kim, K.W. Chung, and J. U. Bu, "**Electroplated RF MEMS Capacitive Switches**", The Thirteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS'00, IEEE, pp. 639-644, Miyazaki, Japan, 23-27 Jan. 2000.
- [50] J.-Y. Park, G.H. Kim, K.W. Chung, and J. U. Bu, "**Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches**", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science S.A., Vol. 89, Issues 1-2, pp. 88-94, 20 March 2001.
- [51] D. Becher, R. Chan, M. Hattendorf, and M. Feng, "**Reliability Study of Low-Voltage RF MEMS Switches**", 2002 GaAsMANTECH Conference, [http://www.gaasmantech.org/digest/2002/03e\\_abs.htm](http://www.gaasmantech.org/digest/2002/03e_abs.htm), 2002.
- [52] D. Hyman, A. Schmitz, B. Warneke, T. Y. Hsu, J. Lam, J. Brown, J. Schaffner, A. Walston, R. Y. Loo, G. L. Tangonan, M. Mehregany, and J. Lee, "**GaAs-compatible surface-micromachined RF MEMS switches**", Electronics Letters, IEEE, Vol. 35, Issue 3, pp. 224-226, 4 Feb. 1999.

- [53] B. Ducarouge, E. Perret, F. Flourens, H. Aubert, J. W. Tao, X. Chauffleur, J.P. Fradin, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, and R. Plana, "*Design of MEMS-based microwave and millimeterwave switches for high power applications*", International Semiconductor Conference, CAS 2003, IEEE, Vol. 1, pp. 61-64, 28 Sept.-2 Oct. 2003.
- [54] S.-C. Shen and M. Feng, "*Low Actuation Voltage RF MEMS Switches With Signal Frequencies From 0.25 GHz to 40 GHz*", International Electron Devices Meeting, IEDM Technical Digest, IEEE, pp. 689-692, Washington, DC, USA, 5-8 Dec 1999.
- [55] J. Oberhammer and G. Stemme, "*Low-Voltage High-Isolation DC-to-RF MEMS Switch Based on an S-shaped Film Actuator*", Transactions on Electron Devices, IEEE, Vol. 51, Issue 1, pp. 149-155, January 2004.
- [56] J. Oberhammer and G. Stemme, "*S-shaped film actuator for low-voltage high-isolation MEMS metal contact switches*", 17th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS'04, IEEE, pp. 637-640, Maastricht, The Netherlands, 25-29 Jan. 2004.
- [57] J. Oberhammer and G. Stemme, "*Design and fabrication aspects of an S-shaped film actuator based DC to RF MEMS switch*", Journal of Microelectromechanical Systems, IEEE, Vol. 13, No. 3, pp. 421-428, June 2004.
- [58] J. Oberhammer, B. Lindmark and G. Stemme, "*RF characterization of low-voltage high-isolation MEMS series switch based on a S-shaped film actuator*", Proceedings of the 2003 Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC 2003, SBMO/IEEE MTT-S International, Vol. 1, pp. 537-540, Foz do Iguaçu, Brazil, 20-23 Sept. 2003.
- [59] D. Hah, E. Yoon and S. Hong, "*A low voltage actuated micromachined microwave switch using torsion springs and leverage*", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 157-160, Boston, Massachusetts, USA, 11-16 June 2000.
- [60] D. Hah and S. Hong, "*A low-voltage actuated micromachined microwave switch using torsion springs and leverage*", Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, Vol.48, Issue 12, pp. 2540-2545, Dec. 2000.
- [61] B. Schauwecker, K. M. Strohm, T. Mack, W. Simon and J.-F. Luy, "*Serial combination of ohmic and capacitive RF MEMS switches for large broadband applications*", Electronics Letters, IEEE, Vol. 40, No. 1, pp. 44-46, 8 Jan. 2004.
- [62] F. Plötz, S. Michaelis, G. Fattinger, R. Aigner, and R. Noé, "*Performance and Dynamics of a RF MEMS Switch*", The 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, TRNSDUCER'01 EUROSENSORS XV, Munich, Germany, June 10 - 14, 2001.
- [63] F. Plötz, S. Michaelis, R. Aigner, H.-J. Timme, J. Binder, and R. Noe, "*A low-voltage torsional actuator for application in RF-microswitches*", Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science B.V., Vol. 92, Issues 1-3, pp. 312-317, 1 August 2001.
- [64] T. Seki, S. Sato, T. Masuda, I. Kimura, and K. Imanaka, "*Low-loss RF MEMS metal-to-metal contact switch with CSP structure*", The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, TRANSDUCERS'03, Vol. 1, pp. 340-341, Boston, USA, 8-12 June 2003.
- [65] K. Lee, R. Liu, and B. C. Kim, "*Double beam RF MEMS switches for wireless applications*", Electronics Letters, Vol. 39, No. 6, pp. 532-533, 20th March 2003.

- [66] D. Hyman and M. Mehregany, “**Contact Physics of Gold Microcontacts for MEMS Switches**”, Proceedings of the Forty-fourth IEEE Holm Conference on Electrical Contacts, IEEE, pp. 133-140, Arlington, VA USA, 26-28 Oct. 1998.
- [67] K. Akedo, H. Fujikawa, M. Suzuki, and Y. Taga, “**Highly insulated SrTiO<sub>3</sub> thin films**”, International Conference on Ion Implantation Technology Proceedings, IIT’98, Vol. 2, pp. 970-973, Kyoto, Japan, 22-26 June 1998.
- [68] J.Y. Park, G.H. Kim, K.W. Chung, and J.U. Bu, “**Fully integrated micromachined capacitive switches for RF applications**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 283-286, Boston, Massachusetts, USA, 11-16 June 2000.
- [69] L. Yu, T.R. Taylor, J.S. Speck, and R.A. York, “**High-isolation BST-MEMS switches**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 227–230, Seattle, Washington, USA, 2-7 June 2002.
- [70] Yu Liu, “**MEMS and BST Technologies for Microwave Applications**”, Thesis, University of California, Santa Barbara, USA, Sept. 2002.
- [71] T. Ozdemir, K. F. Sabet, J. L. Ebel, G. L. Creech, L. P. B. Katehi, and K. Sarabandi, “**Numerical modeling of imperfect contacts in capacitively coupled RF MEMS switches**”, Air Force Research Laboratory, <http://www.afrl.af.mil>, Wright-Patterson, Ohio, USA.
- [72] Z.J. Yao, S. Chen, S. Eshelman, D. Denniston, and C. Goldsmith, “**Micromachined low-loss microwave switches**”, Journal of Microelectromechanical Systems, IEEE, Vol. 8, No. 2, pp. 129-134, June 1999.
- [73] I. Bahl and P. Bhartia, “**Microwave Solid State Circuit Design**”, Second Edition, Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [74] L.E. Larson, R.H. Hackett, and R.F. Lohr, “**Microactuators for GaAs-based microwave integrated circuits**”, International Conference on Solid-State Sensors and Actuators - Digest of Technical Papers, TRANSDUCERS’91, pp. 743-746, 24-27 June 1991.
- [75] C. Goldsmith, T.-H. Lin, B. Powers, W.-R. Wu, and B. Norvell, “**Micromechanical Membrane Switches for Microwave Applications**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol.1, pp. 91-94, Orlando, Florida, USA, 16-20 May 1995.
- [76] S. Majumder, J. Lampen, R. Morrison, and J. Maciel, “**MEMS Switches**”, Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE, Vol. 6, No. 1, pp. 12-15, March 2003.
- [77] R.E. Mihailovich, M. Kim, J.B. Hacker, E.A. Sovero, Studer, J, J.A. Higgins, and J.F. DeNatale, “**MEM relay for reconfigurable RF circuits**”, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Vol. 11, No. 2, pp. 53-55, Feb. 2001.
- [78] C. Chang and P. Chang, “**Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss**”, Sensors and Actuators A: Physical, Elsevier Science, Vol. 79, Issue 1, pp. 71-75, 25 January 2000.
- [79] V. Milanovic, M. Maharbiz, A. Singh, B. Warneke, N. Zhou, H. K. Chan, and K. S. J. Pister, “**Microrelays for batch transfer integration in RF systems**”, The Thirteenth Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS’00, IEEE, pp. 787-792, Miyazaki, Japan, 23-27 Jan. 2000.

- [80] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and P.B. Katehi, “***MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering***”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1217-1220, Boston, Massachusetts, USA, 11-16 June 2000.
- [81] L. Buchailot, N. Rolland-Haese, and P.-A. Rolland, “***Reliability approach in the design of RF microswitches***”, Proceeding of the European Microelectronics and Packaging Conference, pp. 118-119, Strasbourg, France, 30 May - 1 June, 2001.
- [82] L. Buchailot, “***Contribution à l’introduction de concepts mécaniques dans les micro et les nano systèmes***”, Habilitation à diriger des recherches (spécialité : Sciences Physiques), Université des Sciences et Technologies de Lille, 38075.
- [83] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, “***Microstrip Lines and Slotlines – Second Edition***”, Artech House, 1996.
- [84] S. Boret, “***Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz***”, Thèse, IEMN – Université de Sciences et Technologies de Lille, France, 30 Sept. 1999.
- [85] “***CoventorWare***”, Coventor Inc., 4001 Weston Parkway, Cary, NC 27513, 2004, [www.coventor.com](http://www.coventor.com).
- [86] “***Ansoft Maxwell HFSS***”, Release 9.1, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA, 2003, [www.ansoft.com](http://www.ansoft.com).
- [87] “***ADS2002***”, Agilent Technology Inc., Palo Alto, CA, [www.agilent.com](http://www.agilent.com).



## Chapitre II

# Etude et conception des déphaseurs à commutateurs MEMS RF

### II.1 – Introduction

Les déphaseurs sont des composants essentiels dans la mise en œuvre d'antennes à balayage électronique de faisceau pour les systèmes radar et de télécommunications, et sont actuellement construits en utilisant des matériaux ferromagnétiques, des diodes PIN, des diodes varicap, ou des commutateurs à FET (MESFET, HEMT). Les déphaseurs à base de matériaux ferromagnétiques fournissent d'excellentes performances et peuvent fonctionner sous des puissances RF élevées. Les inconvénients de ces déphaseurs sont leur coût de fabrication et leur consommation relativement élevés. Les déphaseurs à l'état solide sont considérablement utilisés dans les systèmes à réseaux déphasés modernes. Les circuits à diodes PIN consomment plus d'énergie que les déphaseurs à FET, mais permettent d'obtenir des pertes plus faibles et supportent des niveaux de puissance très élevés, notamment aux fréquences millimétriques. L'avantage des déphaseurs à FET est qu'ils peuvent être intégrés avec les amplificateurs à gain variable en technologie MMIC sur la même puce et en face arrière des éléments rayonnants, réduisant ainsi les coûts d'assemblage des systèmes à réseaux déphasés.

Les déphaseurs peuvent être classés en deux catégories : les déphaseurs analogiques et les déphaseurs numériques. Les déphaseurs analogiques permettent d'obtenir une variation continue du déphasage de  $0^\circ$  à  $360^\circ$ , correspondant à la variation continue du signal de contrôle. Les déphaseurs numériques fournissent un ensemble de valeurs discrètes de déphasage, qui sont sélectionnées, dans la majorité des cas, par une combinaison de signaux de contrôle numériques. Un déphaseur N-bits permet de sélectionner une valeur de déphasage parmi  $2^N$  valeurs prédéfinies, typiquement constituées par une combinaison des valeurs  $11.25^\circ$ ,  $22.5^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . Les déphaseurs numériques trouvent ainsi de nombreuses applications dans les systèmes d'antennes à réseaux déphasés pour lesquels ils sont mieux adaptés, du fait de leur parfaite compatibilité avec le contrôle du balayage par microprocesseur.

La réponse de la phase en fonction de la fréquence peut être constante ou linéaire. Les circuits à phase constante sont utilisés pour le traitement du signal dans les applications radar, les composants (mélangeurs SSB (Single Side Band), modulateurs vectoriels, amplificateurs équilibrés, etc.) et systèmes de communications large bande, et les systèmes d'instrumentation de haute précision. Pour ce type de déphaseur, les techniques des réseaux commutés et des lignes chargées offrent les meilleurs résultats. Les circuits à phase linéaire sont principalement utilisés dans les réseaux déphasés TTD (True-Time-Delay), notamment dans ceux couvrant une largeur de bande importante, et peuvent être réalisés en utilisant le concept de lignes commutées.

Les déphaseurs à semi-conducteurs sont bien avancés : des circuits 5 ou 6 bits, présentant d'excellentes performances, sont disponibles pour la plage 5–20 GHz. Les déphaseurs à diodes PIN et à FET peuvent couvrir la bande 1–100 GHz, bien que les pertes augmentent avec la fréquence et deviennent très pénalisantes sur la bande 30–100 GHz où elles atteignent 7–10 dB en fonction du nombre de bits. Les temps de commutation de ces circuits sont très faibles, de l'ordre de 1 à 50 ns, en fonction de la puissance RF et de la taille des composants semi-conducteurs. Le tableau 2.1, issu de la référence [1], présente un résumé des derniers résultats obtenus sur les déphaseurs à diodes PIN et à FET sur substrat GaAs.

Les commutateurs MEMS, qui présentent des pertes et des consommations extrêmement faibles, peuvent avantageusement remplacer les composants électroniques dans la fabrication des déphaseurs. De plus, comme la capacité d'un commutateur MEMS à l'état haut est très petite, un déphaseur à MEMS offre de bonnes performances sur une bande plus large par rapport à un circuit équivalent utilisant des composants semi-conducteurs. C'est pour ces raisons que le développement des déphaseurs à MEMS a progressé très rapidement durant ces trois dernières années avec des résultats exceptionnels sur les pertes de 8 à 75 GHz. Par ailleurs, l'intégration monolithique des déphaseurs à MEMS avec les amplificateurs, les oscillateurs et les mélangeurs est possible et permet de réduire le coût global et la complexité des antennes à balayage électronique. Cependant, les temps de commutation des micro-commutateurs à déflexion électrostatique sont assez élevés ( $\approx \mu\text{s}$ ) ce qui peut limiter leur champ d'application.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons, dans un premier temps, aux divers concepts de déphaseurs à MEMS, tous issus des déphaseurs à semi-conducteurs. Pour chacun d'eux, des exemples de réalisation relevés dans la littérature viendront compléter la présentation du principe de fonctionnement, et un état de l'art sera dressé sous forme de tableaux. Dans une seconde partie, nous présentons le déphaseur à MEMS que nous avons conçu à l'IEMN.

Auteurs	Topologie du déphaseur Composant – substrat	Type de déphasage	Fréquence (GHz)	Erreur de phase	Perte (dB)	Variation d'amplitude (dB)	Surface (mm <sup>2</sup> )
Nakajima et al.	Réflexion FET – Céramique	Numérique (3 bits)	1,5–1,6	$\pm 10^\circ$	1,7	$\pm 0,2$	60 x 50
Kato et al.	Filtres commutés FET – Verre époxy	Numérique (5 bits)	Bande L	2,4° rms	8,2	$\pm 0,5$	36 x 15
Andricos et al.	Ligne chargée + réflexion FET – GaAs	Numérique (6 bits) Phase constante	5–6	$\pm 5^\circ$	8,7	—	9,5 x 4
Murphy et al.	Ligne chargée + réflexion PIN – GMIC	Numérique (6 bits) Phase constante	6–18	3,5° rms	5,3	$\pm 0,3$	25 x 8,2
Wilson et al.	Réflexion PIN – GaAs	Numérique (4 bits) Phase linéaire	8–12	—	4	$\pm 1$	3,7 x 2,3
Coats et al.	Filtres commutés PIN – GaAs	Numérique (5 bits) Phase constante	7–12	—	4,7	$\pm 0,7$	6,6 x 3,8
Boire and Marion	Réflexion + filtres commutés FET – GaAs	Numérique (5 bits) Phase constante	6–18	3° rms	13	0,4 rms	4,2 x 3,8
Wallace et al.	Filtres commutés FET – GaAs	Numérique (4 bits) Phase constante	11,7–12,7	$\pm 2^\circ$	6	$\pm 0,3$	1,3 x 1
Glance	Réflexion PIN – Silicium	Numérique (4 bits) Phase constante	11,7–12,7	—	1,6	$\pm 0,2$	50 x 20
Glance	Réflexion PIN – Silicium	Numérique (4 bits) Phase constante	14–14,45	$\pm 6^\circ$	1,4	$\pm 0,1$	42,5 x 17
Chen et al.	Réflexion Diode varicap – GaAs	Analogique (360°) Phase constante	16–18	—	4,2	$\pm 0,9$	2 x 6
Campbell and Brown	Filtres commutés FET – GaAs	Numérique (5 bits) Phase constante	17–21	3° rms	5	$\pm 0,6$	1,7 x 0,75
Schindler and Miller	Filtres commutés FET – GaAs	Numérique (3 bits) Phase constante	18–40	10° rms	9	$\pm 1,0$	2,1 x 1,3
Penn	Réflexion + filtres commutés pHEMT – GaAs	Numérique (4 bits) Phase constante	28–36	$\pm 10^\circ$	8	$\pm 1,0$	3,1 x 1,3
Teeter et al.	Filtres commutés PIN – GaAs	Numérique (3 bits) Phase constante	30–36	$\pm 10^\circ$	7	$\pm 1,0$	—
Maruhashi et al.	Filtres commutés FET – GaAs	Numérique (4 bits) Phase constante	33–36	3,3° rms	15	0,9 rms	2,5 x 2,2
Takasu et al.	Ligne chargée + réflexion PIN – GaAs	Numérique (3 bits) Phase constante	34–36	9,5° rms	3,8	$\pm 1,0$	3,5 x 2,5
Aust et al.	Lignes commutées FET – GaAs	Numérique (3 bits) Phase linéaire	43–45	$< 7^\circ$	7,5	$\pm 0,5$	2,8 x 2,0
Dunn et al.	Lignes commutées FET – GaAs	Numérique (4 bits) Phase linéaire	42–46	3,3°	10,5	$\pm 1,0$	2,5 x 1,3
Jacomb-Hood et al.	Réflexion PIN – GaAs	Numérique (3 bits) Phase linéaire	61–64	5,2° rms	8,8	$\pm 1,8$	3,2 x 1,9
Weinreb et al.	Réflexion Diode varicap – GaAs	Analogique Phase constante	75–110		8,7	$\pm 2,5$	2 x 0,9
Zuefle et al.	Ligne chargée FET – GaAs	Numérique (4 bits) Phase constante	92–96	2,1° rms	12,4	$\pm 0,8$	2,5 x 1

**Tableau 2.1** : Performances des derniers déphaseurs à composants semi-conducteurs (tableau issu de la référence [1]).

## II.2 – Déphaseurs en transmission

Les déphaseurs en transmission représentent l'une des deux grandes classes de déphaseurs hyperfréquences. Dans ce type de déphaseurs, le signal traverse un circuit de déphasage qui peut être une simple ligne de longueur appropriée, une ligne perturbée par des charges périodiques ou non, ou encore un filtre passe-bas ou passe-haut. La valeur du déphasage peut être ajustée de façon analogique ou numérique en faisant varier la charge de la ligne ou en commutant différents circuits de déphasage. Les paragraphes suivants présentent les principes de fonctionnement des déphaseurs en transmission à MEMS RF qui peuvent être classés en quatre sous-catégories :

- ✓ Les déphaseurs à lignes commutées
- ✓ Les déphaseurs à réseaux commutés
- ✓ Les déphaseurs à ligne chargée
- ✓ Les déphaseurs à ligne distribuée

Pour chacune de ces catégories, des exemples de réalisation seront présentés. A la fin de chaque paragraphe, nous avons également répertorié, sous forme de tableau, les performances publiées pour chacun de ces types de déphaseurs.

### II.2.1 – Déphaseurs à lignes commutées

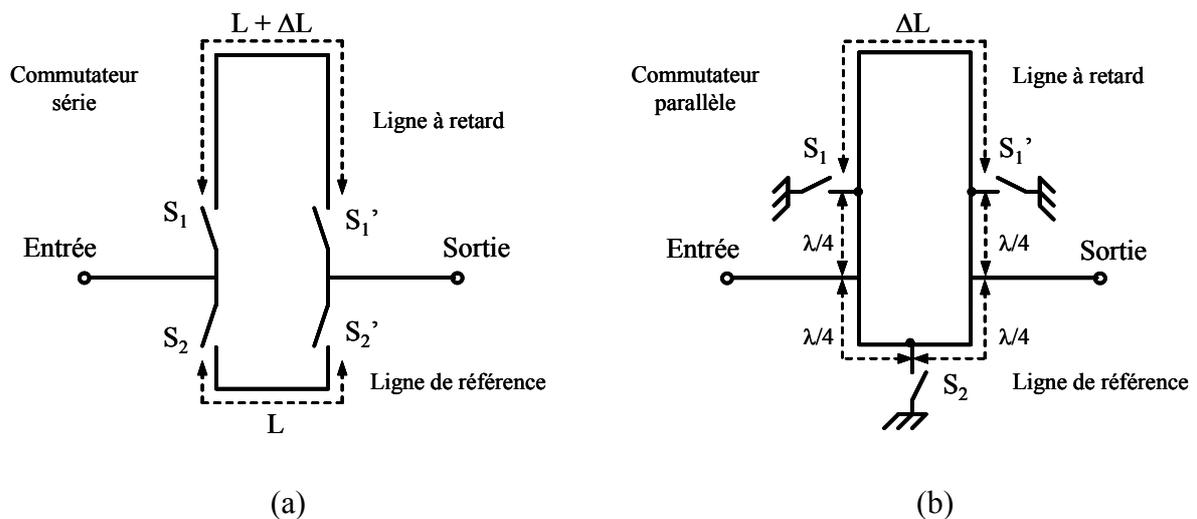
L'une des méthodes les plus simples pour concevoir un déphaseur numérique consiste à utiliser la technique des lignes à retard commutées. Dans ce cas, chaque bit de retard est implémenté séparément, sous forme de section, et un déphaseur N-bits est construit en utilisant N sections mises en cascade. Chaque section est constituée de deux trajets et de commutateurs MEMS deux voies de type SPDT (single-pole double throw), qui routent le signal RF vers l'un ou l'autre de ces trajets de longueurs différentes. L'un des deux trajets est pris comme référence et sa longueur fournit le déphasage de référence. L'autre trajet est plus long, d'une longueur  $\Delta L$  correspondant au déphasage,  $\Delta\phi$ , souhaité. Le déphasage relatif entre les deux trajets commutés est défini par :

$$\Delta\phi = \beta\Delta L \quad (2.1)$$

où  $\beta$  est la constante de phase de la ligne de transmission.

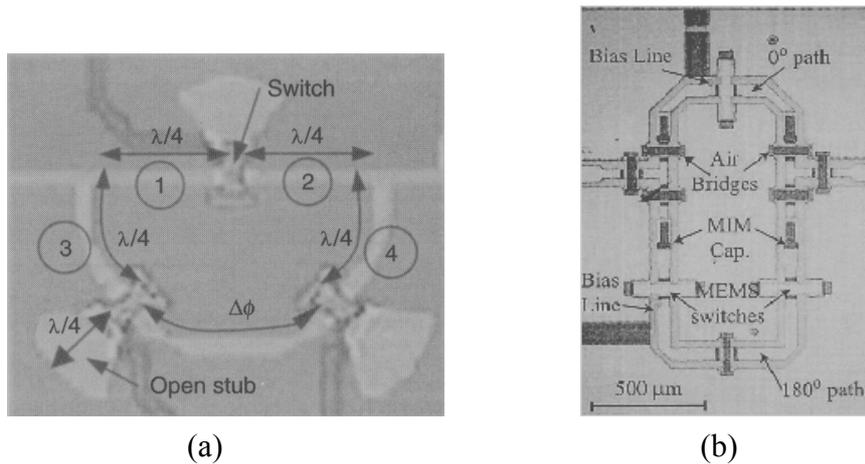
La figure 2.1 illustre ce type de section dans le cas d'utilisation de commutateurs séries et parallèles. Les réalisations à base de commutateurs séries utilisent généralement quatre commutateurs [5–7] : lorsque les commutateurs  $S_1$  et  $S_1'$  sont actionnés,  $S_2$  et  $S_2'$  ne le sont

pas, et inversement. Il est possible de réduire le nombre de commutateurs à trois par section si la dimension électrique de la ligne de référence est courte à la fréquence de travail. Dans ces conditions, un seul commutateur est placé au milieu de la ligne de référence. Lorsque ce commutateur est ouvert, les *stubs* ouverts connectés aux jonctions en T seront suffisamment courts pour ne pas perturber le fonctionnement du circuit [15, 16]. Le nombre de commutateurs par section peut aussi être réduit à trois en utilisant des commutateurs parallèles placés à une distance de  $\lambda/4$  des jonctions en T [8, 47]. Dans ce cas (cf. Figure 2.1b), quand les commutateurs  $S_1$  et  $S_1'$  sont actionnés,  $S_2$  ne l'est pas, et inversement. Lorsqu'un commutateur parallèle est actionné, il crée un court-circuit RF entre la ligne de transmission et la masse qui, ramené au niveau de la jonction en T, équivaut à un circuit ouvert. En prenant une longueur de référence de  $\lambda/2$ , il est possible d'activer ou de désactiver la ligne de référence en plaçant un seul commutateur parallèle en son milieu : lorsque le commutateur est actionné, il ramène des circuits ouverts sur chacune des jonctions en T, qui rendent "invisible" la ligne de référence. Le signal RF est alors transmis à travers la ligne à retard. Lorsque c'est  $S_1$  et  $S_1'$  qui sont actionnés, la ligne à retard devient "invisible" à son tour et le signal passe par la ligne de référence.



**Figure 2.1** : Principe d'une section de déphasage 1 bit à lignes commutées à commutateurs séries (a) et à commutateur parallèle (b).

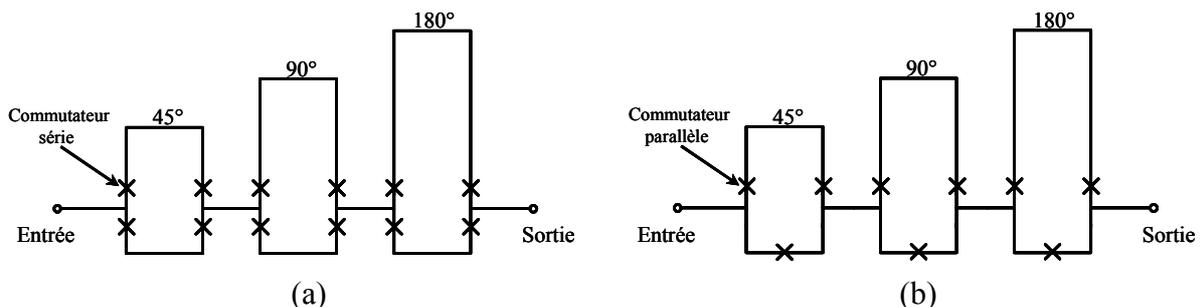
Bien que les lignes de transmission utilisées pour les déphaseurs à lignes commutées soient le plus fréquemment des lignes micro-ruban [5–7, 10–13, 47], les lignes coplanaires peuvent aussi être employées [8, 9]. Ces dernières sont d'ailleurs particulièrement bien adaptées à l'utilisation de commutateurs parallèles. Des sections de déphasage 1 bit à trois commutateurs parallèles, réalisées par Raytheon sur ligne micro-ruban et par l'Université du Michigan sur lignes coplanaires sont présentées sur la figure 2.2.



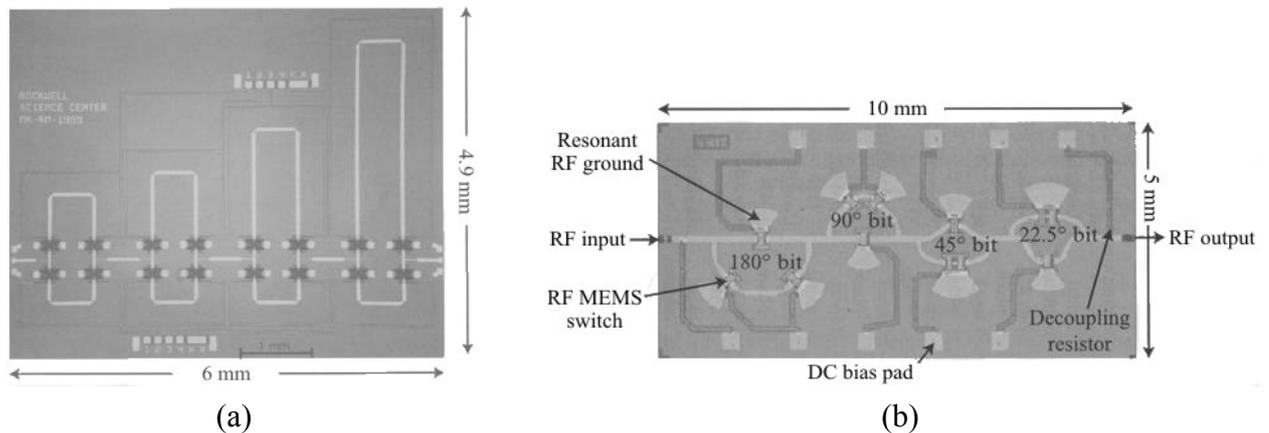
**Figure 2.2 :** Sections de déphasage 1 bit à trois commutateurs réalisées par Raytheon [10, 11] sur ligne micro-ruban (a) et par l'université du Michigan [8] sur ligne coplanaire (b).

L'utilisation de commutateurs parallèles sur des lignes micro-ruban nécessite une connexion des ponts à la masse, ce qui peut être réalisé soit en utilisant des trous métallisés qui augmentent la complexité et les coûts de fabrication [12, 13, 15, 16], soit en connectant les ponts à des *stubs* ouverts quart d'onde qui se comportent comme des masses virtuelles au niveau du pont. L'inconvénient de cette dernière solution réside dans une forte réduction de la largeur de bande. Pour pallier ce problème, Raytheon utilise des *stubs* papillon  $\lambda/4$  (cf. Figure 2.2a), mais la largeur de bande reste limitée à environ 5 % [10, 11].

Pour obtenir un déphaseur N-bits, plusieurs sections avec des déphasages différents sont cascadées comme le montre la figure 2.3. En général, pour un déphaseur 3 bits, les déphasages des différentes sections sont de  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . En combinant ces déphasages, il est possible d'obtenir huit états de phase compris entre  $0^\circ$  à  $315^\circ$  par pas de  $45^\circ$ . Notons que le déphasage relatif nul correspond au passage du signal à travers tous les trajets de référence. La figure 2.4 présente deux déphaseurs 4 bits à lignes commutées : celui réalisé par Rockwell utilise des commutateurs séries, alors que Raytheon a préféré des commutateurs parallèles. Le déphasage obtenu augmente linéairement avec la fréquence comme c'est typiquement le cas pour toutes les techniques de ligne à retard utilisant des lignes de transmission à dispersion minimale.



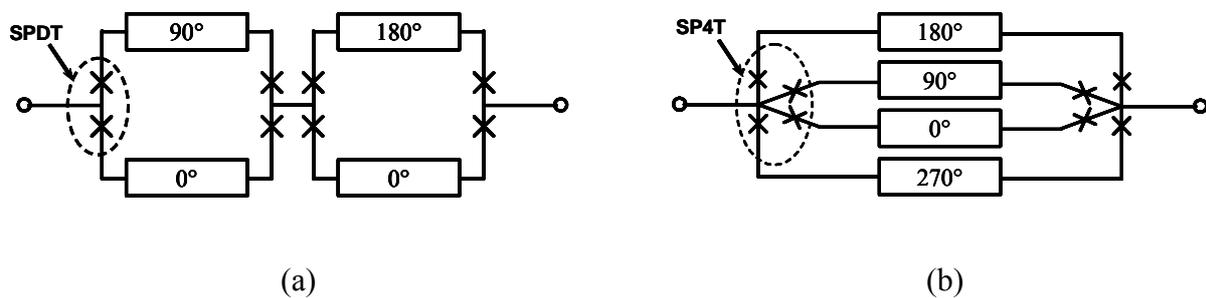
**Figure 2.3 :** Principe des déphaseurs à lignes commutées N bits à commutateurs séries (a) et parallèles (b).



**Figure 2.4 :** Déphaseurs 4 bits à lignes commutées réalisés par Rockwell avec des commutateurs séries [5] (a) et par Raytheon avec des commutateurs parallèles [10, 11] (b).

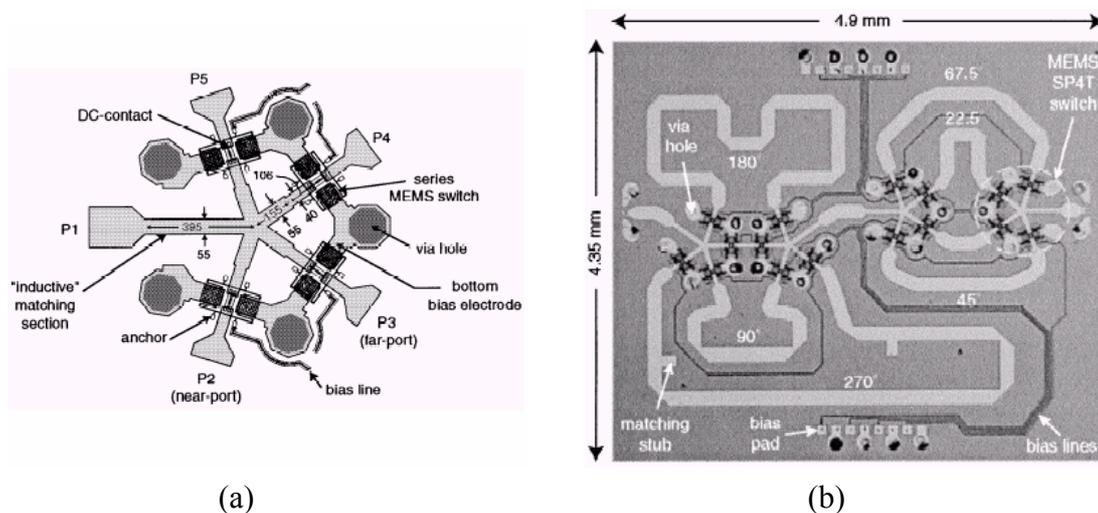
Dans le cas de l'utilisation de commutateurs SPDT, les performances du déphaseur dépendent fortement de la conception des jonctions en T, puisque pour chaque état de phase, le signal RF doit traverser  $2N$  commutateurs et  $2N$  jonctions en T ( $N$  étant le nombre de bits). Dans ce type de déphaseur, la largeur de bande relative est limitée à environ 20 % par les jonctions en T [1]. Dans le cas de l'utilisation de commutateurs séries, pour compenser la désadaptation introduite par les *stubs* ouverts de la ligne non-connectée (qui doivent être le plus court possible), un circuit d'adaptation à inductance série peut être placé devant chaque jonction en T (cf. Figure 2.4a). Ceci permet d'élargir la bande fréquentielle du déphaseur qui peut atteindre des performances correctes jusqu'à 40 GHz [5].

La perte d'insertion d'un déphaseur à lignes commutées est principalement due aux pertes des commutateurs et aux pertes métalliques. Pour obtenir un circuit à faible perte, il est donc nécessaire de réduire au maximum les longueurs des lignes de transmission en les disposant de manière à obtenir un circuit le plus compact possible. La diminution de la perte d'insertion peut aussi être obtenue en réduisant le nombre de commutateurs sur le trajet entre l'entrée et la sortie du déphaseur. L'Université du Michigan et Rockwell ont développé récemment une nouvelle topologie de déphaseur à lignes commutées qui repose sur l'utilisation de commutateurs quatre voies de type SP4T (single-pole four-throw) [12, 13]. Ces commutateurs permettent de concevoir des sections à quatre lignes de transmission : une ligne sert de référence, les trois autres de lignes à retard. Une section correspond ainsi à un déphaseur 2 bits. La figure 2.5 compare les principes des déphaseurs utilisant des commutateurs SPDT et SP4T. L'avantage du déphaseur à commutateurs SP4T est la réduction par un facteur 2 du nombre de commutateurs traversés par le signal RF entre l'entrée et la sortie du déphaseur. De plus, pour un déphasage donné, les lignes à retard qui ne sont pas traversées par le signal ne sont pas systématiquement remplacées par une ligne de référence. Ainsi, les pertes du déphaseur peuvent être fortement réduites. Notons, toutefois, que celles-ci fluctuent en fonction de la longueur de la ligne à retard traversée, et dépendent donc de l'état de phase du déphaseur. Pour s'affranchir de ce phénomène, il faudra prévoir un circuit de compensation des pertes à la sortie du déphaseur.



**Figure 2.5 :** Topologies de déphaseurs 2 bits à lignes commutées utilisant des commutateurs SPDT (a) et SP4T (b).

Des déphaseurs 2 bits et 4 bits (deux sections cascadées) ont été réalisés avec des SP4T. La perte d'insertion moyenne mesurée du déphaseur 2 bits est d'environ 0,62 dB sur la bande 8-12 GHz, et celle du déphaseur 4 bits, présenté sur la figure 2.6b, est comprise entre 1 dB et 1,6 dB sur la même plage fréquentielle. Ces déphaseurs sont à l'état de l'art en ce qui concerne les pertes des déphaseurs 2 et 4 bits.



**Figure 2.6 :** Principe du commutateur SP4T (a) et déphaseur 4 bits à lignes commutées réalisé par l'Université de Michigan et Rockwell [12,13] (b).

Le tableau 2.2 résume les performances des principaux déphaseurs à lignes commutées à MEMS, présentés dans la littérature. Dans ce tableau, les déphaseurs sont classés en fonction de leur nombre de bits et de leur fréquence de travail.

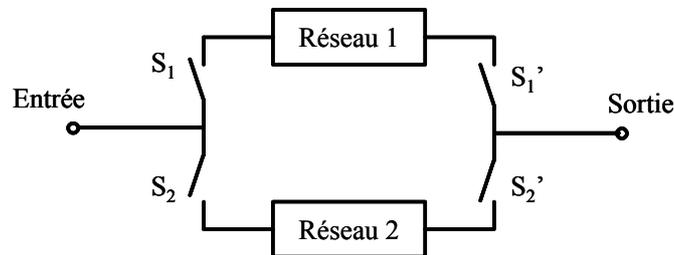
Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[9]	Lignes CPW Commutateurs parallèles capacitifs 25–30 V	1 bit Déphasage linéaire 0°/180° @ 35 GHz	35 GHz	< 1 dB @ 35 GHz	—	+ 5° @ 35 GHz	—
[8]	Lignes CPW Commutateurs parallèles capacitifs	1 bit Déphasage linéaire 0°/90° @ 90 GHz	Bande W (75–110 GHz)	1,75 dB rms sur 75–97 GHz	< -10 dB sur 75–100 GHz	+ 9° @ 90 GHz	1,3 mm x 2,3 mm
[8]	Lignes CPW Commutateurs parallèles capacitifs	1 bit Déphasage linéaire 0°/180° @ 90 GHz	Bande W (75–110 GHz)	1,75 dB rms sur 75–97 GHz	< -10 dB sur 75–100 GHz	+ 22° @ 90 GHz	1,3 mm x 1,85 mm
[12] [13]	Lignes micro-ruban Commutateurs séries SP4T	2 bits Déphasage linéaire 0°/90°/180°/270° @ 10 GHz	Bande X (8–12 GHz)	0,31 dB min (0°) @ 11,5 GHz 0,94 dB max (270°) @ 9,5 GHz 0,85 dB @ 18 GHz 0,5 à 0,6 dB rms sur 8–12 GHz < 1,2 dB sur 0–18 GHz pour tous les états de phase	< -17 dB sur 8–12 GHz < -10,5 dB sur 0–18 GHz pour tous les états de phase	+0,1° (90°) @ 10,25 GHz -2,2° (180°) @ 10,25 GHz +2,0 (270°) @ 10,25 GHz	2,5 mm x 4,8 mm
[5]	Lignes micro-ruban Commutateurs séries 75 V	3 bits Déphasage linéaire Pas de 45° @ 35 GHz Déphasage max. = 315°	Bande Ka (0 - 40 GHz)	< 2,46 dB @ 35 GHz pour tous les états de phases	< -15 dB sur toute la bande et pour tous les états de phase	5,1° max. @ 35 GHz 2,8° rms pic @ 38 GHz 2,0° rms moy. sur 0–40 GHz	3,5 mm x 2,6 mm
[10] [11]	Lignes micro-ruban Commutateurs parallèles capacitifs 45 V	3 bits 0°/45°/90°/180°	34 GHz	1,4 dB @ 34 GHz pour 0° 2,2 dB @ 34 GHz pour 315° 1,7 dB rms @ 34 GHz	< -13 dB @ 34 GHz pour tous les états de phase	-13,1° (45°) @ 34 GHz +1,2° (90°) @ 34 GHz -7,6° (180°) @ 34 GHz	—
[13]	Lignes micro-ruban Commutateurs séries SP4T	4 bits (2 x 2 bits) Déphasage linéaire 0°/90°/180°/270° 0°/22,5°/45°/67,5°	Bande X (8–12 GHz)	1,0 dB @ 8 GHz 1,2 dB @ 10 GHz 1,6 dB @ 12 GHz	< -14 dB sur 8–12 GHz pour tous les états de phase	-0,9°/+2,3° max. @ 9,97 GHz	4,35 mm x 4,9 mm
[6] [7]	Lignes micro-ruban Commutateurs séries 98 V	4 bits Déphasage linéaire Pas de 22,5° @ 10,8 GHz Déphasage max. = 343°	Bande Ka (0 - 40 GHz)	2,2 à 2,6 dB @ 10 GHz 3,6 à 4,3 dB @ 30 GHz pour tous les états de phases	< -20 dB sur toute la bande et pour tous les états de phase	—	6 mm x 5 mm
[10] [11]	Lignes micro-ruban Commutateurs parallèles capacitifs 45 V	4 bits 0°/22,5°/45°/90°/180°	34 GHz	1,8 dB @ 34 GHz pour 0° 3,0 dB @ 34 GHz pour 337,5° 2,25 dB rms @ 34 GHz	< -15 dB @ 34 GHz pour tous les états de phase	-12,1° (22,5°) @ 34 GHz -13° (45°) @ 34 GHz +2,6° (90°) @ 34 GHz -7,6 (180°) @ 34 GHz	—

**Tableau 2.2 :** Performances des déphaseurs à lignes commutées à MEMS.

L'inconvénient majeur des déphaseurs à lignes commutées est la taille des circuits, notamment lorsque des déphasages importants sont réalisés (longueurs des lignes à retard importantes). La surface d'un déphaseur 3 bits atteint typiquement une dizaine de mm<sup>2</sup> et celle d'un déphaseur 4 bits peut occuper quelques dizaines de mm<sup>2</sup>.

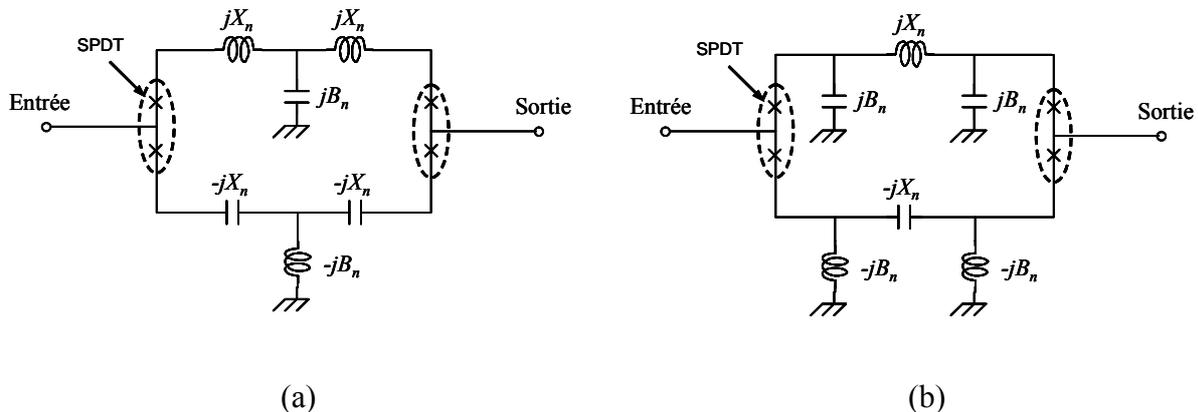
## II.2.2 – Déphaseurs à réseaux commutés

Cette classe de déphaseurs peut être considérée comme une évolution du concept des déphaseurs à lignes commutées. Le principe des déphaseurs à réseaux commutés est présenté sur la figure 2.7. Avant d'atteindre la sortie du circuit, le signal RF traverse soit le réseau 1, soit le réseau 2, ayant chacun une perte d'insertion la plus faible possible et présentant, respectivement, des retards de phase  $\phi_1$  et  $\phi_2$ . Ces réseaux peuvent être conçus pour obtenir un déphasage différentiel,  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ , variant linéairement avec la fréquence, restant constant avec la fréquence, ou suivant toute autre réponse fréquentielle nécessaire à l'application. Un déphaseur à lignes commutées est un cas particulier des déphaseurs à réseaux commutés, qui produit une variation linéaire de la phase avec la fréquence.



**Figure 2.7 :** Principe général des déphaseurs à réseaux commutés.

Les réseaux commutés, les plus fréquemment utilisés sont les filtres passe-bas / passe-haut, qui se présentent, généralement, sous la forme de cellules en T ou en  $\pi$  (cf. Figure 2.8).



**Figure 2.8 :** Principe des déphaseurs à filtres commutés utilisant des réseaux en T (a) et des réseaux en  $\pi$  (b).

Le coefficient de transmission de la cellule en T, obtenu à partir de la matrice ABCD normalisée, est donné par [2, 3]:

$$S_{21} = \frac{2}{2(1 - B_n X_n) + j(B_n + 2X_n - B_n X_n^2)} \quad (2.2)$$

où  $X_n$  et  $B_n$  sont la réactance et la susceptance normalisées, respectivement, par rapport à l'impédance  $Z_0$  et à l'admittance  $Y_0$  de la ligne de transmission.

La phase entre l'entrée et la sortie du réseau,  $\phi$ , est donnée par :

$$\phi = \tan^{-1} \left( -\frac{B_n + X_n(2 - B_n X_n)}{2(1 - B_n X_n)} \right) \quad (2.3)$$

Quand  $B_n$  et  $X_n$  changent de signe (cf. Figure 2.8), la phase  $\phi$  conserve la même valeur, mais change aussi de signe. Ainsi, le déphasage différentiel,  $\Delta\phi$ , causé par la commutation entre les réseaux passe-bas et passe-haut est donné par :

$$\Delta\phi = 2 \tan^{-1} \left( -\frac{B_n + X_n(2 - B_n X_n)}{2(1 - B_n X_n)} \right) \quad (2.4)$$

Si le déphaseur est parfaitement adapté, nous avons :

$$|S_{11}| = 0 \quad (2.5)$$

Si de plus, nous considérons le cas sans perte, nous pouvons aussi écrire :

$$|S_{11}| = \sqrt{1 - |S_{21}|^2} \quad (2.6)$$

Ce qui conduit à la relation suivante entre  $B_n$  et  $X_n$  :

$$B_n = \frac{2X_n}{X_n^2 + 1} \quad (2.7)$$

Le déphasage différentiel peut alors être exprimé en fonction de  $X_n$  :

$$\Delta\phi = 2 \tan^{-1} \left( \frac{2X_n}{X_n^2 - 1} \right) \quad (2.8)$$

Nous obtenons ainsi :

$$X_n = \tan\left(\frac{\Delta\phi}{4}\right) \quad (2.9)$$

En substituant  $X_n$  dans (2.7), nous obtenons :

$$B_n = \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (2.10)$$

Ces deux dernières équations permettent de dimensionner les éléments du circuit en fonction du déphasage différentiel souhaité.

En suivant une analyse similaire, nous aboutissons, dans le cas des filtres en  $\pi$ , aux équations suivantes :

$$B_n = \tan\left(\frac{\Delta\phi}{4}\right) \quad (2.11)$$

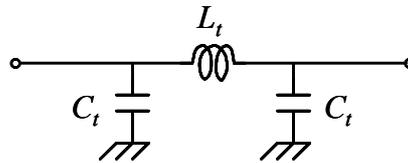
$$X_n = \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (2.12)$$

La largeur de bande de ces déphaseurs peut être examinée en considérant les variations de  $\phi_1$  et  $\phi_2$  avec la fréquence. Pour un filtre passe-bas en T, le retard de phase,  $\phi_1$ , augmente avec la fréquence, alors que pour le filtre passe-haut, l'avance de phase,  $\phi_2$ , diminue avec la fréquence. Comme  $\phi_1$  et  $\phi_2$  sont, respectivement, un retard et une avance de phase, leurs signes sont opposés et  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 = |\phi_1| + |\phi_2|$ . Ainsi, les deux variations ont tendance à se compenser l'une et l'autre, et  $\Delta\phi$  reste relativement constant en fonction de la fréquence.

Les déphaseurs à filtres commutés peuvent facilement être implémentés avec des commutateurs MEMS de type SPDT (1 vers 2). Les condensateurs et les selfs peuvent être réalisés en utilisant des éléments localisés, des lignes de transmission, ou une combinaison des deux [15, 16]. A l'heure actuelle, la plupart des déphaseurs à réseaux commutés, présentés dans la littérature, utilisent des commutateurs semi-conducteurs (cf. tableau 2.1). Les réseaux de déphasage développés pour ces applications peuvent être exploités dans de nouvelles conceptions de déphaseurs à base de commutateurs MEMS.

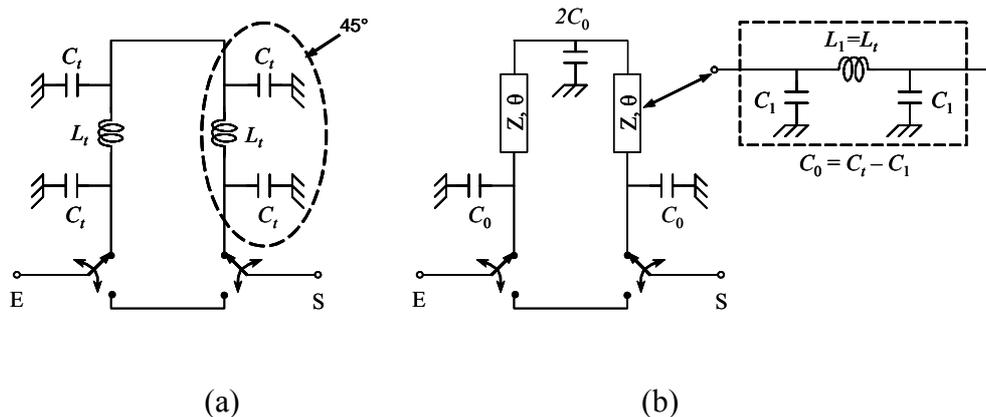
Pour remédier au problème de taille des déphaseurs à lignes commutées, l'Université du Michigan et Rockwell ont développé des déphaseurs 2 bits et 4 bits à réseaux commutés utilisant une approche semi-localisée [15, 16]. Le déphasage différentiel est obtenu en

commutant entre une simple ligne de référence (déphasage nul) et un réseau déphaseur en  $\pi$  à éléments localisés identique à celui représenté sur la figure 2.9.



**Figure 2.9 :** Réseau déphaseur en  $\pi$  à éléments localisés [15, 16].

Afin d'obtenir un déphaseur faible perte, l'inductance localisée est remplacée par une ligne de transmission à faible perte et deux condensateurs MIM (Metal Insulator Metal) (cf. Figure 2.10b). L'étude menée sur des réseaux déphaseurs de  $45^\circ$  et  $90^\circ$  a montré que la mise en cascade de deux réseaux  $45^\circ$  permet d'obtenir une bande passante plus large et une meilleure linéarité de phase que dans le cas où un seul circuit  $90^\circ$  est utilisé, ce qui s'explique par l'augmentation de la nature "distribuée" du circuit. Une cascade de quatre réseaux  $22,5^\circ$  donne une bande passante encore plus large, mais les condensateurs MIM deviennent trop petits pour rester compatibles avec les procédés de fabrication des MMIC. Par conséquent, le réseau  $45^\circ$  a été utilisé comme brique de base pour la conception de réseaux déphaseurs de  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . La section correspondant au bit de phase  $90^\circ$  est schématisée sur la figure 2.10.



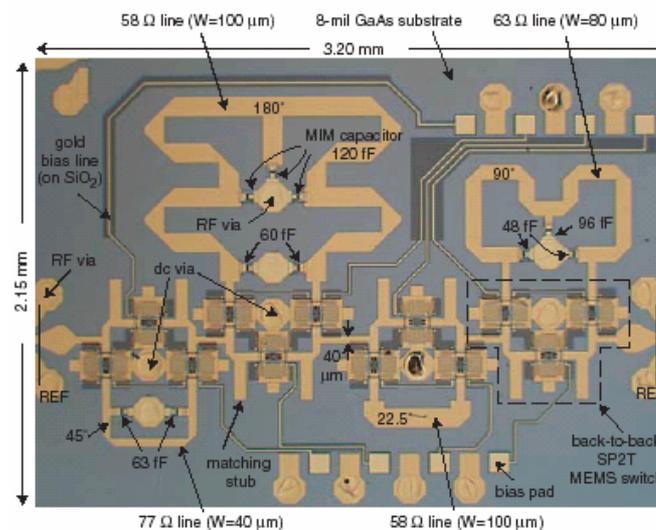
**Figure 2.10 :** Circuit équivalent du bit de phase  $90^\circ$  utilisant deux réseaux  $45^\circ$  cascades (a), et transformation équivalente en réseau semi-localisée (b) [15, 16].

A la fréquence centrale du circuit, la ligne de transmission est équivalente à un réseau en  $\pi$  ( $L_1, C_1$ ). Ainsi, une partie de la capacité d'origine  $C_t$  du réseau à éléments localisés est réalisée par la capacité  $C_1$  de la ligne de transmission. L'impédance,  $Z$ , et la longueur électrique,  $\theta$ , de la ligne de transmission sont calculées en utilisant les relations :

$$\begin{cases} 1 - \omega^2 L_1 C_1 = \cos \theta \\ Z^2 \sin \theta - \omega Z \left( Z_0^2 (2C_1 - \omega^2 C_1^2 L_1) + L_1 \right) + Z_0^2 \sin \theta = 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

La valeur de  $C_0$  peut être choisie arbitrairement, mais une valeur élevée se traduit par une ligne de transmission haute impédance. Bien qu'une impédance de ligne très élevée favorise la conception de circuits relativement compacts, elle se traduit aussi par une ligne très étroite qui fournit des pertes de conduction élevées. Par conséquent, une ligne de transmission de largeur modérée ( $Z = 55$  à  $65 \Omega$ ) est choisie pour minimiser les pertes, tout en gardant des valeurs de capacités MIM suffisamment importantes pour rester compatible avec les procédés de fabrication MMIC.

La taille du déphaseur 2 bits est de  $1,95 \text{ mm} \times 2,49 \text{ mm}$ , et celle du déphaseur 4 bits, présenté sur la figure 2.11, n'est que de  $2,15 \text{ mm} \times 3,20 \text{ mm}$ . Ces tailles extrêmement réduites placent ces deux circuits à l'état de l'art des déphaseurs à MEMS en bande X. Ces déphaseurs atteignent d'excellentes performances sur une largeur de bande relative de 40 % autour de 10 GHz (cf. tableau 2.3).



**Figure 2.11** : Déphaseur 4 bits miniature à réseaux semi-localisés réalisé par l'Université du Michigan et Rockwell [16].

Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[15]	Lignes micro-ruban Réseaux semi-localisée Commutateurs séries	2 bits Déphasage linéaire $0^\circ/90^\circ/180^\circ/270^\circ$	Bande X (10 GHz)	0,70 dB rms @ 9,45 GHz 0,81 dB rms sur 6–14 GHz pour tous les états de phase	< -14 dB sur 6–14 GHz pour tous les états de phase	-1,3° (90°) @ 9,45 GHz +1° (180°) @ 9,45 GHz -0,6° (270°) @ 9,45 GHz	2,49 mm x 1,95 mm
[16]	Lignes micro-ruban Réseaux semi-localisée Commutateurs séries	4 bits Déphasage linéaire $0^\circ/22,5^\circ/45^\circ/90^\circ/180^\circ$	Bande X (10 GHz)	1,33 dB rms @ 8 GHz 1,47 dB rms @ 9,42 GHz 1,64 dB rms @ 12 GHz	< -10,5 dB sur 0–12 GHz pour tous les états de phase	2,0° rms @ 9,42 GHz -3,3°/+2,7° max. @ 9,42 GHz	3,2 mm x 2,15 mm

**Tableau 2.3** : Performances des déphaseurs à réseaux commutés à MEMS.

### II.2.3 – Déphaseurs à ligne chargée

Les déphaseurs à lignes chargées ont été considérablement étudiés dans les années 1960 et 1970. Plus récemment, la technologie des composants MEMS RF a donné un nouvel attrait à ce type de déphaseurs. Le mécanisme de déphasage dans ce type circuit est basé sur la charge d'une ligne de transmission uniforme par une petite réactance, comme illustré sur la figure 2.12. Le signal transmis sur la ligne subit un déphasage,  $\Delta\phi$ , qui dépend de la susceptance normalisée,  $b = B / Y_0$ ,  $Y_0$  étant l'admittance caractéristique de la ligne de transmission.

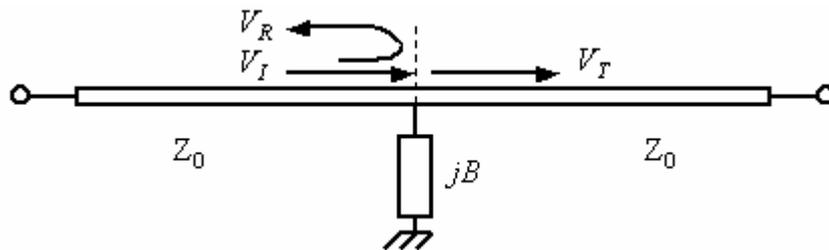


Figure 2.12 : Principe du déphaseur à ligne chargée.

La réflexion causée par la susceptance normalisée  $b$  est donnée par [3]:

$$\Gamma = \frac{1 - (1 + jb)}{1 + (1 + jb)} = \frac{-jb}{2 + jb} \quad (2.14)$$

La tension associée à l'onde transmise est  $V_T = V_I + V_R$ , où  $V_I$  et  $V_R$  sont, respectivement, les tensions des ondes incidente et réfléchie. Le coefficient de transmission,  $T$ , est donné par :

$$T = \frac{V_T}{V_I} = 1 + \Gamma = \frac{2}{2 + jb} \quad (2.15)$$

L'onde transmise s'exprime alors par :

$$V_T = T \cdot V_I = V_I \frac{2}{2 + jb} = V_I \left( \frac{4}{4 + b^2} \right)^{1/2} \exp\left( -j \tan^{-1}\left( \frac{b}{2} \right) \right) \quad (2.16)$$

A partir de cette équation, nous pouvons déduire l'expression du déphasage différentiel entre l'entrée et la sortie du circuit :

$$\Delta\phi = \tan^{-1}\left( \frac{b}{2} \right) \quad (2.17)$$

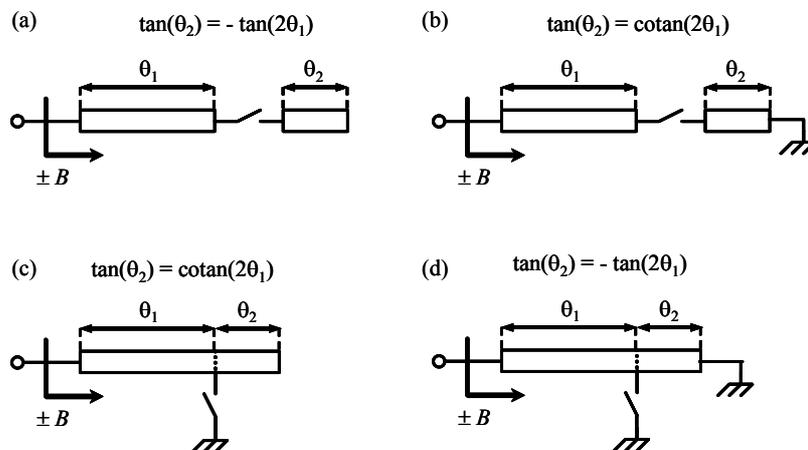
Dans le cas d'une charge capacitive ( $b > 0$ ),  $\Delta\phi$  est positif, ce qui signifie que le signal de sortie présente un retard de phase par rapport au cas d'une ligne non chargée. Si la charge est inductive ( $b < 0$ ),  $\Delta\phi$  est négatif, le signal de sortie présente alors une avance de phase par rapport au cas d'une ligne non chargée.

La perte d'insertion du déphaseur,  $IL$ , est donnée par :

$$IL = \frac{V_T}{V_I} = \left( \frac{4}{4 + b^2} \right)^{1/2} \quad (2.18)$$

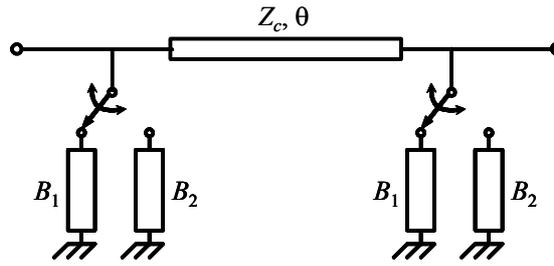
En commutant entre deux charges d'impédances conjuguées ( $\pm b$ ), le déphasage prend les valeurs  $\pm \Delta\phi$ , et comme  $|b|$  est égal dans les deux états, la perte d'insertion est identique pour les deux états de phase.

Quelques réseaux de transformation d'impédance permettant d'obtenir des réactances conjuguées sont proposés dans [3, 17, 18]. La figure 2.13 donne des exemples de réseaux réalisés à partir de tronçons de lignes et les conditions associées pour obtenir des réactances conjuguées [17].



**Figure 2.13** : Exemples de réseaux permettant d'obtenir, pour chacun des états du commutateur, des impédances conjuguées ( $\pm B$ ) à partir de tronçons de lignes.

L'inconvénient de la réflexion sur la susceptance produisant le déphasage peut-être surmonté en utilisant deux susceptances identiques séparées par une longueur de ligne quart d'onde ( $\theta = 90^\circ$ ). La figure 2.14 schématise le circuit ainsi obtenu. Si nous considérons les réflexions partielles causées par les deux susceptances au niveau de l'entrée du circuit, les ondes réfléchies sont presque égales en amplitude et sont en opposition de phase. Ainsi, les réflexions indésirables s'annulent mutuellement.



**Figure 2.14** : Principe des déphaseurs à ligne chargée par une double charge.

Dans le cas général, les susceptances sont placées de chaque côté d'un réseau d'adaptation central qui assure une adaptation du déphaseur à  $Z_0$  dans les deux conditions de charge. Le déphasage différentiel obtenu avec ce type de déphaseur à ligne chargée est donné par [2] :

$$\Delta\phi = \cos^{-1}\left(\cos\theta - \frac{B_1}{Y_c} \sin\theta\right) - \cos^{-1}\left(\cos\theta - \frac{B_2}{Y_c} \sin\theta\right) \quad (2.19)$$

où  $Y_c$  et  $\theta$  sont, respectivement, l'admittance caractéristique et la longueur électrique de la section de ligne utilisée comme réseau d'adaptation, et  $B_1$  et  $B_2$  sont les susceptances commutées.

Dans le cas d'un déphaseur sans perte, adapté à la fréquence de conception dans les deux conditions de charge, le fonctionnement du circuit est décrit par les équations suivantes [19] :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_1 = Y_0 \left( \frac{\cos\theta}{\cos(\Delta\phi/2)} - \tan(\Delta\phi/2) \right) \\ B_2 = Y_0 \left( \frac{\cos\theta}{\cos(\Delta\phi/2)} + \tan(\Delta\phi/2) \right) \\ Z_c = Z_0 \frac{\cos(\Delta\phi/2)}{\sin\theta} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

où  $Z_0$  et  $Y_0$  sont l'impédance et l'admittance des ports d'entrée et de sortie, et  $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la section de ligne utilisée comme réseau d'adaptation.

Dans le cas particulier où les susceptances commutées sont complexes conjuguées ( $B_1 = -B_2$ ), la longueur électrique de la ligne d'adaptation est alors nécessairement  $\theta = 90^\circ$ , et la commutation des charges modifie la phase de  $\pm \Delta\phi/2$  autour de cette valeur. Dans ces conditions, les équations (2.20) se simplifient et deviennent :

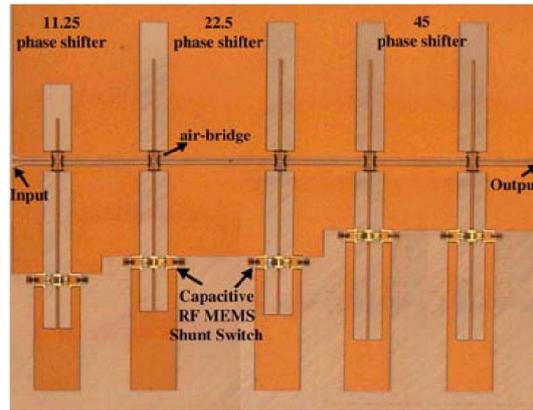
$$\begin{cases} \theta = 90^\circ \\ B_{1,2} = \pm Y_0 \tan(\Delta\phi/2) \\ Z_c = Z_0 \cos(\Delta\phi/2) \end{cases} \quad (2.21)$$

La charge de la ligne par des susceptances complexes conjuguées se traduit, ici aussi, par une perte constante pour les deux états de phase et par une réponse à phase constante sur une bande relativement large.

Le déphasage différentiel entre les deux charges commutées peut être contrôlé précisément par la valeurs des impédances de charge. Un retard de phase est obtenu par des impédances capacitives, typiquement, réalisées par des lignes de transmission en *stubs* ouverts qui peuvent couvrir les fréquences de la bande X à la bande W. Des impédances selfiques peuvent être réalisées, jusqu'à la bande Ku, par des *stubs* reliés à la masse et résultent en une avance de phase. Les impédances de charge peuvent également être réalisées par des éléments localisés. La largeur de bande de ces déphaseurs dépend du retard de phase et du type de charges utilisées. Elle est comprise entre 6 et 16 % lorsque la ligne est chargée par des *stubs* et entre 10 et 30 % lorsque des éléments localisés sont utilisés.

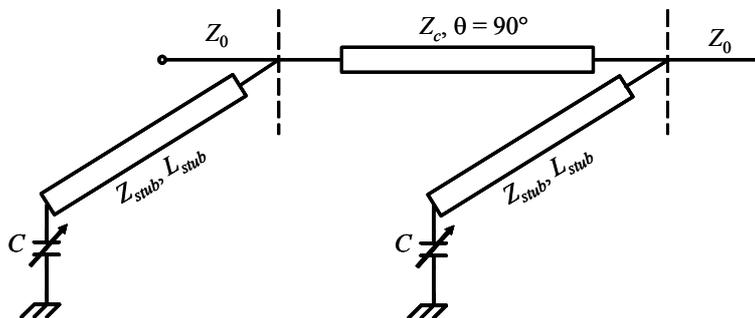
Les déphaseurs à ligne chargée présentent une excellente réponse en fréquence pour des petits déphasages (11.25°, 22.5° et 45°). En revanche, un déphasage de 90° se traduit par une réponse à bande très étroite avec ce type de déphaseurs. Les travaux sur les déphaseurs à ligne chargée utilisant des MEMS RF comme commutateurs ont débuté très récemment et très peu de résultats ont été publiés à ce jour.

Un déphaseur 3 bits à ligne chargée, réalisé en cascasant trois déphaseurs 1 bit (11.25°, 22.5° et 45°), a été développé par LG Electronics [20, 21]. Ce déphaseur utilise des commutateurs MEMS RF capacitifs pour commuter des impédances conjuguées, obtenues à partir de réseaux identiques à celui représenté sur la figure 2.13d. Le bit de poids faible est réalisé avec une seule charge, alors que les deux autres utilisent le principe de la double charge. Par ailleurs, des *stubs* en circuit ouvert, permettant d'obtenir un déphasage relativement constant sur la bande 10,7–12,75 GHz, sont associés à chacune des charges. Ce déphaseur a été intégré dans la conception d'un déphaseur 5 bits pour lequel les deux bits de poids forts (90° et 180°) sont réalisés par des déphaseurs de type réflexion [21, 22].



**Figure 2.15** : Déphaseur 3 bits à ligne chargée par des impédances conjuguées, réalisé par LG Electronics [20–22].

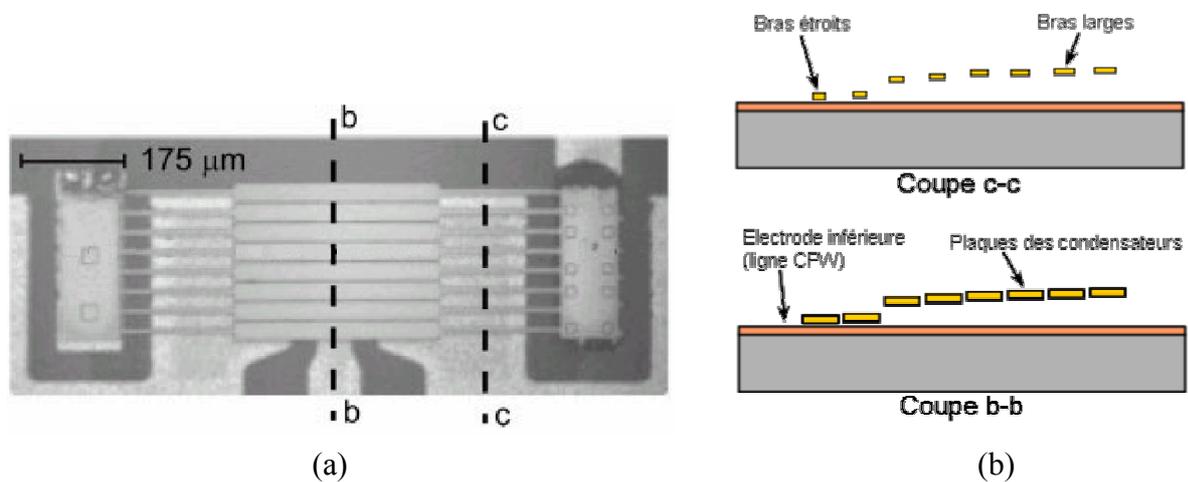
Un autre déphaseur à ligne chargée a été développé par l'Université du Colorado [23]. Ce déphaseur, dont le schéma est donné sur la figure 2.16, utilise une double charge à susceptances conjuguées, réalisées par des lignes *stubs* (d'impédance caractéristique  $Z_{stub}$  et de longueur  $L_{stub}$ ) terminées par des condensateurs reliés à la masse.



**Figure 2.16** : Principe du déphaseur à ligne chargée développé par l'Université du Colorado [23].

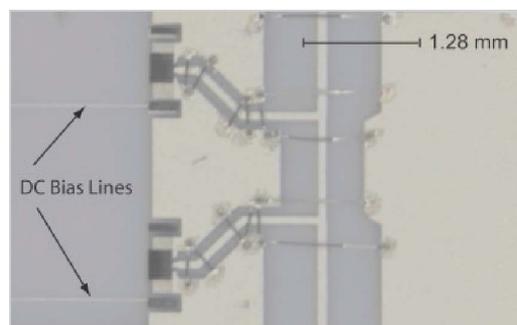
L'originalité de ce déphaseur est qu'il utilise des condensateurs MEMS RF variables pour obtenir un déphasage variable. Ces condensateurs MEMS à actionnement électrostatique sont eux-mêmes assez originaux puisqu'ils varient de manière discrète en fonction de la tension d'actionnement. La photographie de la figure 2.17a montre un condensateur à variation numérique, constitué de huit condensateurs élémentaires placés en parallèle. Ces condensateurs se présentent sous forme de membranes métalliques, toutes de même largeur, supportées par des bras de largeurs de plus en plus importantes (cf. Figure 2.17b). Ainsi, la constante de raideur des membranes varie graduellement d'un condensateur à l'autre, et par conséquent il en est de même pour leurs tensions d'effondrement (cf. Chapitre I). Lorsqu'une tension

d'actionnement de faible amplitude est appliquée entre toutes ces membranes et l'électrode d'actionnement, seules celles maintenues par les bras les plus étroits seront attirées vers l'électrode de commande. Les tensions d'effondrement des différentes membranes seront ensuite atteintes au fur et à mesure que l'amplitude de la tension d'actionnement augmente. Ainsi, les membranes se posent les unes après les autres sur la couche diélectrique qui recouvre la ligne RF, ce qui permet d'obtenir une capacité totale de plus en plus élevée, à variation quasi-numérique. En effet, avant d'atteindre sa tension d'effondrement, une membrane se déplace sur environ un tiers de sa hauteur, et par conséquent, la capacité totale évolue continuellement avec la tension d'actionnement puisque lorsqu'une membrane se pose les suivantes ont déjà commencé à descendre (cf. Figure 2.17b). Cependant, l'augmentation de la capacité totale due à cette variation du gap d'air est négligeable par rapport à la capacité formée par les membranes posées, et ainsi, la variation de la capacité peut être considérée comme discrète.



**Figure 2.17** : Photographie d'une capacité variable numériquement (a) et illustrations des bras de largeur variable [coupe c-c] et du déplacement des membranes lors de l'actionnement [coupe b-b] (b) [23].

Le déphaseur réalisé est présenté sur la figure 2.18, sur laquelle nous pouvons facilement distinguer les deux *stubs* terminés par les condensateurs variables.



**Figure 2.18** : Déphaseur variable à ligne chargée, réalisé par l'Université du Colorado [23].

Les performances obtenues avec les différents déphaseurs présentés dans ce paragraphe sont résumées dans le tableau 2.4.

Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[20] [21] [22]	Technologie coplanaire Simple charge Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V)	1 bits 11,25° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	0,38 dB max. sur la bande	< -20 dB sur la bande	± 0,45° sur la bande	—
[20] [21] [22]	Technologie coplanaire Double charge Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V)	1 bits 22,5° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	0,88 dB max. sur la bande	< -20 dB sur la bande	± 0,45° sur la bande	—
[20] [21] [22]	Technologie coplanaire Double charge Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V)	1 bits 45° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	0,92 dB max. sur la bande	< -20 dB sur la bande	± 0,45° sur la bande	—
[20] [21] [22]	Technologie coplanaire Simple et double charges Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V)	3 bits 11,25/22,5°/45° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	2 dB rms sur la bande	< -12 dB sur la bande	2° rms sur la bande	5 mm x 5 mm
[23]	Technologie coplanaire Simple et double charges Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (0 - 42 V)	Variation numérique 40,5° max. à 42 V Déphasage constant	26,5 GHz	1,1 à 1,8 dB @ 26,5 GHz 1,45 dB rms @ 26,5 GHz pour tous les états de phase	—	—	3,5 mm x 4 mm

**Tableau 2.4** : Performances des déphaseurs à ligne chargée utilisant des MEMS RF.

## II.2.4 – Déphaseurs à ligne distribuée

Les déphaseurs distribués sont constitués d'une ligne de transmission haute impédance ( $> 50 \Omega$ ) chargée périodiquement par des capacités. Lorsque des varicaps à diode Schottky sont utilisées pour charger la ligne de transmission, un fonctionnement correct du déphaseur peut être obtenu jusqu'à 20 GHz. En 1998, Barker et Rebeiz [24] ont proposé un nouveau concept de déphaseur à MEMS distribués, appelé DMTL (Distributed MEMS Transmission Line). Depuis, de nombreuses études ont été menées sur ce type de déphaseurs qui utilisent des ponts capacitifs pour charger une ligne de transmission et atteignent d'excellentes performances jusqu'à 110 GHz [24–44].

La figure 2.19 donne le principe et le modèle électrique à éléments localisés d'une ligne de transmission chargée périodiquement. Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, le pont MEMS peut être modélisé par un circuit CLR série.

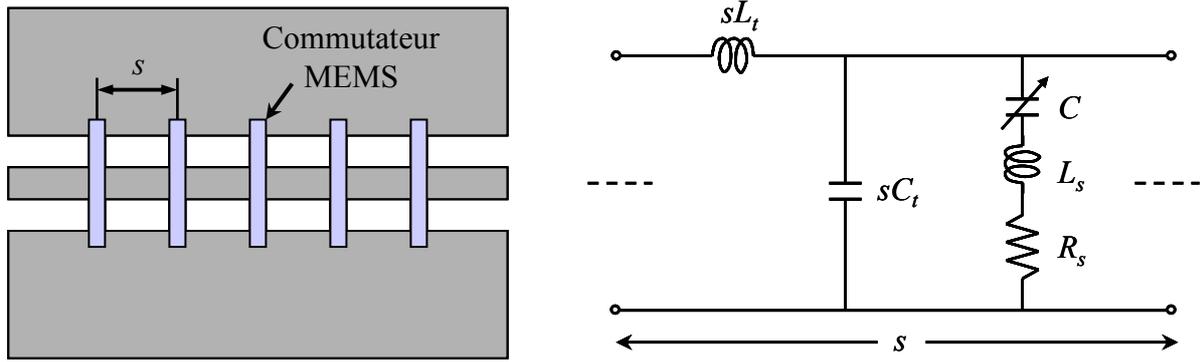


Figure 2.19 : Principe et modèle électrique d'une DMTL.

En négligeant l'inductance et la résistance du pont, l'impédance série du modèle et son admittance parallèle sont données par :

$$\begin{cases} Z_s = j\omega sL_t \\ Y_p = j\omega(sC_t + C) \end{cases} \quad (2.22)$$

où  $s$  est l'espacement périodique entre deux ponts.  $L_t$  et  $C_t$  représentent l'inductance et la capacité linéiques de la ligne de transmission non chargée d'impédance caractéristique  $Z_0$ , et sont données par :

$$C_t = \sqrt{\frac{\varepsilon_{eff}}{cZ_0}} \quad \text{et} \quad L_t = C_t Z_0^2 \quad (2.23)$$

où  $\varepsilon_{eff}$  est la constante diélectrique effective de la ligne de transmission non chargée, et  $c$  est la célérité de la lumière en espace libre. L'impédance caractéristique d'une ligne chargée s'exprime par :

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + C}} \sqrt{1 - \frac{\omega^2}{4} sL_t (sC_t + C)} \\ Z &= \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + C}} \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2} \end{aligned} \quad (2.24)$$

où  $\omega_B$  est la pulsation correspondant à la fréquence de Bragg, qui est définie par :

$$\omega_B = \frac{2}{\sqrt{sL_t (sC_t + C)}} \quad (2.25)$$

La fréquence de Bragg est la fréquence à laquelle l'impédance caractéristique de la ligne s'annule, se traduisant par une annulation du transfert de puissance. En fait, à cette fréquence les réflexions causées par les discontinuités d'impédance introduites par les capacités de charge s'ajoutent de manière cohérente [2]. Dans le cas des DMTL, la fréquence de résonance  $LC$  des ponts à l'état haut est très élevée, de l'ordre de 200–600 GHz (cf. paragraphe I.5), et par conséquent, le fonctionnement est limité par la fréquence de Bragg de la ligne chargée qui est généralement plus faible. L'étude présentée dans [24] a montré que le coefficient de réflexion d'une DMTL approche les -10 dB lorsque la fréquence atteint environ la moitié de la fréquence de Bragg. Par conséquent, l'utilisation du déphaseur doit être limitée à cette fréquence pour garantir une adaptation d'impédance correcte du circuit.

D'après l'équation (2.24), lorsque la fréquence est très inférieure à la fréquence de Bragg, l'impédance caractéristique de la ligne chargée est proche de :

$$Z \cong \sqrt{\frac{sL_t}{sC_t + C}} \quad (2.26)$$

Le retard temporel d'une section de ligne chargée est calculé en supposant une ligne sans perte et en utilisant le modèle de la figure 2.19 [1, 25, 26], et s'exprime par :

$$\tau = \sqrt{sL_t(sC_t + C)} \left( 1 + \frac{\omega^2}{6\omega_B^2} + \dots \right) \quad (2.27)$$

Aux fréquences très inférieures à la fréquence de Bragg, le retard temporel par unité de longueur est donné par :

$$\tau \cong \sqrt{sL_t(sC_t + C)} \cong \frac{2}{\omega_B} \quad (2.28)$$

Ce retard temporel est aussi défini par :

$$\tau = \frac{s}{v_p} \quad (2.29)$$

où  $v_p$  est la vitesse de phase.

En combinant ces deux dernières équations, nous obtenons :

$$v_p \cong \frac{s}{\sqrt{sL_t(sC_t + C)}} \cong \frac{s\omega_B}{2} \quad (2.30)$$

La constante de phase,  $\beta$ , est ainsi donnée par :

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} \cong \frac{\omega}{s} \sqrt{sL_t(sC_t + C)} = \frac{2\omega}{s\omega_B} \quad (2.31)$$

D'après cette équation, la valeur de la constante de phase varie avec la valeur de la capacité de charge,  $C$ . En utilisant les commutateurs MEMS comme des condensateurs variables, c'est à dire, en les actionnant avec des tensions inférieures à la tension d'effondrement (cf. paragraphe I.4.2), nous pouvons ajuster la constante de phase, et donc le déphasage de la ligne, par la tension continue utilisée pour leur actionnement. Dans ce cas, nous obtenons un déphaseur analogique qui produit, pour un changement des capacités de ponts donné, le déphasage par unité de longueur (en rad/m) suivant :

$$\Delta\phi = \beta_1 - \beta_2 = \omega \left( \frac{1}{v_{p1}} - \frac{1}{v_{p2}} \right) \quad (2.32)$$

où  $\beta_1$  et  $\beta_2$  sont deux valeurs de la constante de phase obtenues pour deux valeurs distinctes de la tension d'actionnement. En combinant les équations (2.30) et (2.32), nous obtenons après développement :

$$\Delta\phi = \omega \sqrt{L_t C_t} \left( \sqrt{1 + \frac{C_1}{sC_t}} - \sqrt{1 + \frac{C_2}{sC_t}} \right) \quad (2.33)$$

La combinaison des équations (2.23), (2.26) et (2.33) aboutit à la relation suivante :

$$\Delta\phi = \frac{\omega Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \left( \frac{1}{Z_1} - \frac{1}{Z_2} \right) \quad (2.34)$$

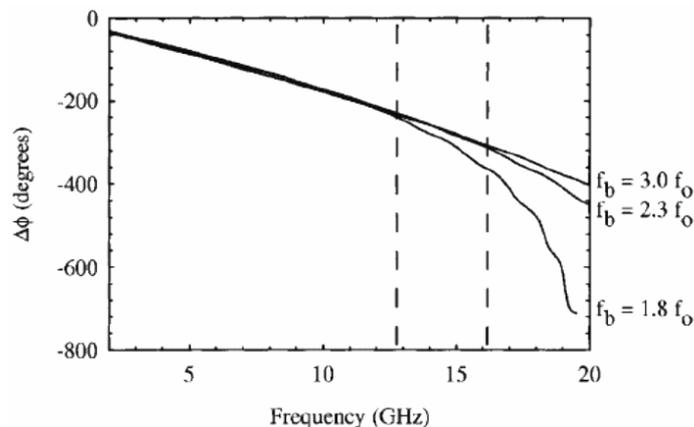
où  $\epsilon_{eff}$  est la constante diélectrique effective de la ligne de transmission non chargée et  $c$  est la célérité de la lumière en espace libre. Le rapport  $c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$  correspond à la vitesse de phase guidée de la ligne non chargée.  $Z_1$  et  $Z_2$  sont les impédances caractéristiques de la ligne chargée lorsque les valeurs des capacités sont, respectivement,  $C_1$  et  $C_2$ . Ainsi, un changement d'impédance de la ligne ( $Z_1 \neq Z_2$ ) se traduit par un déphasage en sortie de la DMTL. Ce déphasage entre l'entrée et la sortie du circuit dépend donc de la valeur des capacités de charge, mais aussi de la longueur de la ligne, c'est à dire, du nombre de ponts MEMS intégrés et de l'espacement entre eux.

L'équation (2.34) montre que le déphasage obtenu est proportionnel à la variation de l'impédance de la ligne. Une forte variation d'impédance produit un déphasage important, mais au coût d'une perte de réflexion plus élevée puisque le coefficient de réflexion est donné par :

$$\rho = \frac{Z_{DMTL} - Z_0}{Z_{DMTL} + Z_0} \quad (2.35)$$

Par conséquent, pour obtenir un coefficient de réflexion acceptable (-10 dB), la variation d'impédance de la DMTL, et donc la variation des capacités de charge, doivent être limitées ; ce qui limite aussi le déphasage par unité de longueur de la ligne chargée. Pour obtenir des déphasages importants, il est donc nécessaire d'augmenter la longueur de la DMTL et le nombre de ponts implantés sur la ligne.

Par ailleurs, la linéarité du déphasage est limitée par la fréquence de Bragg, qui doit être d'au moins 2,3 à 3 fois la fréquence de fonctionnement du déphaseur pour garantir un coefficient de réflexion acceptable [32, 33]. Au delà d'une fréquence critique, le coefficient de réflexion devient trop important et entraîne une ondulation de la phase comme le montre la figure 2.20. Un déphaseur large bande requiert donc une fréquence de Bragg suffisamment élevée, qui peut être obtenue, d'après l'équation (2.25), en diminuant l'espacement entre les ponts.

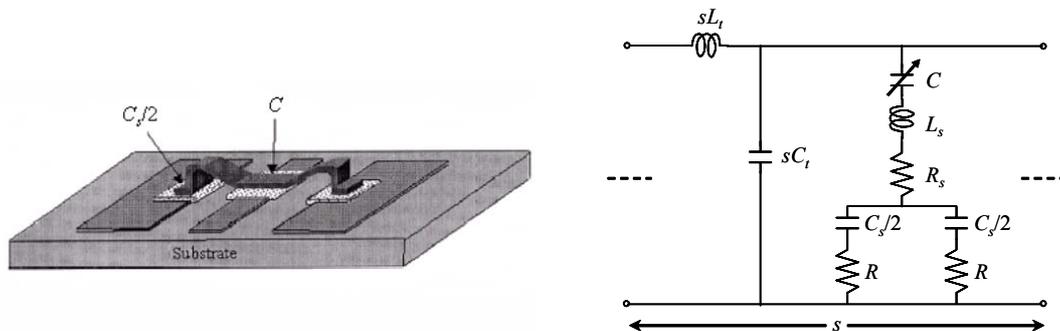


**Figure 2.20** : Comparaison de la linéarité de phase modélisée pour différentes fréquences de Bragg ( $f_0 = 10$  GHz) [33].

Ces déphaseurs TTD analogiques souffrent de deux inconvénients sérieux : l'instabilité mécanique des ponts MEMS autour de la tension d'effondrement limite théoriquement le rapport de capacité à 1,5. Dans la pratique, il faut plutôt compter sur un rapport de 1,2–1,3 qui réduit la variation de phase maximale pouvant être obtenue pour une longueur de ligne donnée. Les conceptions analogiques souffrent aussi des effets du bruit Brownien et du bruit électrique sur la ligne de polarisation, qui se traduisent par un bruit de phase à la sortie du déphaseur. Ces

inconvenients peuvent être éliminés en utilisant les commutateurs MEMS en condensateurs discrets, c'est à dire, en basculant directement entre les positions haute et basse [35, 40, 41]. Dans ce cas, la capacité de charge ne pouvant prendre que deux valeurs distinctes, nous obtenons un déphaseur numérique à deux états de phase, soit un déphaseur 1 bit. Pour obtenir davantage d'états de phase, il suffit de cascader plusieurs déphaseurs 1 bit fournissant des déphasage différents. La valeur du déphasage entre l'entrée et la sortie du déphaseur dépend alors des déphaseurs 1 bits actionnés, le déphasage de référence étant obtenu lorsqu'ils sont tous désactivés (tous les commutateurs à l'état haut). En doublant le nombre de ponts d'une section de déphasage à une autre, tout en conservant le même espacement entre les ponts, nous doublons également la valeur du déphasage d'une section à l'autre. A partir de l'optimisation du bit de poids faible, par exemple, il est donc assez facile de concevoir les autres bits d'un déphaseur car un multiple de deux existe généralement entre les états de phase successifs (typiquement :  $11.25^\circ$ ,  $22.5^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $180^\circ$ ).

Nous venons de voir que pour éviter des pertes de réflexion trop importantes, la variation d'impédance de la DMTL ne doit pas être trop élevée. Ceci est d'autant plus vrai dans le cas des déphaseurs numériques où plusieurs sections 1 bit sont cascadiées. En effet, bien qu'une augmentation du coefficient de réflexion maximal de  $-15$  dB à  $-10$  dB permette d'obtenir un déphasage deux fois plus important avec un déphaseur 1 bit, la réalisation d'un déphaseur 2 bits requiert un coefficient de réflexion inférieur à  $-15$  dB sur chaque section pour garantir un coefficient de réflexion inférieur à  $-10$  dB sur la structure cascadiée [33]. Or, dans le cas d'un fonctionnement numérique, le rapport de capacité d'un commutateur MEMS est typiquement de l'ordre de 40 à 100. Ce type de commutateur génère donc un changement d'impédance de la ligne trop important et ne peut être utilisé directement comme capacité de charge. Une solution pour réduire ce rapport de capacité, initialement proposée par l'Université de Californie (Santa Barbara, USA) [31] et très répandue aujourd'hui, consiste à placer une capacité fixe,  $C_s$ , en série avec la capacité variable du commutateur MEMS [31–40]. Dans la pratique, cette capacité fixe est décomposée en deux capacités, placées de chaque côté du pont, comme illustré sur la figure 2.21 qui donne aussi le schéma électrique équivalent d'une unité de longueur de la DMTL intégrant ces capacités fixes.



**Figure 2.21** : Intégration de capacités fixes dans la capacité de charge et schéma équivalent d'une unité de longueur de la DMTL [31].

En négligeant l'inductance et les résistances séries du pont, nous pouvons considérer que le pont est équivalent à une charge capacitive. La capacité de charge,  $C_l$ , vue par la ligne correspond alors la combinaison série de ces deux capacités, et est donnée par :

$$C_l = \frac{C_s C}{C_s + C} \quad (2.36)$$

avec  $C$  prenant les valeurs  $C_h$  ou  $C_b$  en fonction de l'état du commutateur. Quand le commutateur est à l'état haut, la capacité du pont ( $C_h$ ) est, à la limite, beaucoup plus faible que la capacité  $C_s$ . La capacité de charge effective vue par la ligne est alors très peu différente de  $C_h$ . Quand le commutateur est actionné, la capacité du pont à l'état bas ( $C_b$ ) devient beaucoup plus élevée que la capacité  $C_s$  et la capacité de charge vue par la ligne est alors très proche de  $C_s$ . Typiquement, la capacité  $C_h$  est comprise entre  $\frac{1}{4} C_s$  et  $C_s$ , ce qui conduit à un rapport de capacité de charge de l'ordre de 2 à 5 [32].

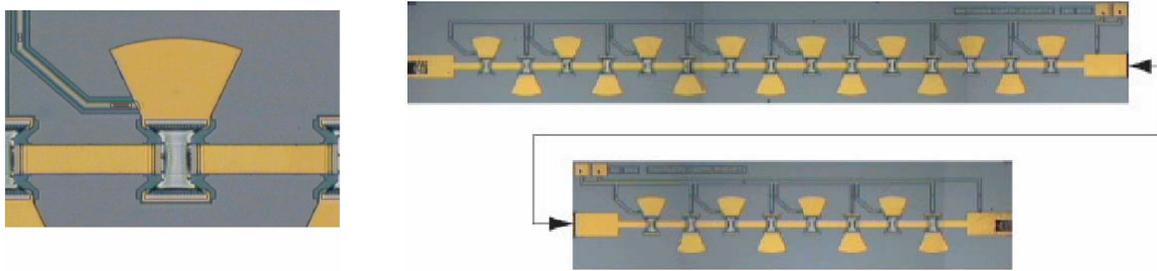
D'après l'équation (2.33), nous obtenons avec cette configuration un déphasage par unité de longueur donné par :

$$\Delta\phi = \omega\sqrt{L_t C_t} \left( \sqrt{1 + \frac{C_h}{sC_t}} - \sqrt{1 + \frac{C_s}{sC_t}} \right) \quad (2.37)$$

Nous pouvons remarquer dans cette équation que si la capacité du pont à l'état bas,  $C_b$ , est très grande devant la capacité fixe,  $C_s$ , alors sa valeur exacte n'est pas importante puisqu'elle n'intervient pas dans le calcul du déphasage. Par conséquent, ce type de déphaseur n'est pas très sensible aux variations de capacités dues à la rugosité à l'interface du contact capacitif.

Différents types de lignes de transmission peuvent être utilisés pour la fabrication des déphaseurs à MEMS distribués. Une réalisation sur ligne micro-ruban, développée par l'Université du Michigan et Raytheon, a été présentée dans la littérature [36]. Très récemment, un déphaseur sur ligne CPS (Coplanar Strip Line) fonctionnant en mode équilibré, et donc particulièrement bien adaptée aux circuits équilibrés, a aussi été présenté [44]. Toutefois, dans la plupart des cas les déphaseurs à MEMS distribués sont construits sur des lignes coplanaires qui facilitent la mise à la masse des ponts et donc des capacités [24–35, 37–40].

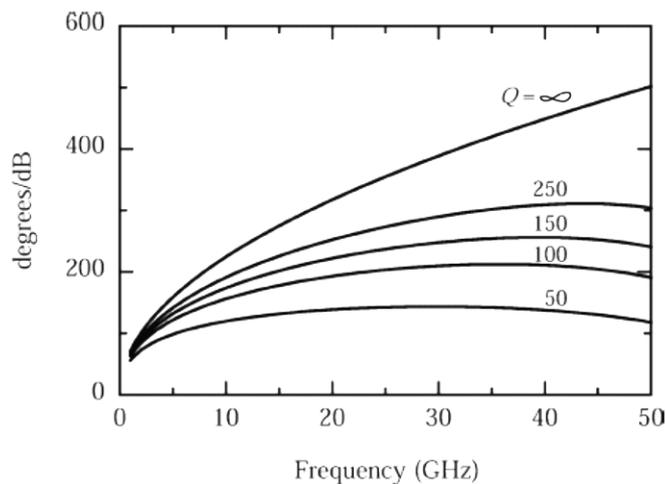
Dans le cas du déphaseur à ligne micro-ruban, les capacités fixes ont été réalisées par des *stubs* ouverts, qui permettent, par ailleurs, de connecter virtuellement les ponts à la masse RF, et suppriment ainsi la nécessité des trous métallisés coûteux et complexes à fabriquer. Afin d'élargir la bande fréquentielle du déphaseur, des *stubs papillon* ont été utilisés dans ce circuit. Le déphasage ainsi obtenu est linéaire jusqu'à 20 GHz [36].



**Figure 2.22** : Déphaseur 2 bits à MEMS distribués sur ligne micro-ruban, conçu par l'Université du Michigan et Raytheon [36]. Les deux sections ( $180^\circ$  et  $90^\circ$ ), bien que normalement reliées, ont été séparées pour plus de clarté.

Les capacités fixes des premiers déphaseurs à MEMS distribués sur ligne coplanaire, étaient réalisées par des condensateurs MIM (Metal-Insulator-Metal), comme ceux illustrés sur la figure 2.21 [31–35]. Aujourd'hui, avec la montée en fréquence, les valeurs de capacité deviennent beaucoup plus faibles, notamment aux fréquences millimétriques, rendant les condensateurs MIM presque trop petits à fabriquer. Typiquement les valeurs des capacités séries sont de l'ordre de 200–300 fF en bande X, et chutent à environ 20–25 fF en bande W. Ce sont donc des capacités séries ( $C_s/2$ ) de l'ordre de 12 fF qui doivent être réalisées dans cette bande. C'est l'une des raisons pour lesquelles les déphaseurs à MEMS distribués sont maintenant conçus avec des condensateurs séries de type MAM (Metal-Air-Metal), beaucoup moins sensibles aux variations du procédé de fabrication que les condensateurs MIM. En effet, alors que la taille d'un condensateur MIM pour la bande X est de l'ordre de  $25 \times 25 \mu\text{m}^2$ , celle d'un condensateur MAM pour la même bande de fréquence est d'environ  $100 \times 100 \mu\text{m}^2$  [37]. Ainsi, des condensateurs MAM de petite capacité sont tout à fait réalisables jusqu'à la bande W, et même au-delà [37–40, 42, 43].

Un autre avantage majeur des condensateurs MAM concerne leur facteur de qualité beaucoup plus élevé que celui des condensateurs MIM, améliorant considérablement les pertes des déphaseurs à MEMS distribués. La figure 2.23 montre l'effet du facteur de qualité,  $Q$ , sur le déphasage normalisé par rapport aux pertes d'un déphaseur conçu pour la bande Ka avec une fréquence de Bragg de 2,3 fois la fréquence de fonctionnement. Ces courbes mettent clairement en évidence l'influence du facteur de qualité des capacités de charge sur les pertes du déphaseur. Pour obtenir un circuit faible perte, ces capacités doivent avoir un facteur de qualité supérieur à 150 [37].



**Figure 2.23** : Effet du facteur de qualité des capacités de charge en fonction de la fréquence pour un déphaseur en bande Ka ( $f_0 = 30$  GHz) [37].

Pour finir la présentation des déphaseurs à MEMS distribués, nous avons choisi deux réalisations récentes mettant en œuvre des capacités séries de type MAM. Le circuit de la figure 2.24 est un déphaseur 2 bits, réalisé par l'Université du Michigan [42, 43]. Dans ce circuit, les capacités MAM ne sont pas fixes puisqu'elles sont implantées directement sur la membrane du commutateur. La variation d'environ 30 % de la capacité série, qui se produit lors de l'actionnement du pont, a été prise en compte lors de l'optimisation du déphaseur. Les tensions de commande étant appliquées sur les extrémités de la ligne RF, un condensateur MIM est placé sur cette ligne pour séparer la commande des deux sections 1 bit tout en assurant la continuité RF de la ligne. Chaque commutateur est relié à la masse à travers une résistance de polarisation qui isole le signal RF de la masse. Ces résistances de polarisation entraînent une diminution du facteur de qualité global du commutateur MEMS, ce qui se traduit finalement par une augmentation des pertes du déphaseur. Pour limiter ces pertes additionnelles, les résistances de polarisation doivent avoir, typiquement, des valeurs supérieures à plusieurs dizaines de kilo-Ohms.

Le déphaseur 2 bits développé par l'Université Nationale de Séoul utilise également des condensateurs séries de type MAM (cf. Figure 2.25) [39, 40]. Les tensions DC de commande, appliquées sur les plans de masse de la ligne coplanaire, polarisent chaque commutateur MEMS via une self de choc qui bloque le passage du signal RF et l'isole ainsi de la masse. La masse DC est, quant à elle, reliée sur la ligne de signal RF via un T de polarisation externe. Comme les tensions de commande sont directement appliquées sur les masses RF, les plans de masse des différentes sections 1 bit du déphaseur ne peuvent être reliés ensemble, auquel cas la totalité des commutateurs serait actionnée dès l'application d'une tension. Toutefois, pour assurer la continuité de la masse RF, des condensateurs MIM sont placés entre les plans de masse des sections 1 bit adjacentes. Comme pour la réalisation précédente, le circuit de polarisation entraîne des pertes supplémentaires dans le déphaseur. La perte moyenne du

déphaseur, mesurée pour tous les états de phase, est d'environ 2,2 dB à 60 GHz dont 0,62 dB sont dus aux selfs de choc.

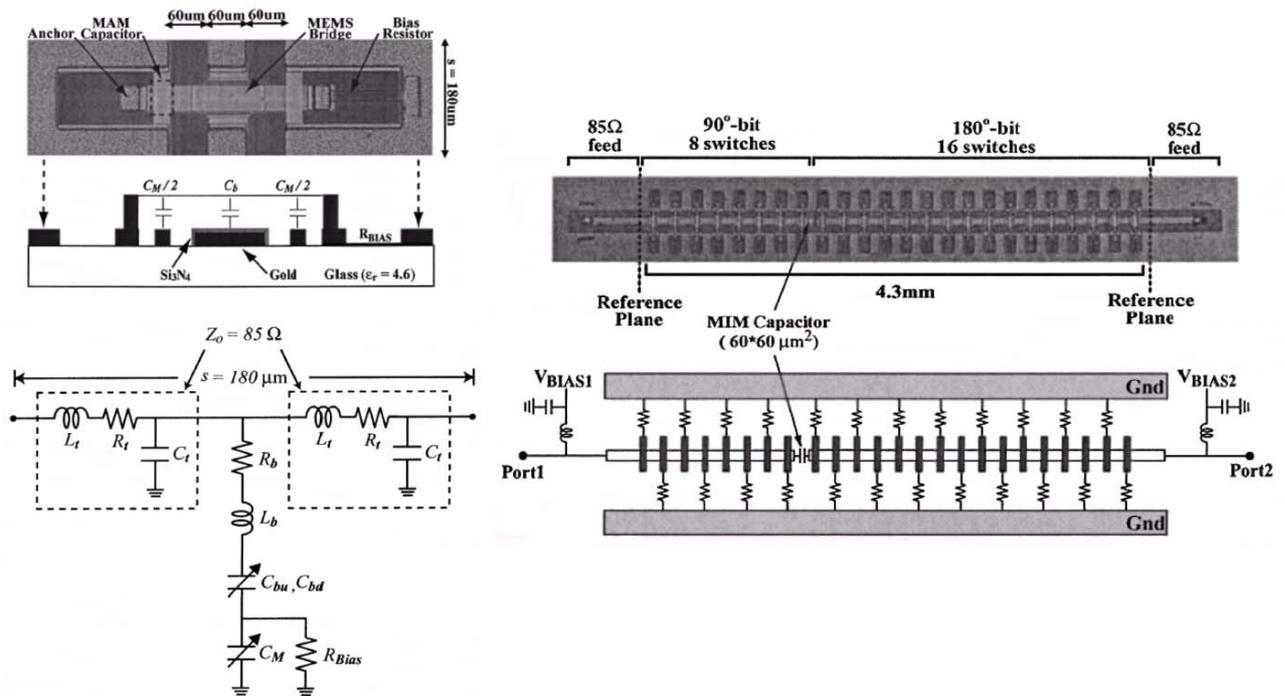


Figure 2.24 : Déphaseur 2 bits à MEMS distribués sur ligne coplanaire en bande W réalisé par l'Université du Michigan [42, 43].

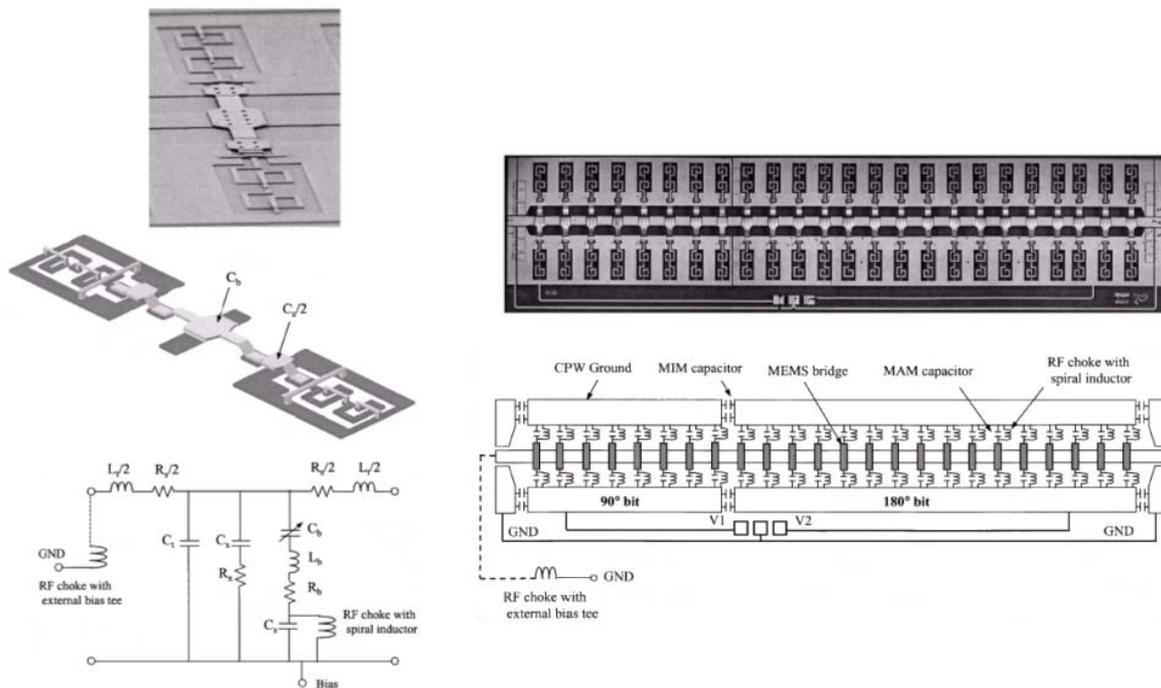


Figure 2.25 : Déphaseur 2 bits à MEMS distribués sur ligne coplanaire en bande V réalisé par l'Université Nationale de Séoul [39, 40].

Les performances obtenues avec les différents déphaseurs présentés dans ce paragraphe, ainsi que celles de nombreux autres déphaseurs à MEMS distribués, analogiques ou numériques, sont présentées dans le tableau 2.5. Dans ce tableau, les déphaseurs sont classés en fonction de leur type de fonctionnement (analogique ou numérique) et par ordre de fréquences croissantes.

Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[24]	Ligne coplanaire 16 ponts	Analogique – 0 à 23 V -82° max. @ 40 GHz -8,4 °/mm @ 40 GHz	0 - 40 GHz	1,7 dB @ 40 GHz	-15 à -10 dB	Linéaire sur 0–27 GHz	9,8 mm
[24]	Ligne coplanaire 16 ponts ( $V_{\text{effondrement}} = 6 \text{ V}$ )	Analogique – 0 à 5,5 V -74° max. @ 40 GHz -11 °/mm @ 40 GHz	0 - 40 GHz	1,4 dB @ 40 GHz	-16 à -11 dB	Linéaire sur 0–29 GHz	6,74 mm
[24]	Ligne coplanaire 32 ponts ( $V_{\text{effondrement}} = 23 \text{ V}$ )	Analogique – 0 à 22 V -118° max. @ 60 GHz -6,6 °/mm @ 40 GHz -11,7 °/mm @ 60 GHz	0 - 60 GHz	1,6 dB @ 40 GHz 2,1 dB @ 60 GHz (presque constant en fonction de la tension)	< -12 dB sur 0 - 54 GHz < -10 dB sur 0 - 60 GHz	Linéaire sur 0–40 GHz	10,1 mm
[25] [26]	Ligne coplanaire 38 ponts (bande V) 48 ponts (bande W)	Analogique 45° max @ 25 GHz (13 V) 150° max @ 60 GHz (13 V) 70 °/dB @ 40 GHz (13 V) 90 °/dB @ 60 GHz (13 V) ~ 105° @ 75 GHz (26 V) 70 °/dB sur 75-110 GHz (26 V)	Bande V 60 GHz  Bande W 75–110 GHz	~ 2 dB max. @ 60 GHz (13 V)  ~ 1,7 dB @ 75 GHz (26 V)	< -8 dB sur 0–60 GHz (13 V) < -10 dB sur 0 - 43 GHz (13 V)	—	7,6 mm
[44]	Ligne CPS 19 ponts ( $V_{\text{effondrement}} = 20 \text{ V}$ )	Analogique – 0 à 19 V 178° max. @ 60 GHz 55 °/dB @ 40 GHz 74 °/dB @ 60 GHz	Bande V	2,95 dB rms sur toute la bande V	< -8 dB sur 1–70 GHz	—	4,5 mm x 0,8 mm
[32] [34]	Ligne coplanaire 18 ponts (40 V) Condensateurs MIM	Numérique : 1 bit 95° @ 8 GHz 123° @ 10 GHz 180 °/dB sur 8 - 10 GHz	Bande X 10 GHz	0,6 dB @ 8 GHz 0,7 dB @ 10 GHz	< -15 dB sur 4–10 GHz pour les deux états	Linéaire sur 1–10 GHz	—
[33] [34]	Ligne coplanaire 24 ponts (60 V) Condensateurs MIM	Numérique : 2 bits 90° (8 ponts) 180° (16 ponts) 360 °/dB @ 15 GHz	Bande X 10 GHz	~ 1,9 dB (0°) @ 11 GHz ~ 5 dB (270°) @ 11 GHz	< -11 dB sur 2–20 GHz pour tous les états de phase	-3° (90°) @ 11,4 GHz +2° (180°) @ 11,4 GHz 0° (270°) @ 11,4 GHz Linéaire sur 0–11 GHz	21,7 mm x 1 mm
[37]	Ligne coplanaire Condensateurs MAM	Numérique : 2 bits 0°/90°/180°	Bande X 10 GHz	1,2 dB rms @ 13,6 GHz 1,6 dB max. @ 13,6 GHz	< -12,5 dB @ 13,6 GHz pour tous les états de phase	+4° (90°) @ 13,6 GHz -4° (180°) @ 13,6 GHz 0° (270°) @ 13,6 GHz Linéaire → ~ 10 GHz	—
[36]	Ligne micro-ruban 15 ponts (40–46 V)	Numérique : 2 bits 90°/180°	0–18 GHz	2,8 dB rms @ 16 GHz 3,4 dB max. @ 16 GHz	< -10 dB @ 16 GHz pour tous les états de phase	-3° (90°) @ 16 GHz -5° (180°) @ 16 GHz -8° (270°) @ 16 GHz Linéaire sur 0–11 GHz	—
[36]	Ligne micro-ruban 23 ponts (40–46 V)	Numérique : 4 bits 22,5°/45°/90°/180°	0–18 GHz	3,0 dB rms @ 16 GHz 4,1 dB max. @ 16 GHz	< -9 dB @ 16 GHz pour tous les états de phase	-6°/+8,5° max. @ 16 GHz Linéaire sur 0–11 GHz	—
[30]	Ligne coplanaire (~ 60 V)	Numérique : 3 bits 45°/90°/180°	26 GHz	1,7 dB rms @ 26 GHz 2,6 dB max @ 26 GHz	< -7 dB @ 26 GHz < -9 dB sur 0–25 GHz pour tous les états de phase	-8,3°/+7,1° max. @ 26 GHz Linéaire sur 0–25 GHz	11 mm

**Tableau 2.5 :** Performances des déphaseurs à MEMS distribués présentés dans la littérature.

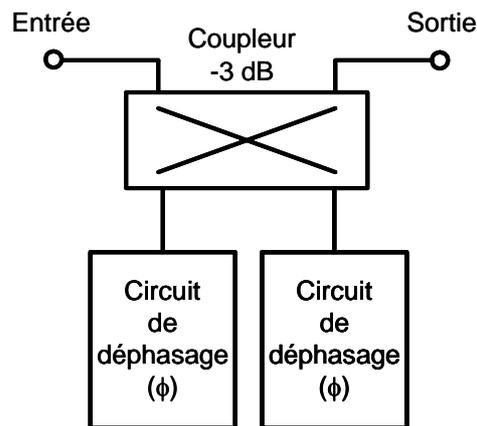
Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[31]	Ligne CPW 11 ponts (~ 75 V)	Numérique : 1 bit 180° @ 25 GHz 270° @ 35 GHz 154 °/dB @ 25 GHz 160 °/dB @ 35 GHz	Bande K / Ka 0–35 GHz	0,98 dB @ 25 GHz (haut) 1,07 dB @ 35 GHz (haut) 1,17 dB @ 25 GHz (bas) 1,69 dB @ 35 GHz (bas)	< -11 dB sur 0–35 GHz pour les deux états	Linéaire sur 0–35 GHz	8,58 mm
[35]	Ligne CPW 11 ponts (59 V) Condensateurs MIM	Numérique : 1 bit 142 °/dB @ 25 GHz 223 °/dB @ 35 GHz	5–40 GHz	1,6 dB @ 35 GHz (haut) 1,7 dB @ 35 GHz (bas)	< -10 dB sur 8–30 GHz pour les deux états	Linéaire sur 0–30 GHz	8 mm
[35]	Ligne CPW 11 ponts (37 V) Condensateurs MIM	Numérique : 1 bit 192 °/dB @ 25 GHz 242 °/dB @ 35 GHz	5–40 GHz	1,4 dB @ 35 GHz (haut) 1,4 dB @ 35 GHz (bas)	< -10 dB sur 8–35 GHz pour les deux états	Linéaire sur 0–30 GHz	8 mm
[35]	Ligne CPW 11 ponts (69 V) Condensateurs MIM	Numérique : 1 bit 208 °/dB @ 25 GHz 134 °/dB @ 35 GHz	5–40 GHz	1,7 dB @ 35 GHz (haut) 3,0 dB @ 35 GHz (bas)	< -10 dB sur 8–28 GHz pour les deux états	Linéaire sur 0–30 GHz	8 mm
[27]	Ligne CPW 21 ponts (20 V)	Numérique : 1 bit 55 à 90 °/dB sur 30–40 GHz 100 °/mm 372° @ 35 GHz	30–40 GHz	5 à 10 dB sur 30–40 GHz	< -5 dB sur 30–40 GHz	—	—
[37] [38]	Ligne CPW 21 ponts (±20 V) Condensateurs MAM	Numérique : 2 bits 90° (7 ponts) 180° (14 ponts)	Bande Ka 30 GHz	1,5 dB rms @ 37,7 GHz 2,1 dB max. @ 37,7 GHz	< -11,5 dB @ 37,7 GHz pour tous les états de phase	-1° (90°) @ 37,7 GHz 0° (180°) @ 37,7 GHz 0° (270°) @ 37,7 GHz Linéaire → ~ 27,5 GHz	8,4 mm x 2,1 mm
[39] [40]	Ligne CPW 24 ponts (15–20 V) Condensateurs MAM	Numérique : 2 bits 90°/180°/270°	Bande V 60 GHz	~ 2,2 dB rms @ 60 GHz 2,7 dB max. (180°) @ 60 GHz	< -10 dB sur 40–70 GHz pour tous les états de phase	6,5 % rms @ 60 GHz -15,2° max. (270°) @ 60 GHz Linéaire → ~ 55 GHz	6,3 mm x 1,5 mm
[40]	Ligne CPW 30 ponts (25–35 V) Condensateurs MAM	Numérique : 4 bits 22,5°/45°/90°/180°	Bande V 65 GHz	~ 2,8 dB rms @ 65 GHz 3,6 dB max. (292,5°) @ 65 GHz	< -10 dB sur 40–70 GHz pour tous les états de phase	1,3 % rms @ 65 GHz 8,3° max. (337,5°) @ 65 GHz Linéaire → ~ 55 GHz	7,9 mm x 1,5 mm
[42] [43]	Ligne CPW 24 ponts (40 V)	Numérique : 2 bits 90° (8 ponts) 180° (16 ponts)	Bande W 75–110 GHz	2,2 dB rms @ 81 GHz 2,5 dB max @ 81 GHz 2,9 dB rms @ 94 GHz 3,4 dB max @ 94 GHz	< -11 dB pour tous les états de phase	+2° max (270°) @ 81 GHz +61° max (270°) @ 94 GHz	4,3 mm
[43]	Ligne CPW 28 ponts	Numérique : 3 bits 45° (4 ponts) 90° (8 ponts) 180° (16 ponts) 96 °/dB @ 78 GHz 93 °/dB @ 94 GHz	Bande W 75–110 GHz	2,7 dB rms @ 78 GHz 3,2 dB max @ 78 GHz 3,4 dB rms @ 94 GHz 4,3 dB rms @ 94 GHz	< -10 dB sur 75–107 GHz	+3° max (180°) @ 78 GHz +28° max (315°) @ 94 GHz	5,04 mm x 1,92 mm

**Tableau 2.5 (suite) :** Performances des déphaseurs à MEMS distribués présentés dans la littérature.

## II.3 – Déphaseurs de type réflexion

Une autre classe importante de déphaseurs est constituée des déphaseurs de type réflexion. La première réalisation de ce type de déphaseur a été proposée par Hardin en 1960 [45]. Le principe général des déphaseurs de type réflexion est illustré sur le schéma de la figure 2.26. Le signal RF appliqué à l'entrée du circuit est divisé par le coupleur -3 dB et se propage sur ses

voies *directe* et *couplée* qui sont connectées à des circuits de déphasage dont le rôle est de réfléchir le signal avec un certain déphasage. Tant que les réflexions vues par le coupleur sur chaque voie sont équilibrées, les signaux réfléchis s'ajoutent en phase sur la voie *isolée* du coupleur qui devient la sortie du déphaseur. Le signal récupéré en sortie du circuit est donc une réplique du signal d'entrée déphasé d'un certain angle qui dépend du coefficient de réflexion des circuits de déphasage.



**Figure 2.26** : Architecture d'un déphaseur de type réflexion.

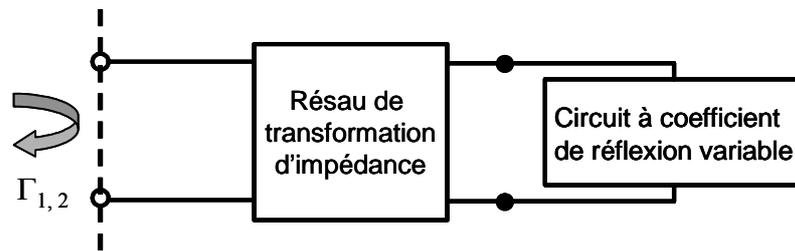
Cette classe de déphaseurs peut aussi être divisée en deux sous-catégories en fonction du type de circuit de déphasage utilisé. Nous présentons dans les paragraphes suivants ces deux catégories qui sont :

- ✓ Les déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées
- ✓ Les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable

Pour illustrer nos propos, nous donnerons des exemples de réalisation issus de la littérature scientifique.

### II.3.1 – Déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées

Pour réfléchir le signal, les déphaseurs à réactances conjuguées utilisent des circuits de déphasage constitués d'un circuit à coefficient de réflexion variable et d'un réseau de transformation d'impédance. Les structures connectées aux voies *directe* et *couplée* du coupleur sont identiques à celle de la figure 2.27.



**Figure 2.27** : Structure des circuits de déphasage d'un déphaseur de type réflexion à réactances conjuguées.

Lorsque le coefficient de réflexion varie de  $\Gamma_1 = |\Gamma_1| \angle \phi_1$  à  $\Gamma_2 = |\Gamma_2| \angle \phi_2$ , le signal réfléchi subit un déphasage différentiel  $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$ . Le rapport de la puissance réfléchie sur la puissance incidente est donné par  $|\Gamma|^2$ . Idéalement,  $|\Gamma|$  doit être unitaire de sorte qu'il n'y ait pas de perte associée à l'opération de déphasage. Les variations du coefficient de réflexion, correspondant à des variations de la réactance du circuit de déphasage, peuvent être analogiques ou numériques.

Dans le cas d'un contrôle numérique à deux états de phase (0 et  $\Delta\phi$ ), le réseau de transformation d'impédance transforme les impédances des deux états du circuit à coefficient de réflexion variable en valeurs adaptées aux ports du coupleur, de sorte que les caractéristiques de déphasage souhaitées soient obtenues. Bien que de nombreuses combinaisons soient possibles pour obtenir le déphasage,  $\Delta\phi$ , le maximum de largeur de bande du déphaseur est obtenu lorsque les impédances correspondant aux deux états du circuit de déphasage sont des réactances conjuguées. Ainsi, les réseaux de transformation d'impédance sont généralement conçus pour fournir des réactances conjuguées sur leur entrée, qui se traduisent par des pertes égales pour les deux états de phase [3]. En considérant une impédance composée d'une résistance  $R$  et d'une réactance  $X$ , le coefficient de réflexion est donné par :

$$|S_{11}|^2 = \frac{(R - Z_0)^2 + X^2}{(R + Z_0)^2 + X^2} \quad (2.38)$$

Il est clair que pour maintenir une perte constante, la réactance doit commuter entre deux valeurs conjuguées,  $\pm X_0$ . La phase du coefficient de réflexion d'une charge sans perte ( $R = 0$ ), de réactance  $X$ , s'exprime par :

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{X}{-Z_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{X}{Z_0}\right) \quad (2.39)$$

soit, encore :

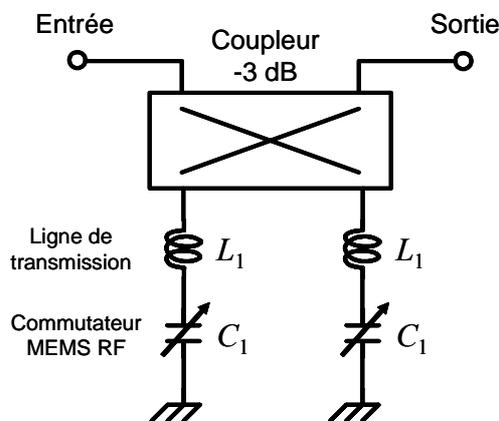
$$\phi = \begin{cases} 180^\circ + 2 \tan^{-1} \left( \frac{|X|}{Z_0} \right) & \text{pour } X \leq 0 \\ 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left( \frac{|X|}{Z_0} \right) & \text{pour } X \geq 0 \end{cases} \quad (2.40)$$

Le déphasage différentiel, associé au cas où les deux réactances sont conjuguées ( $R = 0$ ), est alors défini par :

$$\Delta\phi = 4 \tan^{-1} \left( \frac{X_0}{Z_0} \right) \quad (2.41)$$

Les réseaux de transformation d'impédance, mis en œuvre dans les déphaseurs à ligne chargée pour obtenir des réactances conjuguées (cf. Figure 2.13), peuvent aussi être utilisés pour la conception des circuits de déphasage des déphaseur de type réflexion à réactances conjuguées.

Jusqu'alors les variations du coefficient de réflexion étaient obtenues par des diodes Schottky, utilisées en varicap, ou par la commutation de circuits LC, réalisée par des diodes PIN ou des FET. Aujourd'hui, les commutateurs MEMS capacitifs remplacent avantageusement ces circuits électroniques grâce, principalement, à leurs coefficients de réflexion proches de l'unité dans l'état OFF et leur faible consommation. Le circuit de déphasage peut alors se réduire à la combinaison série d'une ligne de transmission inductive et d'un condensateur variable (commutateur MEMS) relié à la masse [22, 50–52, 54]. Le schéma du déphaseur ainsi obtenu correspond à celui de la figure 2.28.

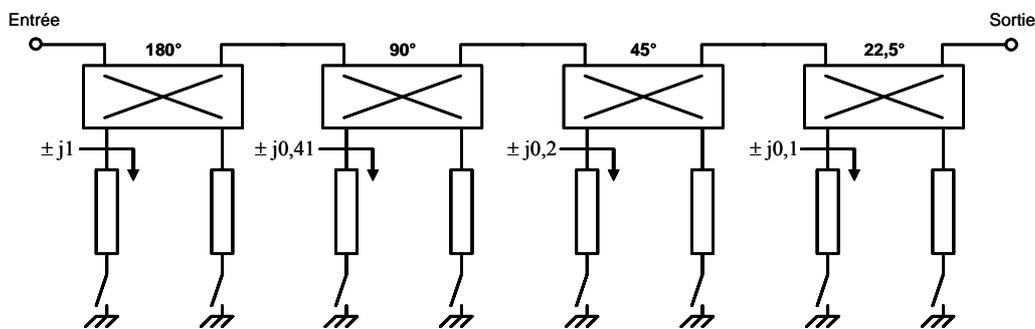


**Figure 2.28** : Principe d'un déphaseur de type réflexion utilisant des commutateurs MEMS comme condensateurs variables.

Dans le cas de commutateurs MEMS à actionnement électrostatique, une commande analogique du déphasage peut être obtenue en polarisant les commutateurs MEMS avec des tensions inférieures à leur tension d'effondrement, auquel cas ils sont équivalents à des condensateurs variables [50, 51]. Une commande numérique est réalisée simplement en basculant les commutateurs MEMS entre les positions haute et basse de sorte à obtenir des valeurs discrètes de capacités, et dans ce cas les caractéristiques des lignes de transmission des réseaux de transformation d'impédance sont calculées pour obtenir des réactances conjuguées sur les ports du coupleur [22, 50, 54].

L'étude présentée dans [54] propose une méthode d'optimisation du réseau de transformation d'impédance qui permet à partir des impédances des deux états d'un commutateur MEMS capacitif d'obtenir des coefficients de réflexion maximums au niveau des ports du coupleur.

Comme pour les déphaseurs N-bits à lignes commutées, des déphaseurs N-bits de type réflexion peuvent être réalisés par la mise en cascade de cellules élémentaires 1 bit générant différents déphasages [1, 22]. Par exemple, en considérant des impédances sans perte, un déphaseur 4 bits avec  $\Delta\phi = 22.5^\circ, 45^\circ, 90^\circ$  et  $180^\circ$  peut être réalisé en calculant les impédances conjuguées à partir de l'équation (2.41). Pour ces déphasages, les rapports  $X_0/Z_0$  des différents déphaseurs 1 bit sont, respectivement, de 0.1, 0.2, 0.41 et 1. Le schéma de ce déphaseur est donné sur la figure 2.29.

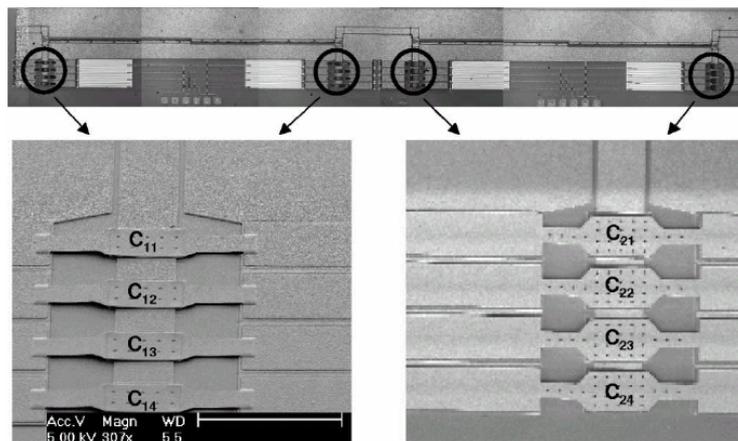


**Figure 2.29** : Déphaseur 4 bits de type réflexion construit à partir de déphaseurs 1 bit basés sur le concept à impédances conjuguées.

Par ailleurs, notons que comme les réactances se suivent l'une et l'autre lors d'une variation de fréquence, le déphasage obtenu avec ce type de déphaseur est constant sur une largeur de bande de 5 à 15 % en fonction de la conception. Un autre avantage de ces déphaseurs est qu'ils permettent aussi d'obtenir une perte constante qui ne dépend pas de l'état de phase. L'inconvénient de cette topologie, est qu'elle nécessite un coupleur par bit de phase, et ces coupleurs sont, malheureusement, la principale cause des pertes dans les déphaseurs de type réflexion [50].

Une solution pour réduire le nombre de coupleurs dans les déphaseurs N-bits, mise en œuvre dans [50, 52], consiste à remplacer le condensateur discret de chaque circuit de déphasage par plusieurs condensateurs mis en parallèle, et actionnés individuellement. Dans le circuit présenté sur la figure 2.30, quatre commutateurs MEMS sont placés aux extrémités de chaque ligne d'adaptation d'impédance, ce qui permet d'obtenir cinq états de phase au pas de  $22.5^\circ$ .

Une autre particularité de ce circuit est qu'il utilise deux déphaseurs cascades pour réaliser un déphaseur à déphasage constant, très large bande. La caractéristique de la phase du coefficient de réflexion d'un circuit de déphasage en fonction de la fréquence présente un maxima à la fréquence de conception et des pentes, respectivement, positive et négative lorsque la fréquence est inférieure et supérieure à celle-ci. Par conséquent, les largeurs de bande des déphaseurs à déphasage constant sont limitées par ces pentes. La méthode utilisée ici pour augmenter la largeur de bande est basée sur la mise en cascade de deux déphaseurs : le premier ayant une fréquence de conception centrée sur les fréquences basses de la bande souhaitée pour le déphaseur global, et le second ayant sa fréquence de conception centrée sur les fréquences hautes de cette bande. Le premier et le second déphaseur présentent donc, respectivement, des pentes négative et positive sur la bande, qui se compensent lorsque les deux déphaseurs sont cascades. Les fréquences de conception de chacun des déphaseurs élémentaires sont décalées en utilisant, sur chacun d'eux, des commutateurs MEMS RF différents (cf. Figure 2.30). Le déphaseur ainsi réalisé permet d'obtenir un déphasage relativement constant sur la plage 5–15 GHz. Sur cette bande fréquentielle, la perte d'insertion moyenne du circuit qui atteint 3,1 dB est principalement due aux deux coupleurs connectés en série (2 dB à 10 GHz).



**Figure 2.30** : Déphaseur numérique de type réflexion à déphasage constant, très large bande, réalisé par l'Université Nationale de Séoul [50, 52].

Le tableau 2.6 donne les performances des déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées à MEMS relevées dans la littérature. Du fait, de leur forte sensibilité aux bruits, peu d'études ont été menées sur les déphaseurs analogiques utilisant les commutateurs MEMS comme condensateurs variables.

Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[50]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs Coupleur à recouvrement à gap d'air	Analogique 0 à 17,5 V 0° à 38° Déphasage constant sur large bande	15–45 GHz	3,5 dB rms sur 15–45 GHz	< -10 dB sur 20–45 GHz	± 4,9° max.	1,2 mm x 4,6 mm
[51]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs Coupleur à recouvrement à gap d'air	Analogique 27 à 49 V 0° à 112,5° Déphasage constant sur large bande	15–45 GHz	3,63 dB rms sur 15–45 GHz	< -8 dB sur 15–45 GHz	3,7° rms sur 15–45 GHz	1,2 mm x 4,6 mm
[21] [22]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	1 bits 90° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	1,85 dB max. sur la bande	< -10 dB sur la bande	± 1,3° sur la bande	2,5 mm x 4 mm
[21] [22]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (15 - 20 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	1 bits 180° Déphasage constant	10,7–12,75 GHz	1,70 dB max. sur la bande	< -10 dB sur la bande	± 3° sur la bande	2,5 mm x 4 mm
[50]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (25 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	2 bits 0°/22,5°/45°/67,5°/ 90°	5–15 GHz	3,1 dB rms sur la bande	< -8 dB sur la bande	± 2,8° max	1,3 mm x 9,9 mm
[52]	Technologie coplanaire Réactances conjuguées Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (40 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	2 bits 0°/22,5°/45°/67,5°/ 90°	5–17 GHz	3,48 dB rms sur la bande	< -10 dB sur la bande	± 1,8° rms sur la bande	1,3 mm x 9,9 mm

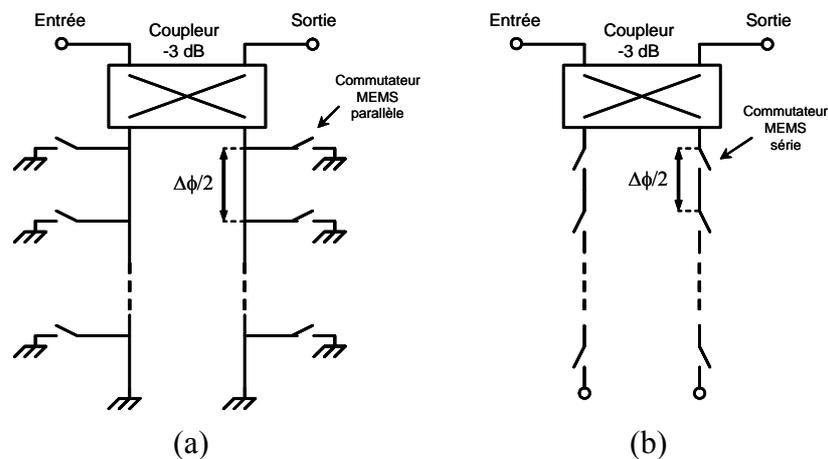
**Tableau 2.6 :** Performances des déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées présentés dans la littérature.

### II.3.2 – Déphaseur de type réflexion à lignes à retard variable

Les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable utilisent de simples lignes de transmission terminées par des courts-circuits (CC) ou des circuits ouverts (CO) à la place des circuits de déphasage que nous venons de présenter. Le principe repose sur le fait que lorsqu'un signal RF se propage sur une telle ligne, il est réfléchi par le CC ou le CO. Le signal RF repart alors dans l'autre sens et traverse une seconde fois la ligne de transmission. Lorsqu'il arrive à l'entrée de la ligne, le signal a donc subi un déphasage égal à deux fois le déphasage propre à la longueur de la ligne. Il est donc possible d'obtenir une variation de la phase du signal réfléchi

en changeant la longueur de la ligne. Ces lignes sont donc équivalentes à des lignes à retard variable qui produisent un déphasage linéaire en fonction de la fréquence, contrairement au circuit de déphasage à réactances conjuguées, pour lequel le déphasage est constant.

Un état de phase correspondant à une longueur de ligne,  $2^N$  longueurs de ligne différentes sont nécessaires pour obtenir un déphaseur N-bits. La figure 2.31 illustre l'utilisation de lignes à retard variable dans un déphaseur de type réflexion. L'intérêt principal de cette structure est qu'elle permet de réduire le nombre de coupleurs et donc les pertes du déphaseur en construisant les différents bits de phase par adjonction de tronçons de ligne et de commutateurs.



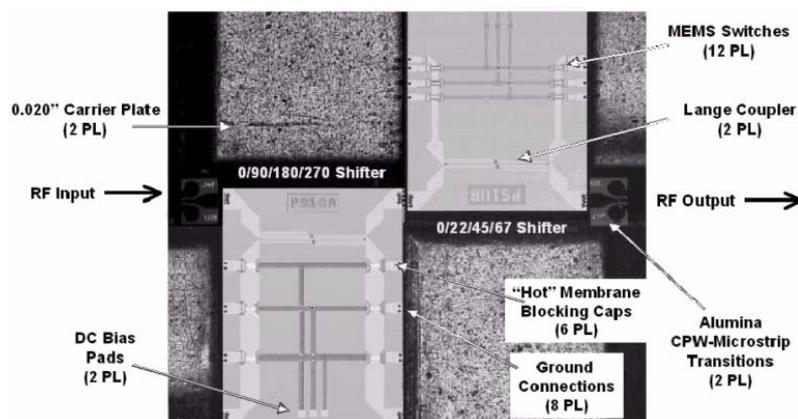
**Figure 2.31** : Déphaseurs N-bits de type réflexion utilisant des lignes à retard de longueurs variables à commutateurs parallèles (a) et à commutateurs séries (b).

Le principe de fonctionnement de ces déphaseurs est assez proche de celui des déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées : le signal RF est divisé par le coupleur et se propage sur les voies *directe* et *couplée*, connectées aux lignes à retard. Lorsque les signaux RF sur chaque ligne rencontrent des CC ou des CO, ils sont réfléchis vers les ports du coupleur. Tant que les réflexions vues par le coupleur sur chaque voie sont équilibrées (commutateurs actionnés par paire), les signaux s'ajoutent de façon cohérente sur le port *isolé* du coupleur, avec un certain retard. Ainsi, le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie du circuit dépend de la distance à laquelle se trouvent les CC ou les CO par rapport aux ports du coupleur. Le déphasage maximal est obtenu lorsque la réflexion se produit à l'extrémité de la ligne, c'est à dire, lorsque aucun commutateur n'est actionné dans la configuration en CC. En revanche, pour la configuration en CO, tous les commutateurs doivent être actionnés pour obtenir le déphasage maximal. Inversement, le déphasage de référence (le plus faible) est, quant à lui, obtenu lorsque la distance entre les CC (ou les CO) et les ports du coupleur est la plus faible, c'est à dire, lorsque les premiers commutateurs sont actionnés dans une configuration parallèle et lorsque aucun commutateur n'est actionné dans une configuration série.

Pour obtenir un pas de phase  $\Delta\phi$  entre deux bits consécutifs, la longueur électrique entre deux commutateurs successifs doit être égale à  $\Delta\phi/2$  puisque chaque tronçon de ligne est traversé deux fois par le signal RF. Par ailleurs, notons que, comme le coupleur est chargé par une réactance différente pour chaque bit de phase, la perte du déphaseur dépend de l'état de phase, contrairement aux déphaseurs à réactances conjuguées. En revanche, l'utilisation de lignes à retard variable supprime les réseaux d'adaptation d'impédance et permet ainsi d'obtenir des déphaseurs plus large bande.

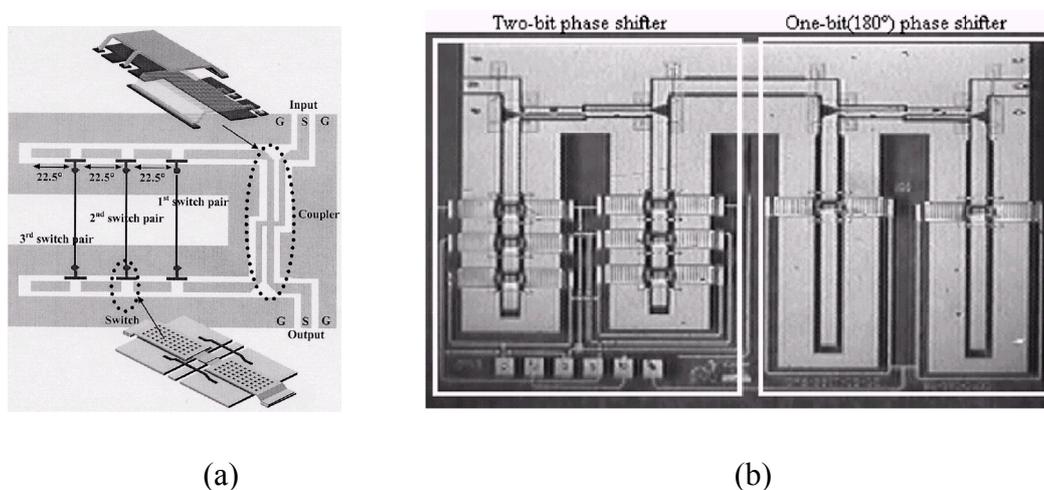
Avec cette topologie, les performances du déphaseur sont aussi étroitement liées à la qualité des CC ou des CO. Les commutateurs MEMS à contact capacitif en configuration parallèle sont parfaitement adaptés pour la réalisation des CC puisqu'ils présentent des coefficients de réflexion élevés lorsqu'ils sont à l'état ON, alors que les commutateurs MEMS à contact métallique en configuration série, qui présentent de fortes isolations dans leur état OFF, conviennent parfaitement pour la réalisation des CO.

Les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard peuvent être réalisés en utilisant les technologies micro-ruban [46, 47] ou coplanaire [48, 49]. Les déphaseurs présentés dans la littérature sont généralement limités à des configurations à 2 bits. La conception précise de déphaseurs 4 bits à un seul coupleur est beaucoup plus complexe à développer, notamment lorsque la fréquence augmente. De ce fait, les déphaseurs 3 ou 4 bits sont, dans la plupart des cas, réalisés en cascader deux déphaseurs, ce qui augmente le nombre de coupleurs et donc les pertes du déphaseur global. La figure 2.32 montre un déphaseur 4 bits réalisé par Raytheon à partir de deux déphaseurs 2 bits [46]. Ce déphaseur, fonctionnant en bande X, utilise des coupleurs de Lange et des commutateurs MEMS parallèles capacitifs qui créent des courts-circuits RF sur les lignes à retard. La perte d'insertion moyenne de ce déphaseur est de 1,4 dB à 8 GHz ; près de 60 % de ces pertes sont dus aux coupleurs. Les performances de ce déphaseur sont données dans le tableau 2.7.



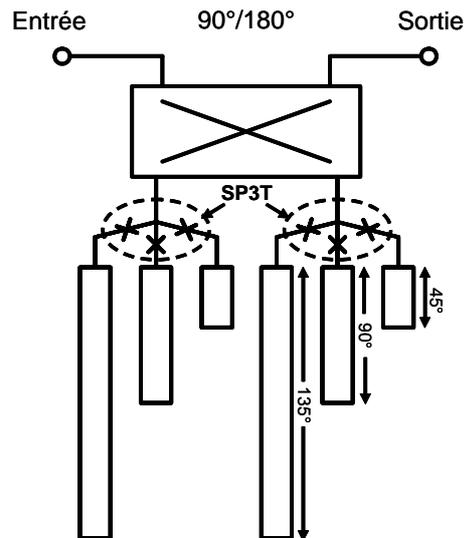
**Figure 2.32 :** Déphaseur 4 bits de type réflexion sur CC, réalisé par Raytheon à partir de deux déphaseurs 2 bits [46].

Le déphaseur 3 bits en technologie coplanaire, réalisé par l'Université Nationale de Séoul à partir d'un déphaseur 2 bits et d'un déphaseur 1 bit (cf. figure 2.33), utilise des commutateurs MEMS séries à contact métallique pour déplacer les circuits ouverts le long des lignes à retard [49]. Pour réduire les pertes du déphaseur, des coupleurs à recouvrement avec gap d'air ont été développés. Ces coupleurs seront présentés dans le paragraphe II.4.2. Les performances obtenues avec ce déphaseur sont présentées dans le tableau 2.7. Les pertes d'insertion moyennes, qui atteignent 4,85 dB à 60 GHz, sont attribuées aux coupleurs et aux résistances de contact des commutateurs séries.



**Figure 2.33** : Principe (a) et photographie (b) du déphaseur 3 bits de type réflexion sur CO, réalisé par l'Université de Séoul en technologie coplanaire avec des coupleurs à recouvrement avec gap d'air [49].

Raytheon et HRL Laboratories ont développé un déphaseur 5 bits de type réflexion à ligne à retard en utilisant une approche différente : plutôt que de déplacer des CC ou des CO le long des lignes, la solution présentée dans [53] consiste à commuter des lignes de longueur fixe par l'intermédiaire de commutateurs trois voies de type SP3T. Ce déphaseur est constitué d'un déphaseur 3 bits pour les poids faibles, qui permet d'obtenir huit états de phase par combinaisons des commutateurs, et d'un déphaseur 2 bits pour les poids forts sur lequel une seule ligne est connectée à la fois pour obtenir quatre états de phase. Le schéma de la figure 2.34 donne le principe de ce déphaseur 2 bits à commutation de lignes.



**Figure 2.34** : Principe du déphaseur 2 bits de type réflexion à lignes commutées, réalisé par Raytheon et HRL Laboratories [53].

Le tableau 2.7 présente les performances des déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable présentés dans la littérature. Dans ce tableau, les déphaseurs sont classés par ordre de fréquences croissantes.

Réf.	Type	Configuration	Fréquence	Perte d'insertion	Perte de réflexion	Erreur de phase	Taille
[53]	Commutation de lignes à retard de différentes longueurs Commutateurs SP3T séries (40–50 V) Coupleurs de Lange	5 bits (2 bits + 3 bits) Déphase linéaire	Bande X (6–11 GHz)	1 dB rms sur 6–10 GHz	< -10 dB sur 7–10,5 GHz	—	—
[46]	Technologie micro-ruban Lignes à retard variable (CC) Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (35–40 V) Coupleur de Lange	4 bits (2 x 2 bits) 0°/90°/180°/270° 0°/22,5°/45°/67,5° Déphase linéaire	Bande X (7–11 GHz)	1,4 dB @ 8 GHz 1,7 dB sur une bande > 30%	< -11 dB sur la bande	<11,25° @ 10 GHz sauf pour les sections 180° et 270°	—
[48]	Technologie coplanaire Lignes à retard variable (CO) Commutateurs MEMS séries à contact métallique (35–40 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	2 bits 0°/45°/90°/135° Déphasage constant	60 GHz	2,6 dB @ 60GHz (0°) 3,6 dB @ 60GHz (45°) 5 dB @ 60GHz (90°) 5,5 dB @ 60GHz (135°) 4,2 dB rms @ 60 GHz	< -11,7 dB sur 50–70 GHz	-3,5° (pour 45°) @ 60 GHz -5,7° (pour 90°) @ 60 GHz -6,3° (pour 135°) @ 60 GHz 4,6 % rms @ 60 GHz	1,5 mm x 2,1 mm
[49]	Technologie coplanaire Lignes à retard variable (CO) Commutateurs MEMS séries à contact métallique (35 V) Coupleur à recouvrement à gap d'air	3 bits (2 bits + 1 bit) 0°/45°/90°/135° 0°/180°	60 GHz	4,85 dB rms @ 60 GHz	< -9 dB sur 50–65 GHz	15,7 % rms @ 60 GHz	3,2 mm x 2,1 mm
[47]	Technologie micro-ruban Lignes à retard variable (CC) Commutateurs MEMS parallèles capacitifs (~ 40 V) Coupleur Branch-line	2 bits 0°/90°/180°/270° Déphasage linéaire	80–85 GHz	3 dB rms sur la bande	< -9 dB sur la bande	-24° (90°) @ 82 GHz -12° (180°) @ 82 GHz +12° (270°) @ 82 GHz	—

**Tableau 2.7** : Performances des déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable présentés dans la littérature.

## II.4 – Déphaseur à MEMS réalisé à l'IEMN

L'étude bibliographique sur les déphaseurs à MEMS que nous venons de présenter a permis d'orienter notre choix vers un type de déphaseur. Dans ce paragraphe, nous présentons les raisons qui nous ont conduit à choisir le déphaseur de type réflexion à lignes à retard variable. Puis après une présentation des différentes topologies de coupleurs habituellement utilisées dans ce type de déphaseur, nous détaillons la conception des coupleurs que nous avons choisi pour notre déphaseur, à savoir, un coupleur hybride de type *branch-line* standard et un coupleur de même type à taille réduite. Enfin, nous présenterons la méthode que nous avons utilisé pour dimensionner notre déphaseur et les résultats de simulation obtenus.

### II.4.1 – Choix de la topologie du déphaseur

Notre déphaseur étant destiné à la réalisation d'une antenne à balayage électronique de faisceau pour les systèmes de télécommunications modernes, qui sont eux-mêmes construits autour de microprocesseurs, nous avons choisi de réaliser un déphaseur numérique qui permet un contrôle plus aisé du balayage. De plus, pour garantir un fonctionnement correct de ces systèmes, il est important que toutes les composantes du spectre de fréquences des signaux transmis ou reçus arrivent en phase, ce qui signifie que le temps de propagation de groupe du déphaseur doit être constant, ou encore d'après l'équation (2.42), que la réponse de la phase doit être linéaire en fonction de la fréquence. La distorsion de phase des signaux est ainsi évitée.

$$\tau_g = \frac{d\phi}{d\omega} = \text{constante} \quad (2.42)$$

Parmi les différentes topologies de déphaseurs présentées dans les paragraphes précédents, celles qui nous paraissent les mieux appropriées pour notre application sont les déphaseurs à lignes commutées, les déphaseurs à réseaux commutés, les déphaseurs à ligne distribuée et les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable.

Les déphaseurs à lignes commutées sont ceux qui permettent d'obtenir les largeurs de bande les plus importantes. Malheureusement, du fait de leurs tailles imposantes, et pour des problèmes de coûts, leur co-intégration monolithique avec des circuits MMIC n'est pas envisageable. La solution à base de commutateurs séries SP4T est assez séduisante en terme de réduction de taille, de pertes et d'erreur de phase. Cependant, sa mise en œuvre nécessite la réalisation d'une structure spécifique utilisant des commutateurs MEMS séries qui n'est pas adaptée aux commutateurs MEMS parallèles que nous avons développé à l'IEMN au cours de ce travail.

Les déphaseurs à réseaux commutés semblent également prometteurs car ils permettent d'atteindre d'excellentes performances en terme de pertes et d'erreur de phase sur une largeur de bande assez importante, tout en réduisant la taille du circuit. Notons cependant que l'utilisation de réseaux à éléments semi-localisés nécessite la fabrication de condensateurs MIM déjà presque trop petits en bande X pour être compatible avec les technologies de fabrication MMIC (quelques dizaines de femto-Farad) [15, 16]. De plus, ce type de déphaseur est lui aussi basé sur l'utilisation de commutateurs séries qui sont encore à l'heure actuelle en phase de développement à l'IEMN.

Les déphaseurs à MEMS distribués présentent des erreurs de phase relativement faibles et une réponse de phase linéaire sur de très larges bandes (jusqu'à environ 60 GHz). Leurs pertes d'insertion sont un peu plus importantes que celles de déphaseurs à lignes commutées. Mais le principal inconvénient de ces déphaseurs est la longueur de la ligne distribuée qui est de l'ordre du centimètre pour un déphaseur 2 bits en bandes K/Ka. Par conséquent, les déphaseurs à MEMS distribués sont, eux aussi, incompatibles avec la co-intégration de circuits MMIC.

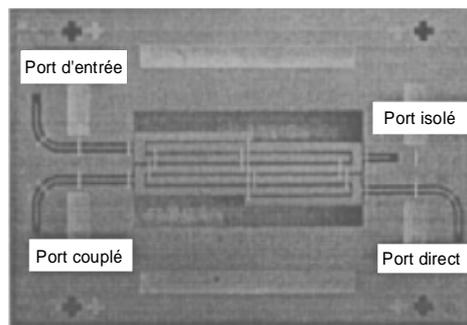
Finalement, les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable permettent d'obtenir des circuits de taille beaucoup plus petite que celles des déphaseurs à lignes commutées ou des déphaseurs à MEMS distribués. Les pertes et les erreurs de phase de ces déphaseurs dépendent beaucoup des caractéristiques des coupleurs. Toutefois, l'utilisation de la technologie MEMS dans la conception de ces coupleurs a permis dernièrement d'améliorer considérablement leurs performances. De plus, ce type de déphaseur s'adapte parfaitement à la topologie des commutateurs MEMS que nous avons développé, et par conséquent, nous avons choisi de réaliser un déphaseur de type réflexion à lignes à retard variable, en portant un soin particulier à la conception du coupleur que nous présentons dans les paragraphes suivants.

## II.4.2 – Choix du type de coupleur utilisé dans le déphaseur

Le premier coupleur en topologie coplanaire (CPW), conçu par Wen en 1970, a été réalisé en plaçant deux lignes de transmission très proches l'une de l'autre, et présentait un couplage de -10 dB autour de 2 GHz [56]. Ce type de couplage par les bords des conducteurs nécessite un gap très étroit entre les lignes de transmission. Or, les technologies de fabrication MMIC imposent une limite sur la taille physique de ce gap et ne permettent pas d'atteindre un facteur de couplage de -3 dB avec ce type de coupleur. Les déphaseurs de type réflexion à MEMS RF présentés dans la littérature utilisent principalement des coupleurs de Lange [46, 53], des coupleurs à recouvrement avec gap d'air [22, 48, 49, 50–52] ou encore des coupleurs hybrides de type *branch-line* [47, 54].

Les coupleurs de Lange à lignes couplées interdigitées sont, eux aussi, basés sur un couplage par les bords des conducteurs et atteignent difficilement les -3 dB. Un exemple de

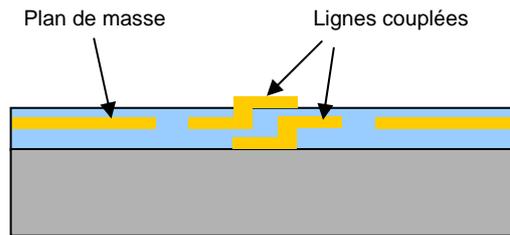
réalisation de coupleur de Lange -3 dB en technologie coplanaire est illustré sur la figure 2.35. Dans [57], le coupleur de Lange CPW -3 dB, réalisé sur un substrat de GaAs avec un gap entre les conducteurs de seulement 5  $\mu\text{m}$ , atteint un couplage maximum de -4,18 dB et un équilibre de phase de  $\pm 5^\circ$  sur la bande 15–25 GHz. La perte de couplage élevée, supérieure à 1 dB à la fréquence centrale de 20 GHz, peut être due à une désadaptation du coupleur liée à un problème d'alignement durant la fabrication. Un autre coupleur de Lange CPW -3 dB présenté dans [58] a été réalisé sur silicium haute résistivité avec un gap entre conducteurs de 36  $\mu\text{m}$ . Le couplage atteint est de  $-4,2 \pm 0,8$  dB @ 15 GHz et l'équilibre de phase est de  $\pm 3^\circ$  sur la bande à 5–20 GHz.



**Figure 2.35** : Exemple de réalisation de coupleur de Lange -3 dB en technologie coplanaire [58].

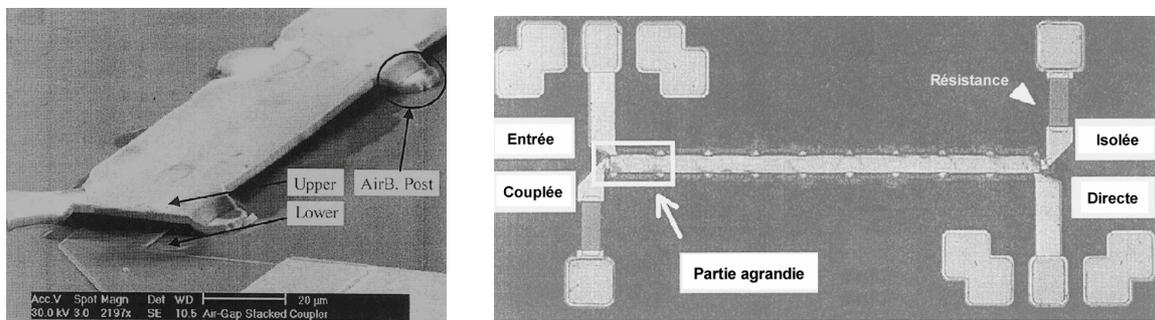
L'avantage des coupleurs de Lange est qu'ils présentent une largeur de bande relativement importante, pouvant atteindre 40 à 50 %. En revanche, leurs pertes de couplage sont relativement élevées ( $> 1$  dB) et peuvent être dues à des problèmes d'alignement pendant la fabrication, entraînant une désadaptation du coupleur. De plus, ils ne permettent pas d'obtenir un bon équilibre de phase (typiquement  $\pm 5^\circ$ ) et leurs pertes d'insertion sont importantes, ce qui s'explique par le fait que ce type de couplage se traduit par l'accumulation de courant sur les bords des conducteurs et donc par une augmentation des pertes conducteur.

Pour augmenter le facteur de couplage et réduire les pertes de ces coupleurs, une solution consiste à réaliser des coupleurs multi-couches [59, 60]. Dans ce type de structure, fabriquée à partir de plusieurs niveaux de métallisation et d'une couche diélectrique, les conducteurs couplés se chevauchent. La figure 2.36 donne un exemple à trois niveaux de métallisation correspondant au chevauchement de deux rubans dans une structure coplanaire. Bien qu'il existe encore un couplage par les bords des conducteurs, le couplage principal des deux lignes de transmission s'effectue essentiellement par les surfaces en vis-à-vis, à travers la couche diélectrique. Les performances de ces coupleurs sont ainsi beaucoup moins sensibles aux problèmes d'alignement. Cette topologie augmente le couplage et réduit les pertes et la taille du coupleur, mais présente l'inconvénient de nécessiter des trous métallisés à travers la couche diélectrique pour la connexion du conducteur enfoui sous cette couche.



**Figure 2.36** : Principe du coupleur multi-couche à lignes couplées.

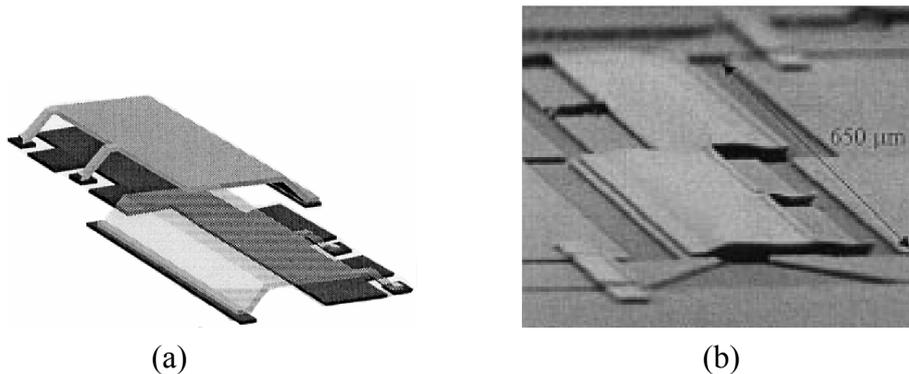
Il y a quatre ans, une nouvelle solution utilisant la technologie MEMS a été proposée par l'Université Nationale de Séoul (Corée) pour augmenter les performances des coupleurs -3 dB à lignes couplées. Ce nouveau type de coupleur, nommé coupleur à recouvrement avec gap d'air, est aussi basé sur le chevauchement des lignes de transmission, mais supprime la couche diélectrique et ainsi la nécessité des trous métallisés. La fabrication de ce type de coupleur utilise le procédé classique des ponts à air, et est donc parfaitement compatible avec la technologie des MMIC. La première réalisation publiée concernait le coupleur de Lange en technologie microruban présenté sur la figure 2.37 [61]. Dans cette structure, pour augmenter le couplage à travers le gap d'air, le conducteur inférieur est entièrement recouvert. Les pertes moyennes de transmission et de couplage sont, respectivement, de 3,73 dB et 3,33 dB. La différence de phase entre les voies *directe* et *couplée* est de  $85 \pm 3^\circ$ .



**Figure 2.37** : Coupleur -3 dB à recouvrement avec gap d'air, réalisé par l'Université Nationale de Séoul en technologie microruban [61].

Une version coplanaire de ce coupleur, réalisée en bande Ka, a été utilisée dans la fabrication de déphaseurs [22, 62, 63]. Le principe et la photographie de ce coupleur CPW -3 dB sont présentés sur la figure 2.38. Le facteur de couplage est ici insensible au problème d'alignement, et peut être contrôlé par la largeur de recouvrement. Notons que sur cette version coplanaire, le recouvrement change de côté au milieu du coupleur pour faciliter la connexion des circuits MMIC équilibrés sur ses ports d'accès. Ainsi, ce coupleur est compatible avec la structure des coupleurs de Lange. Les pertes moyennes de transmission et de couplage obtenues avec ce coupleur sont de 3,6 dB et la différence de phase entre les voies *directe* et *couplées* de  $95 \pm 3^\circ$  sur la bande 20–39 GHz.

Plus récemment, une adaptation de ce coupleur en bande V a aussi été développée pour la conception de déphaseurs millimétriques [48, 49]. Le couplage par recouvrement avec gap d'air réduit l'accumulation de courants sur les bords des conducteurs en distribuant ces courants sur des surfaces plus larges. En réduisant de cette manière les pertes de conduction, il est possible d'obtenir des coupleurs à faibles pertes. Les pertes d'insertion mesurées sur ce coupleur sont de 0,38 dB à 40 GHz et de 0,66 dB à 60 GHz.



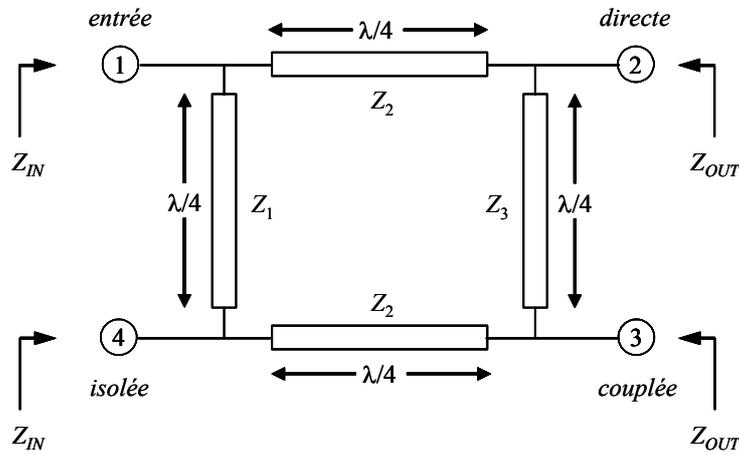
**Figure 2.38** : Principe (a) et photographie (b) du coupleur -3 dB à recouvrement à gap d'air réalisé par l'Université Nationale de Séoul en technologie coplanaire [62].

Les coupleurs à recouvrement à gap d'air permettent de réduire les pertes d'insertion et de couplage et présentent, comme les coupleurs de Lange, des largeurs de bande relativement importantes. Toutefois, leur inconvénient majeur est le déséquilibre de phase important entre les voies *directe* et *couplée*. De plus, l'optimisation de ce type de coupleur repose sur des simulations électromagnétiques 3D qui nécessitent des temps de calcul importants pour fournir des résultats fiables.

Les coupleurs hybrides de type *branch-line* ont, certes, des largeurs de bande inférieures à celles des coupleurs à lignes couplées (typiquement 10 à 20 %), mais ils offrent en revanche d'excellents équilibres d'amplitude et de phase sur les voies *directe* et *couplée*. De plus, les coupleurs *branch-line* sont relativement simples à réaliser et sont parfaitement compatibles avec la technologie MMIC. Dans leur version standard (utilisation de ligne  $\lambda/4$ ), la taille de ces coupleurs peut être un facteur limitatif à leur intégration monolithique avec des circuits MMIC, notamment, lorsque les coûts de fabrication doivent être pris en compte dans la conception. Toutefois il est possible de réaliser des versions à taille réduite de ces coupleurs qui permettent une réduction de plus de 80 % de la surface occupée sans trop dégrader leurs performances. Nous avons donc choisi ce type de coupleur pour la réalisation de notre déphaseur. Nous présentons dans les paragraphes suivants la conception de nos coupleurs et les résultats obtenus en simulation.

### II.4.3 – Conception d'un coupleur *branch-line* standard

Le coupleur *branch-line* standard à transformation d'impédance utilise quatre lignes de transmission quart d'onde. Le schéma de ce coupleur est donné sur la figure 2.39.



**Figure 2.39** : Schéma d'un coupleur *branch-line* standard à transformation d'impédance.

Les équations de conception d'un tel coupleur sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 = Z_{IN} \\ Z_2 = \left( \frac{Z_{IN} Z_{OUT}}{2} \right)^{1/2} \\ Z_3 = Z_{OUT} \end{array} \right. \quad (2.43)$$

où  $Z_{IN}$  et  $Z_{OUT}$  sont, respectivement, les impédances d'entrée et de sortie du coupleur, et  $Z_1$ ,  $Z_2$  et  $Z_3$  sont les impédances caractéristiques des différentes branches du coupleur (cf. Figure 2.39). Dans le cas où l'entrée et la sortie doivent être adaptées sur une impédance  $Z_0$ , nous avons  $Z_{IN} = Z_{OUT} = Z_0$  et les équations (2.43) deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 = Z_3 = Z_0 \\ Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} \end{array} \right. \quad (2.44)$$

Ainsi, si  $Z_0 = 50 \, \Omega$ , nous obtenons  $Z_1 = Z_3 = 50 \, \Omega$  et  $Z_2 \approx 35,35 \, \Omega$ .

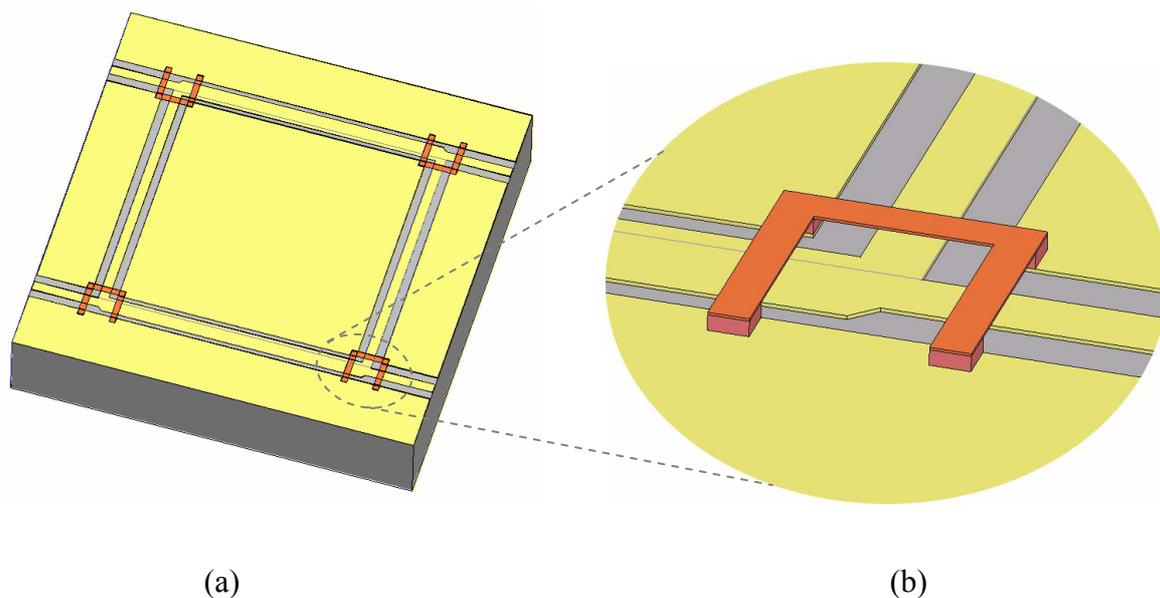
Afin d'assurer une compatibilité avec la technologie de nos commutateurs MEMS RF et des circuits MMIC, les coupleurs que nous avons conçus utilisent la technologie coplanaire. Le dimensionnement du coupleur a été optimisé à la fréquence centrale de 22 GHz, correspondant au milieu de la bande K. Les dimensions des lignes de transmission, d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ , restent identiques à celles que nous avons choisies pour la conception des micro-commutateurs, présentées dans l'annexe B (cf. Figure B.5). De même, nous avons conservé la même distance intermasse pour la ligne d'impédance caractéristique  $35,35 \Omega$  afin d'éviter l'excitation de modes de propagation parasites causée par la présence de discontinuités le long des lignes. La largeur du ruban central a été déterminée à l'aide du logiciel LineCalc d'Agilent Technologie. Pour obtenir une impédance de  $35,35 \Omega$ , avec une distance intermasse de  $129 \mu\text{m}$ , cette largeur doit être de  $86 \mu\text{m}$  (cf. Figure B.3). L'option de synthèse de LineCalc, qui détermine les dimensions physiques d'une ligne à partir de ses propriétés électriques, nous a ensuite permis de calculer les longueurs à donner aux branches séries et parallèles du coupleur pour obtenir des longueurs de  $\lambda/4$ , soit des déphasages électriques de  $90^\circ$ . Les dimensions physiques et les propriétés électriques des lignes utilisées dans le coupleur sont données dans le tableau 2.8.

	Ligne $\lambda/4$ , $50 \Omega$	Ligne $\lambda/4$ , $35,35 \Omega$
Largeur du ruban central	$49 \mu\text{m}$	$86 \mu\text{m}$
Distance intermasse	$129 \mu\text{m}$	$129 \mu\text{m}$
Longueur de la ligne	$1320 \mu\text{m}$	$1334 \mu\text{m}$
Impédance caractéristique	$50,38 \Omega$	$35,66 \Omega$
Déphasage électrique	$89,72^\circ$	$90,00^\circ$
Atténuation de la ligne	$0,11 \text{ dB}$	$0,134 \text{ dB}$
Permittivité effective de la ligne	$6,618$	$6,521$

**Tableau 2.8** : Dimensions physiques et électriques des lignes utilisées dans le coupleur conventionnel, calculées à 22 GHz.

Une fois ses dimensions déterminées, le coupleur a été simulé avec le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS de Ansoft. Un soin particulier a été porté au niveau de la réalisation des jonctions en T. Les lignes  $35,35 \Omega$  étant plus larges que les lignes  $50 \Omega$ , leurs extrémités ont été biseautées à  $45^\circ$  afin d'éviter les discontinuités brutales qui peuvent exciter des modes parasites. De plus, la ligne coplanaire supporte deux modes de propagation fondamentaux sans fréquence de coupure (cf. Annexe B) : le mode impair (mode coplanaire) et le mode pair (mode fente). Lorsque le mode impair est excité, le signal RF se propage sur le conducteur central et les plans de masse sont alors équipotentiels. Ce mode, favorable à la

propagation du signal RF, est souhaité sur la ligne. Le mode pair, quant à lui, peut être excité par la présence d'une discontinuité sur la ligne (jonction, coude...). Il se traduit par la présence de potentiels opposés sur les plans de masse et d'un potentiel nul sur le conducteur central. C'est un mode fortement dispersif et rayonnant, qui perturbe le signal transmis. En connectant régulièrement les plans de masse entre eux aux abords des discontinuités, nous pouvons rééquilibrer leurs potentiels et ainsi filtrer le mode pair. Dans la pratique, l'équilibre des plans de masse est réalisé par l'utilisation de ponts à air autour des discontinuités. Nous avons donc placé autour des jonctions du coupleur des ponts à air qui traversent au-dessus du ruban central. Signalons que ces ponts à air seront réalisés en même temps que les membranes des commutateurs MEMS, et que par conséquent, aucune étape technologique supplémentaire n'est nécessaire dans le procédé de fabrication du déphaseur. Le coupleur simulé sous HFSS est représenté figure 2.40, qui montre également un agrandissement d'une jonction en T avec ses ponts à air. Par souci de clarté, nous avons exagéré la hauteur des ponts sur cet agrandissement. La hauteur utilisée lors des simulations correspond à celle des membranes de nos commutateurs MEMS, qui est de  $3\ \mu\text{m}$ .



**Figure 2.40** : Topologie du coupleur *branch-line* simulé sous HFSS (a) et agrandissement de la jonction en T avec la hauteur des ponts volontairement exagérée (b).

Le coupleur a été simulé sur la bande K (18–26 GHz). Les résultats de simulation sont présentés sur les figures 3.41, 3.42 et 3.43.

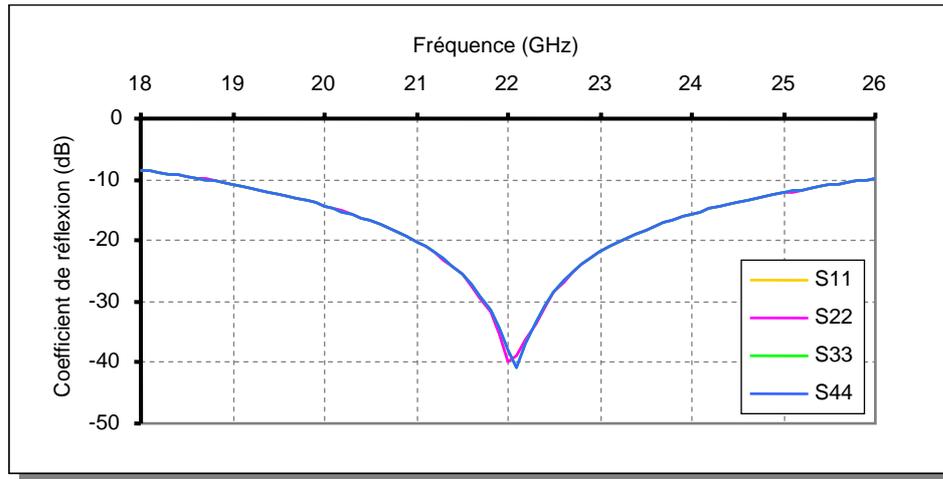


Figure 2.41 : Coefficients de réflexion simulés des quatre ports du coupleur.

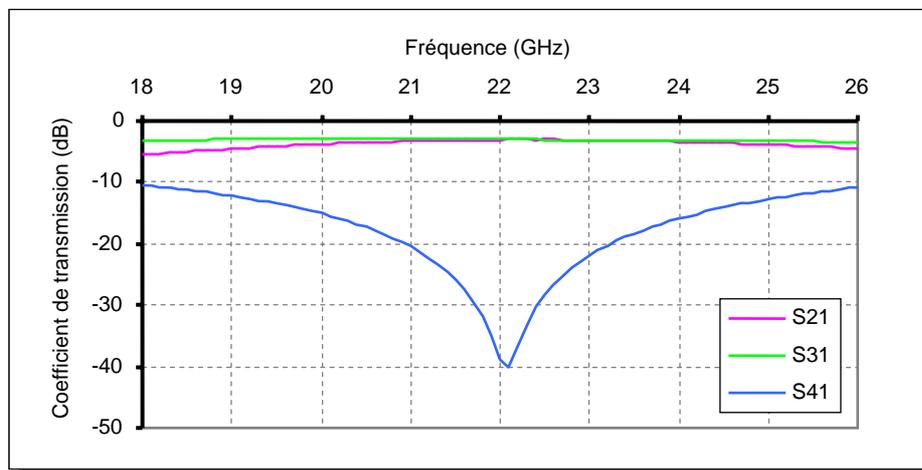


Figure 2.42 : Transmission ( $S_{21}$ ), couplage ( $S_{31}$ ) et isolation ( $S_{41}$ ) simulés du coupleur -3 dB.

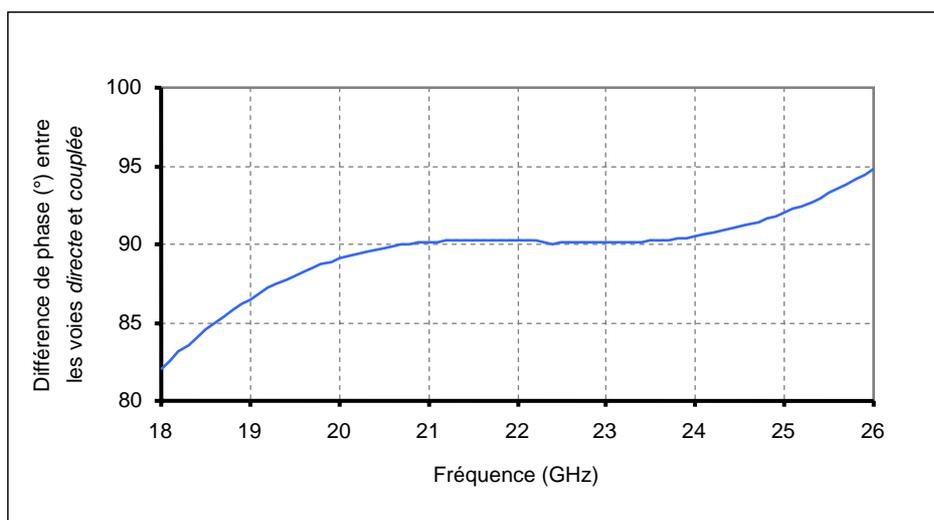


Figure 2.43 : Différence de phase simulée entre les voies *directe* et *couplée*.

On constate sur la figure 2.41 que les quatre ports du coupleur sont parfaitement adaptés sur  $50 \Omega$ , à la fréquence de conception de 22 GHz. Signalons que sur cette figure les caractéristiques des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{33}$  sont superposées et cachées par celle du paramètre  $S_{44}$ . Les coefficients de réflexion de chacun des ports sont inférieurs à -15 dB sur la plage fréquentielle 20–24 GHz. Sur cette même bande, les coefficients de transmission et de couplage sont très proches de -3 dB et l'isolation reste inférieure à -15 dB (cf. Figure 2.42). Nous obtenons également sur cette bande de fréquence une différence de phase relativement constante et sensiblement égale à  $90^\circ$  entre les voies *directe* et *isolée* (cf. Figure 2.43). Le tableau 2.9 donne les performances simulées à la fréquence de conception de 22 GHz.

Perte de transmission sur la voie <i>directe</i>	3,03 dB
Perte de couplage sur la voie <i>couplée</i>	2.99 dB
Isolation sur la voie <i>isolée</i>	-39 dB
Coefficient de réflexion sur les voies <i>entrée et directe</i>	-40 dB
Coefficient de réflexion sur les voies <i>couplée et isolée</i>	-38 dB
Différence de phase entre les voies <i>directe et isolée</i>	$90,22^\circ$

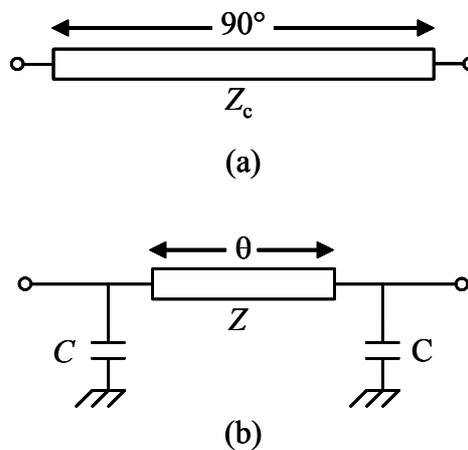
**Tableau 2.9** : Performances du coupleur simulé à la fréquence de conception de 22 GHz.

D'après les simulations, ce coupleur offre d'excellentes performances sur une largeur de bande de près de 18 % autour de la fréquence centrale de 22 GHz.

L'inconvénient majeur de ce coupleur est sa taille importante, qui atteint  $2025 \times 2034 \mu\text{m}^2$  (accès compris), du fait de l'utilisation de lignes quart d'onde. Les surfaces occupées par ce type de coupleurs les rendent extrêmement coûteux lorsqu'ils doivent être co-intégrés avec des MMIC, ce qui limite fortement leur utilisation. Pour remédier à ce problème, il est impératif de réduire la taille des branches du coupleur. L'approche à éléments localisés, qui utilise des selfs spirales et des condensateurs localisés, est une des solutions à ce problème. Cependant, la conception des circuits à éléments localisés est quelque peu empirique et nécessite des modèles de selfs précis basés sur des mesures d'éléments de test. De plus, ce type de conception devient difficile au-delà de 20 GHz. Une autre solution permettant de réduire la taille du coupleur est présentée dans le paragraphe suivant.

### II.4.4 – Conception d'un coupleur *branch-line* à taille réduite

La solution proposée par Hirota [64] pour réduire la taille du coupleur *branch-line* consiste à remplacer les lignes quart d'onde par des circuits équivalents de plus petites tailles. Le principe, illustré sur la figure 2.44, est le suivant : la ligne quart d'onde est constituée d'une inductance série et d'une capacité parallèle distribuées. L'inductance et la capacité distribuées d'une ligne de transmission plus courte que la ligne quart d'onde seront naturellement plus faibles. L'approche proposée consiste à compenser la chute d'inductance par une augmentation de l'impédance caractéristique de la ligne et à compenser la perte de capacité en ajoutant des condensateurs localisés aux extrémités de la ligne.



**Figure 2.44** : Ligne de transmission quart d'onde (a) et son équivalence à taille réduite (b).

Les conditions d'équivalence de ces deux circuits peuvent être déterminées en examinant leurs matrices admittance,  $[Y_a]$  et  $[Y_b]$ , qui sont définies par [3, 64]:

$$[Y_a] = \frac{1}{jZ_0} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

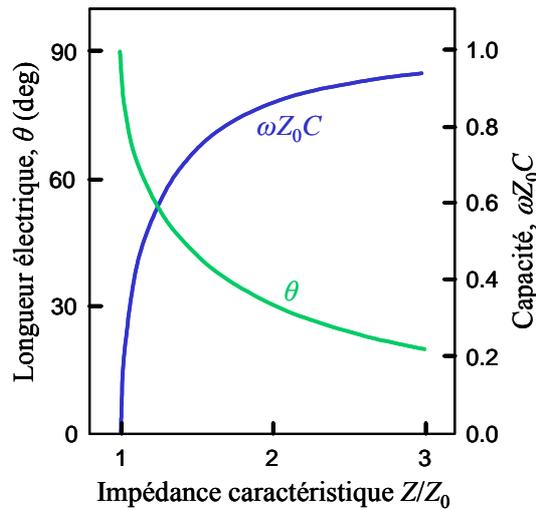
$$[Y_b] = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta}{jZ \sin \theta} + j\omega C & \frac{1}{jZ \sin \theta} \\ \frac{1}{jZ \sin \theta} & \frac{\cos \theta}{jZ \sin \theta} + j\omega C \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

où  $Z_0$ ,  $Z$ ,  $\theta$  et  $\omega$  sont, respectivement, l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde, l'impédance caractéristique de la ligne réduite, le déphasage électrique de la ligne réduite et la fréquence angulaire. Les deux circuits sont équivalents si leurs matrices sont égales, et dans ce cas nous obtenons :

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{Z_0}{Z}\right) \quad (2.47)$$

$$C = \frac{\cos \theta}{\omega Z_0} \quad (2.48)$$

Ces deux relations sont illustrées sur la figure 2.45. Nous pouvons voir sur cette figure que la longueur électrique peut être réduite en augmentant l'impédance caractéristique  $Z$ , ainsi que la capacité localisée  $C$ .



**Figure 2.45** : Conditions d'équivalence de la ligne réduite [64].

En augmentant d'un rapport  $\sqrt{2}$  l'impédance caractéristique de la ligne de transmission, sa longueur diminue de moitié. En effet, d'après l'équation (2.47), pour ce rapport la longueur électrique  $\theta$  est égale à  $45^\circ$ .

Les équations (2.47) et (2.48) constituent les équations de conception du coupleur à taille réduite dont le schéma est donné sur la figure 2.46. Nous venons de voir que les impédances caractéristiques des lignes utilisées dans un coupleur *branch-line* conventionnel sont  $Z_0$  et  $Z_0/\sqrt{2}$ . Si l'impédance caractéristique de toutes les branches du coupleur réduit est  $Z$ , alors nous pouvons écrire, en posant  $r = Z_0/Z$  :

$$\theta_1 = \sin^{-1}(r) \quad (2.49)$$

$$\theta_2 = \sin^{-1}\left(\frac{r}{\sqrt{2}}\right) \quad (2.50)$$

$$C = \frac{\sqrt{1-r^2} + \sqrt{2-r^2}}{\omega Z_0} \quad (2.51)$$

où  $\theta_1$  et  $\theta_2$  sont, respectivement, les longueurs électriques des branches séries et parallèles, et  $C$  est la capacité à placer aux intersections de ces branches. Ces équations ont été utilisées pour la réalisation de divers coupleurs publiés dans la littérature avec, généralement, un rapport,  $r$ , égal à  $1/\sqrt{2}$ . Dans ce cas, pour obtenir une adaptation sur  $50 \Omega$ , l'impédance caractéristique des branches du coupleur est de  $70,7 \Omega$ , la longueur de branches séries est de  $1/8$  de longueur d'onde et celle des branches parallèles de  $1/12$  de longueur d'onde. L'espace occupé par le coupleur peut ainsi être réduite de plus de 80 % [64–66].

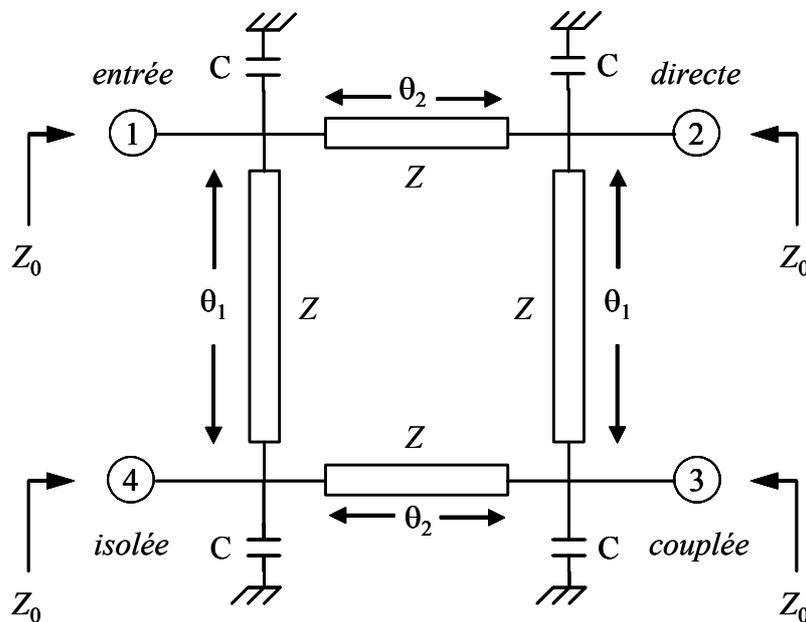


Figure 2.46 : Schéma du coupleur *branch-line* à taille réduite.

Dans le cas plus général d'un coupleur à impédances d'entrée et de sortie différentes, les équations de conception du coupleur à taille réduite sont données par [68, 69] :

$$\theta_1 = \sin^{-1} \left( \frac{Z_{IN}}{Z} \right) \quad (2.52)$$

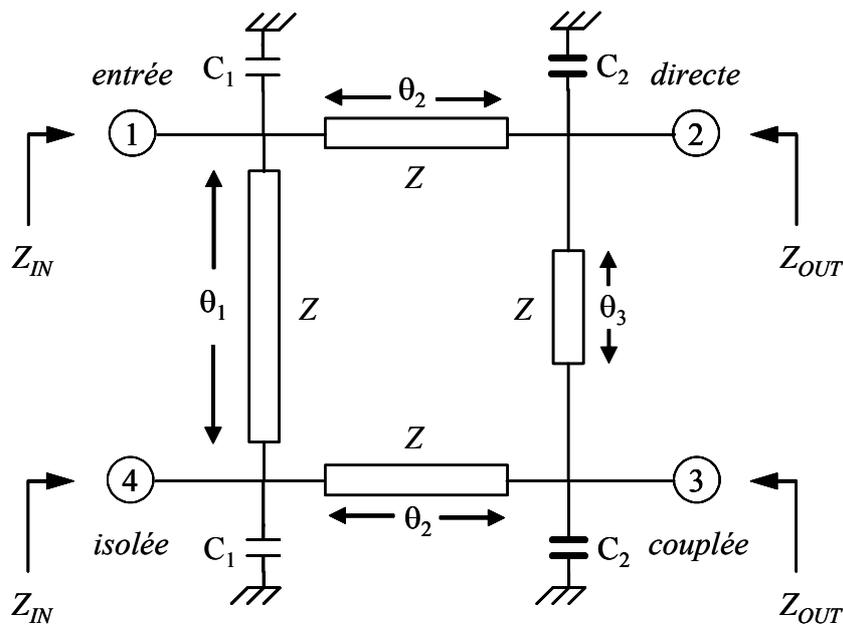
$$\theta_2 = \sin^{-1} \left( \frac{\sqrt{\frac{Z_{IN} Z_{OUT}}{2}}}{Z} \right) \quad (2.53)$$

$$\theta_3 = \sin^{-1}\left(\frac{Z_{OUT}}{Z}\right) \quad (2.54)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{Z_{IN}^2} - \frac{1}{Z^2}} + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2}{Z_{IN}Z_{OUT}} - \frac{1}{Z^2}} \quad (2.55)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{1}{Z_{OUT}^2} - \frac{1}{Z^2}} + \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2}{Z_{IN}Z_{OUT}} - \frac{1}{Z^2}} \quad (2.56)$$

où  $Z_{IN}$  et  $Z_{OUT}$  sont, respectivement, les impédances d'entrée et de sortie du coupleur,  $Z$  est l'impédance caractéristique des branches du coupleur, et  $C_1$  et  $C_2$  sont les capacités à placer aux extrémités des branches, comme illustré sur la figure 2.47. Notons que les expressions de  $C_1$  et  $C_2$  imposent  $Z > Z_{IN}$  et  $Z > Z_{OUT}$ .



**Figure 2.47** : Schéma d'un coupleur *branch-line* à taille réduite à impédances d'entrée et de sortie différentes.

Nous pouvons aussi noter que les caractéristiques de ce coupleur ne sont strictement identiques à celle du coupleur standard qu'à la fréquence centrale. Cependant, dans la pratique leurs réponses fréquentielles s'avèrent très similaires sur la bande de fonctionnement utile.

Par ailleurs, cette topologie de coupleur nécessite l'ajout de condensateurs reliés à la masse. La technologie coplanaire et les condensateurs MIM (Metal-Insulator-Metal) sont particulièrement bien adaptés pour ce type de réalisation. Afin de diminuer la surface occupée par notre déphaseur, nous avons donc également conçu un coupleur de taille réduite.

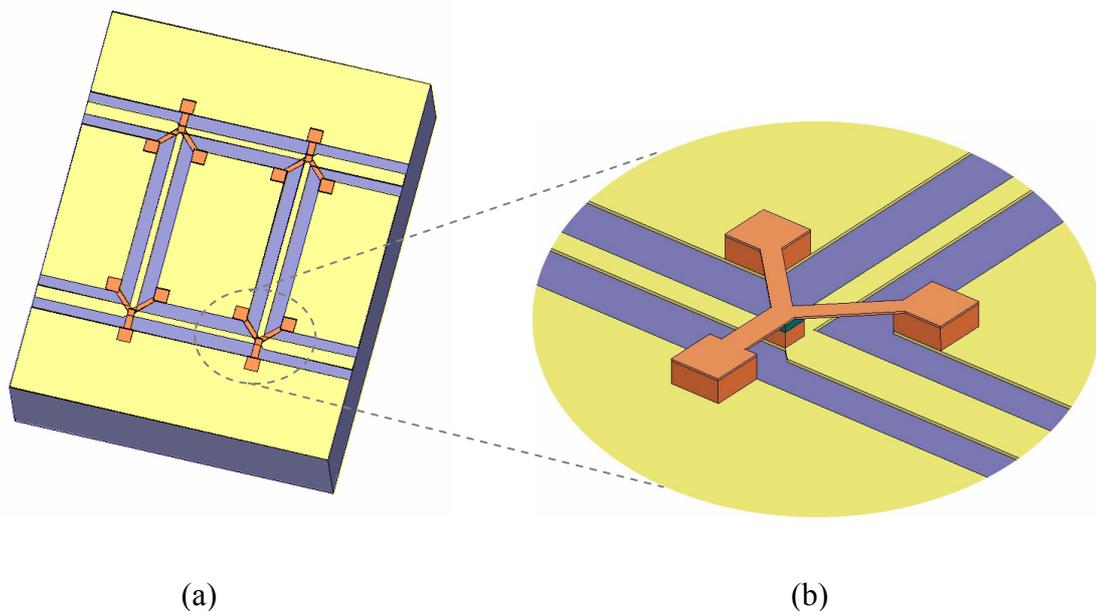
L'impédance d'entrée du déphaseur doit être égale à  $50 \Omega$  ; et celle de sortie doit être adaptée à l'impédance caractéristique de nos commutateurs MEMS RF, qui est aussi de  $50 \Omega$ . Nous avons donc utilisé les équations (2.49), (2.50) et (2.51) pour concevoir le coupleur. De plus, pour éviter les discontinuités le long des lignes coplanaires, nous avons conservé, ici aussi, la même distance intermasse que celle de nos commutateurs MEMS, soit  $129 \mu\text{m}$ . Dans l'annexe B, nous montrons que, pour une distance intermasse fixée, l'augmentation de l'impédance caractéristique d'une ligne coplaire est obtenue en réduisant la largeur du ruban central (cf. Figure B.3). Toutefois, les pertes d'une ligne coplaire dépendent également de la largeur du ruban central, et augmentent rapidement lorsque cette largeur diminue (cf. Figure B.3). Par conséquent, nous avons limité la largeur minimale du ruban à  $25 \mu\text{m}$ . Cette valeur associée à la distance intermasse de  $129 \mu\text{m}$  fournit une impédance caractéristique de  $65,5 \Omega$ . Les longueurs électriques des branches du coupleur et les valeurs des capacités localisées correspondant à cette impédance ont été calculées à 22 GHz. Le logiciel LineCalc nous a ensuite permis de déterminer les longueurs physiques correspondants à ces longueurs électriques. Le tableau 2.10 donne les valeurs obtenues pour les différents paramètres du coupleur à taille réduite.

Distance intermasse des branches	$129 \mu\text{m}$
Largeur du ruban central des branches	$25 \mu\text{m}$
Impédance caractéristique des branches	$65,5 \Omega$
Longueur électrique des branches séries	$32,67^\circ$
Longueur électrique des branches parallèles	$49,76^\circ$
Longueur physique des branches séries	$\sim 480 \mu\text{m}$
Longueur physique des branches parallèles	$\sim 732 \mu\text{m}$
Capacité localisée	$265,7 \text{ fF}$

**Tableau 2.10** : Dimensions physiques et électriques des paramètres de conception du coupleur *branch-line* à taille réduite.

Les lignes d'accès  $50 \Omega$ , plus larges que les branches du coupleur, ont été biseautées à  $45^\circ$  afin d'éviter des discontinuités brutales aux niveaux des jonctions en T. La topologie des ponts à air utilisés pour équilibrer les masses des lignes coplanaires est assez différente de celle employée dans le coupleur standard : au lieu d'avoir trois ponts distincts, un seul pont en forme de Y relie les trois plans de masse au niveau de chaque jonction. Ceci est dû au fait que les ponts ont ici une double fonction car ils constituent également les plans métalliques, reliés à la masse, des condensateurs MIM placés aux intersections des branches du coupleur. Comme pour le coupleur standard, les ponts à air du coupleur à taille réduite sont fabriqués durant la

même étape technologique que les membranes des commutateurs MEMS. Ils sont donc supportés par des piliers à une hauteur de  $3\ \mu\text{m}$ . L'approche que nous avons adoptée pour la réalisation des condensateurs MIM consiste à placer un quatrième pilier sur le ruban central de la ligne coplanaire aux intersections de chaque jonction. Le pont à air vient alors se poser sur ce pilier recouvert d'une couche diélectrique pour former le condensateur MIM. L'agrandissement représenté sur la figure 2.48b montre la structure de ces jonctions. Par souci de clarté, la hauteur des piliers et l'épaisseur de la couche diélectrique ont été volontairement exagérées sur cette vue. La structure globale du coupleur à taille réduite que nous avons conçu est présentée sur la figure 2.48a. La taille du coupleur, qui n'est que de  $1500 \times 1200\ \mu\text{m}^2$  (accès compris), est ainsi fortement réduite par rapport à celle du coupleur standard. Nous obtenons de cette manière une réduction d'environ 62 % de la surface occupé par le coupleur, ce qui permet d'envisager sa co-intégration avec des circuits MMIC.



**Figure 2.48** : Topologie du coupleur *branch-line* à taille réduite simulé sous HFSS (a) et agrandissement de la jonction en T avec condensateur MIM intégré (b). La hauteur des ponts et l'épaisseur de diélectrique sont volontairement exagérées.

Afin de comparer les performances de cette structure à celles du coupleur standard, nous l'avons également simulée sous HFSS. Les résultats obtenus sur la bande K sont présentés sur les figures suivantes.

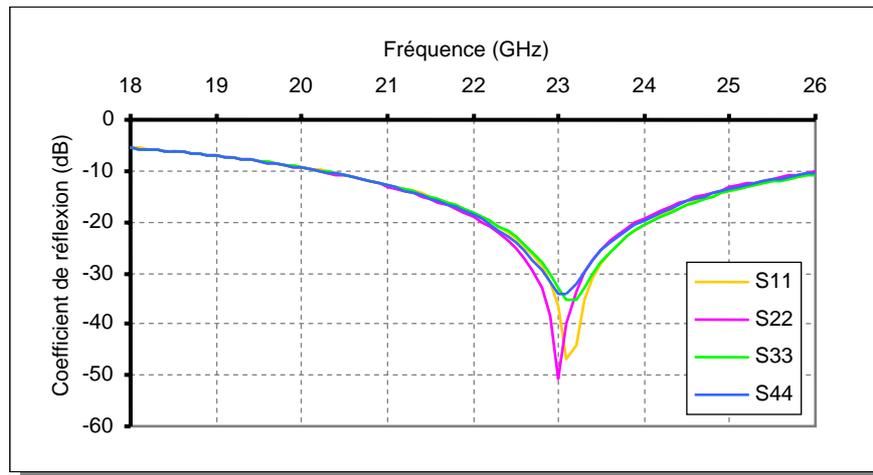


Figure 2.49 : Coefficients de réflexion simulés des quatre ports du coupleur à taille réduite.

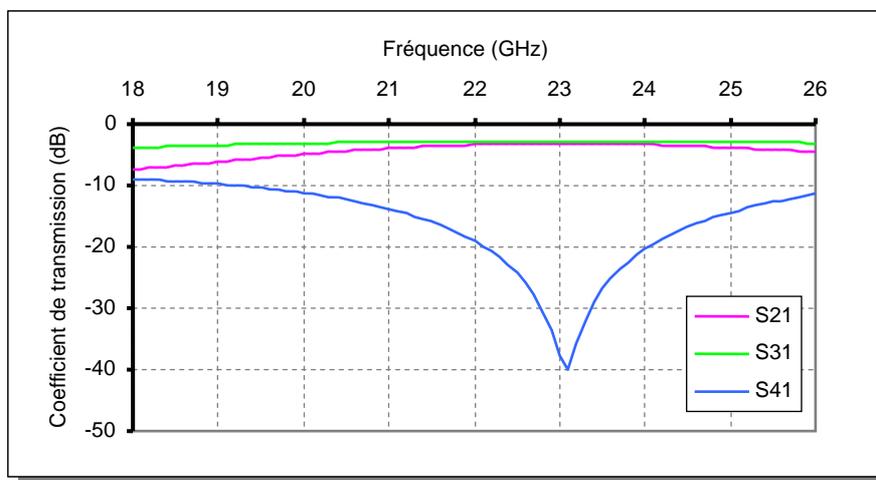


Figure 2.50 : Transmission ( $S_{21}$ ), couplage ( $S_{31}$ ) et isolation ( $S_{41}$ ) simulés du coupleur *branch-line* à taille réduite.

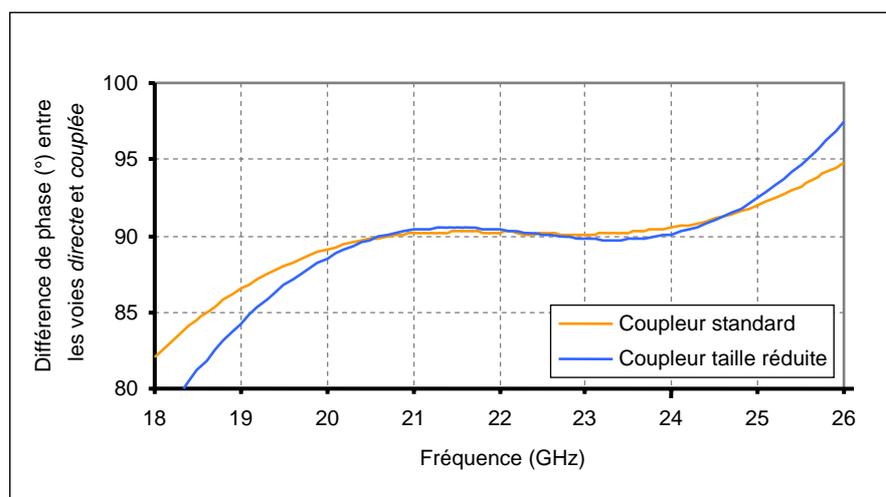
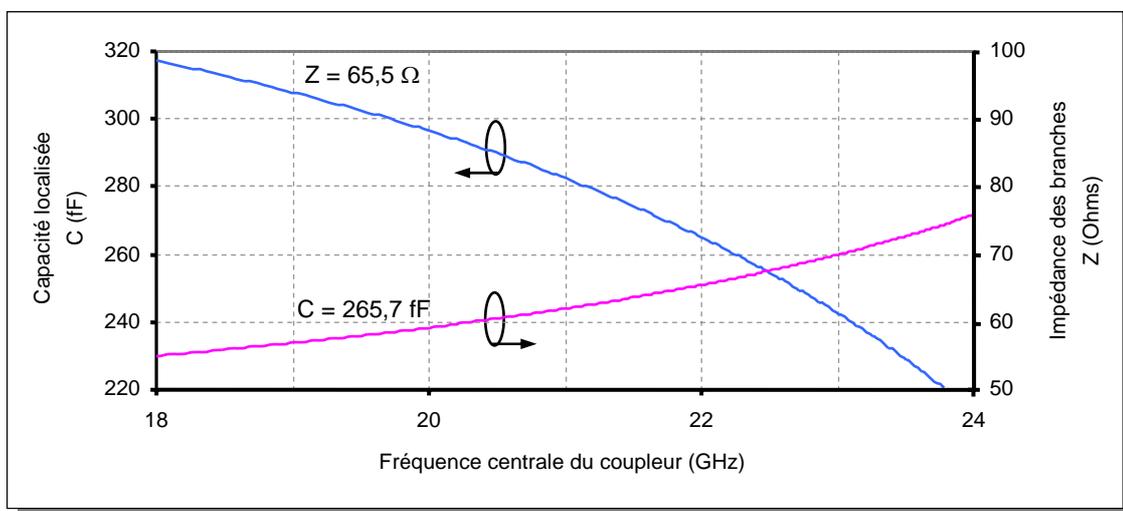


Figure 2.51 : Comparaison des différences de phase entre les voies *directe* et *couplée*, simulées avec les coupleurs standard et à taille réduite.

La première constatation que nous pouvons faire en analysant ces résultats de simulation concerne un décalage de la fréquence centrale du coupleur, de près d'un gigahertz vers les fréquences hautes. En effet, comme le montre la figure 2.49, les minima des coefficients de réflexion sur les ports du coupleur sont obtenus à 23,1 GHz alors que la fréquence centrale de conception est de 22 GHz. Ce décalage fréquentiel est aussi mis en évidence sur la figure 2.50 sur laquelle l'isolation maximale atteint environ -40 dB à 23,1 GHz. Afin d'analyser les raisons possibles de ce décalage fréquentiel, nous avons tracé sur la figure 2.52 la fréquence centrale du coupleur, calculée à partir de l'équation (2.51), en fonction de la valeur des capacités localisées pour une impédance caractéristique des branches de 65,5 Ω, et en fonction de la valeur de l'impédance caractéristique des branches pour une valeur de capacité de 265,7 fF.



**Figure 2.52** : Fréquence centrale du coupleur calculée à partir de l'équation (2.51) en fonction de la valeur des capacités localisées et en fonction de l'impédance caractéristique de ses branches.

Plusieurs explications sont possibles pour ce décalage fréquentiel. Nous pouvons d'abord penser qu'il est dû à une mauvaise évaluation de la capacité localisée, qui a été dimensionnée en utilisant l'équation des condensateurs à plans parallèles définie par :

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 s}{e} \quad (2.57)$$

où  $\varepsilon_r$  est la permittivité relative du matériau diélectrique,  $\varepsilon_0$  est la permittivité de l'air,  $s$  est la surface de la capacité, et  $e$  est l'épaisseur du matériau diélectrique. A partir de cette équation, nous avons déterminé l'épaisseur du diélectrique (nitrure de silicium,  $\varepsilon_r = 7$ ), en considérant une surface de  $25 \times 25 \mu\text{m}^2$  (largeur du pilier égale à la largeur du ruban central). Les capacités supplémentaires introduites par les ponts à air et par les effets de bord ne sont pas prises en compte dans cette équation, alors qu'elles le sont dans la simulation électromagnétique 3D. On doit donc s'attendre en réalité à obtenir une valeur de capacité légèrement supérieure à celle

déterminée par l'équation (2.57). Or d'après la figure 2.52 pour une impédance caractéristique de  $65,5 \Omega$ , une diminution d'environ 10 % de la valeur des capacités est nécessaire pour décaler la fréquence centrale du coupleur à 23 GHz. Par conséquent, ce décalage ne s'explique pas par un surdimensionnement des capacités.

Le décalage fréquentiel peut aussi être dû à une mauvaise évaluation de l'impédance caractéristique,  $Z$ , des branches du coupleur. En effet, nous avons dimensionné les lignes coplanaires du coupleur à l'aide du logiciel LineCalc qui est basé sur le calcul d'équations analytiques contrairement à HFSS qui réalise une simulation électromagnétique 3D et prend en compte davantage de phénomènes. Ainsi, du fait de ces différents modes de calcul, la valeur de  $Z$  peut subir une variation d'un logiciel à l'autre. Or, d'après la figure 2.52, en considérant une valeur de capacité localisée de 265,7 fF, une augmentation de l'impédance caractéristique d'environ 6,9 % suffit pour décaler la fréquence centrale à 23 GHz.

Notons que cette analyse repose sur les équations analytiques de conception du coupleur à taille réduite qui ne prennent pas forcément en compte tous les phénomènes de propagation dans la structure du coupleur. Ainsi, une erreur d'évaluation du couple ( $Z$ ,  $C$ ) calculé à partir de ces équations peut aussi être à l'origine du décalage. Enfin, nous n'excluons pas une erreur de calcul du logiciel HFSS. La réelle présence du décalage fréquentiel sera vérifiée par une comparaison des résultats de simulations et des résultats expérimentaux.

On peut également noter sur la réponse de la phase du coupleur (cf. Figure 2.51) une légère réduction de la largeur de bande, qui reste cependant très proche de celle du coupleur standard dans la bande utile, malgré le décalage de la fréquence centrale. Le tableau 2.11 résume les performances du coupleur obtenues par simulation à la fréquence de conception et à la fréquence centrale de 23,1 GHz. Bien qu'elles ne soient pas optimales à 22 GHz, les performances du coupleur restent acceptables sur la bande 21,5–24,5 GHz, c'est-à-dire, sur une largeur de bande d'environ 13 % centrée sur 23,1 GHz.

	22 GHz	23,1 GHz
Transmission sur la voie directe	-3,36 dB	-3,15 dB
Couplage sur la voie couplée	-2,92 dB	-2,87 dB
Isolation sur la voie isolée	-19,06 dB	-39,93 dB
Coefficient de réflexion sur les quatre voies	< -18 dB	< -33 dB
Différence de phase entre les voies <i>directe</i> et <i>isolée</i>	91,52°	89,78°

**Tableau 2.11** : Performances simulées du coupleur *branch-line* à taille réduite, données à la fréquence de conception et à la fréquence centrale.

## II.4.5 – Dimensionnement du déphaseur

Le dimensionnement du déphaseur a été réalisé par des simulations électriques à l'aide du logiciel ADS d'Agilent Technology. Pour ces simulations, nous avons utilisé les résultats de simulations électromagnétiques des coupleurs et des commutateurs MEMS RF, insérés dans ADS sous forme de fichiers de paramètres S. Parmi les différentes configurations de commutateurs MEMS que nous avons simulées, celle correspondant à une longueur de membrane de  $370\ \mu\text{m}$  avec élargissement au-dessus de la ligne RF présente les meilleures performances dans la plage fréquentielle de fonctionnement de nos coupleurs (21–24 GHz). Les performances simulées en bande K de ce commutateur MEMS sont rappelées sur les figures suivantes.

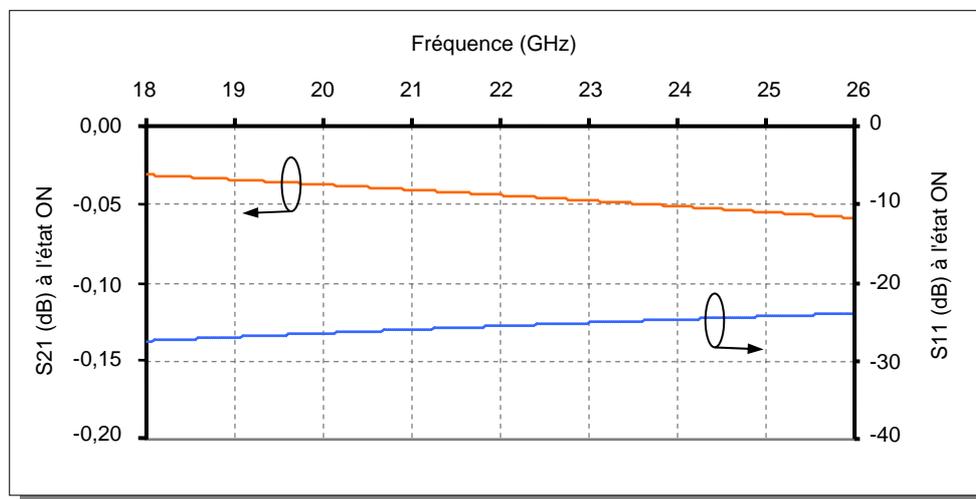


Figure 2.53 : Transmission et réflexion du commutateur à l'état ON sur la bande K.

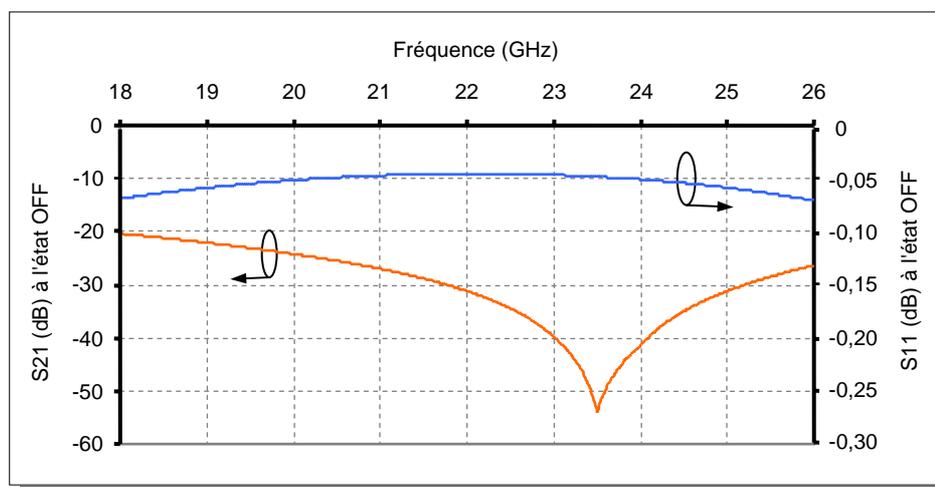
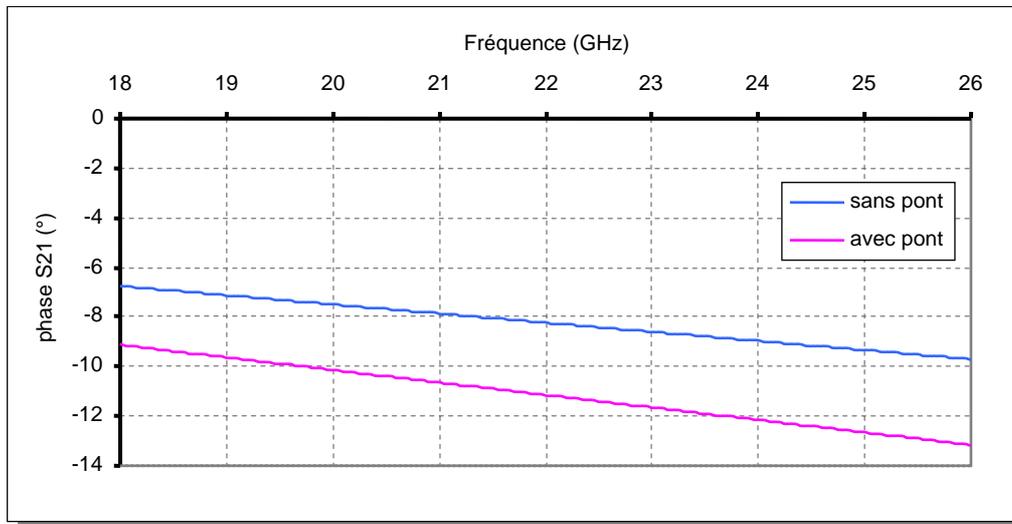


Figure 2.54 : Isolation et Réflexion du commutateur à l'état OFF sur la bande K.

A l'état ON, les pertes de transmission sont inférieures à 0,05 dB sur la bande 21–24 GHz qui correspond à celle de nos coupleurs. Notons que ces pertes sont uniquement des pertes de désadaptation, les pertes de conduction de la ligne coplanaire et les pertes dans le substrat n'étant pas considérées ici, du fait que leur calcul avec les logiciels de simulation électromagnétique manque de précision et augmente considérablement les temps de calcul. Par ailleurs, dans cet état, les pertes de réflexion sont inférieures à -25 dB. Ce commutateur est donc parfaitement adapté à 50  $\Omega$  sur la bande qui nous intéresse.

A l'état OFF, l'isolation est supérieure à 27 dB sur la bande 21–24 GHz et le coefficient de réflexion est sensiblement constant et proche de -0,05 dB sur cette bande. Ainsi, lorsque ce commutateur est actionné, il se comporte comme un court-circuit de très bonne qualité sur la plage fréquentielle de fonctionnement des coupleurs standard et à taille réduite, et peut donc être utilisé pour la conception des déphaseurs.

Le dimensionnement du déphaseur consiste à déterminer les longueurs des lignes à placer entre chaque commutateur pour obtenir un pas de phase donné, à savoir,  $\Delta\phi = 45^\circ$  dans notre cas. Nous avons vu dans le paragraphe II.3.2, que lorsque des commutateurs idéaux sont utilisés, la longueur électrique des tronçons de ligne entre deux commutateurs successifs doit être de  $\Delta\phi/2$  puisque chaque tronçon est traversé deux fois par le signal RF (cf. Figure 2.31). Or, les commutateurs MEMS ne sont pas parfaits et les erreurs de phase qu'ils entraînent doivent être corrigées en ajustant chaque longueur de ligne indépendamment. En effet, l'erreur commise pour un état de phase donné dépend essentiellement du nombre de commutateurs à l'état haut placés en amont par rapport au commutateur actionné pour obtenir cet état de phase (bits de poids plus faibles). De plus, les commutateurs MEMS que nous utilisons pour la réalisation des déphaseurs possèdent des membranes de 100  $\mu\text{m}$  de large, et ne peuvent donc pas être considérés comme des courts-circuits localisés lorsqu'ils sont actionnés. La longueur de ligne de chaque commutateur placé en amont du court-circuit intervient deux fois dans le calcul du déphasage généré par la ligne à retard (aller et retour du signal), alors que celle du commutateur actionné n'est comptée qu'une seule fois si le court-circuit est considéré en son milieu. La capacité d'un commutateur à l'état haut, même de faible valeur, entraîne une erreur de phase supplémentaire à l'aller et au retour du signal RF. Une estimation du déphasage généré par la capacité du pont a été obtenue en comparant les simulations électromagnétiques d'une simple ligne sans pont et d'une ligne avec pont. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 2.55.



**Figure 2.55** : Déphasage généré par une ligne de 110  $\mu\text{m}$  avec et sans pont.

Lors de son passage sous un commutateur à l'état haut, le signal RF subit à 22 GHz un déphasage d'environ  $11^\circ$  : près de  $8^\circ$  sont dus à la longueur de la ligne et  $3^\circ$  supplémentaires sont attribués à la présence du pont. Ainsi, plus le court-circuit est loin sur la ligne, plus le déphasage généré par les commutateurs placés en amont est important. Cette erreur de phase croissante sera compensée par des lignes de plus en plus courtes au fur et à mesure de l'éloignement du coupleur.

Par ailleurs, notons que le court-circuit en bout de ligne est réalisé en connectant directement la ligne RF à la masse. Par conséquent, ce court-circuit n'a pas le même coefficient de réflexion que le court-circuit d'un commutateur à l'état bas, et génère donc un déphasage différent qui sera également pris en compte en ajustant la longueur du dernier tronçon de ligne.

En tenant compte de toutes ces remarques, nous avons optimisé les différentes longueurs de ligne sous ADS. Le schéma du circuit et les paramètres d'optimisation sont présentés sur la figure 2.56.

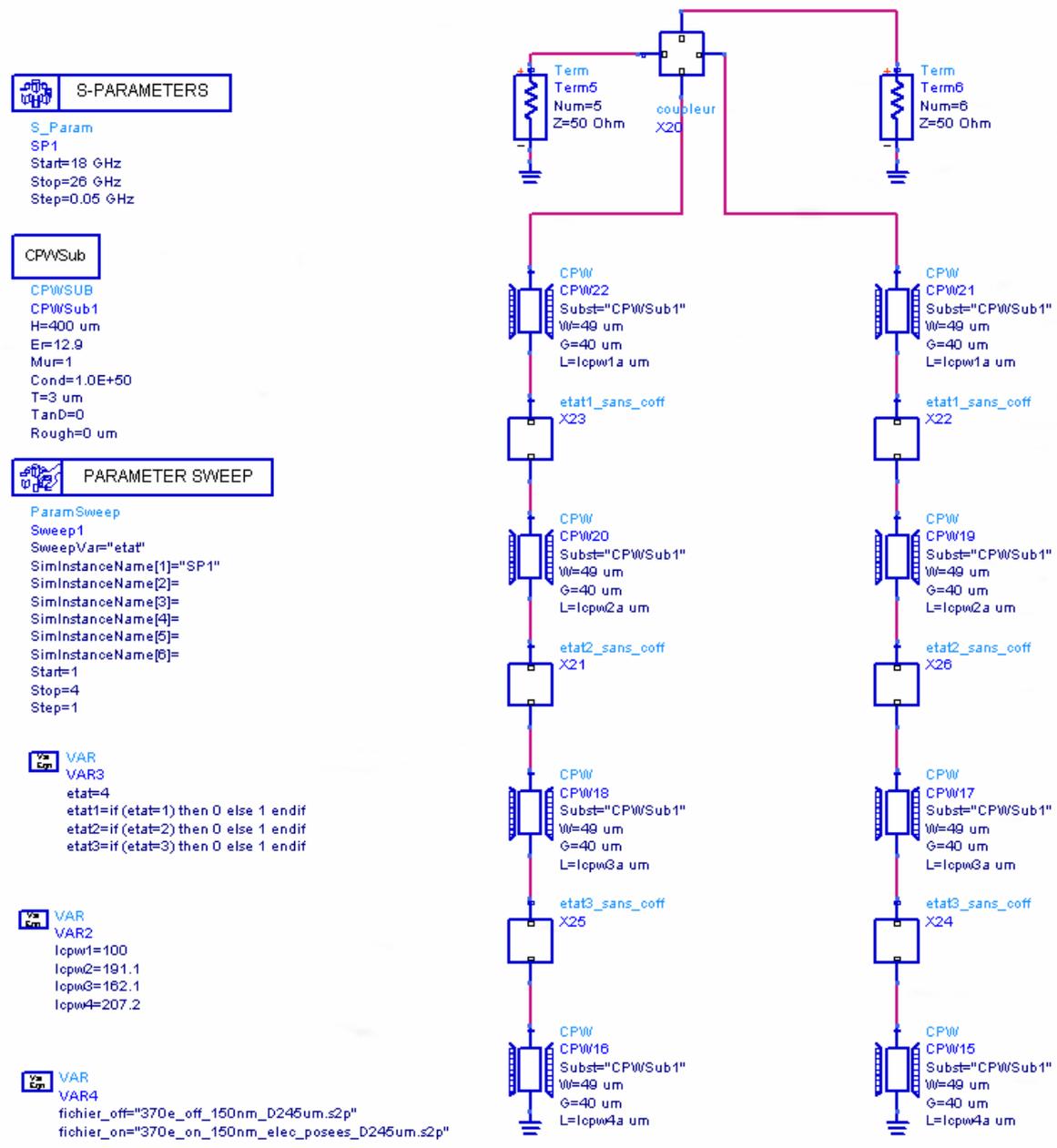
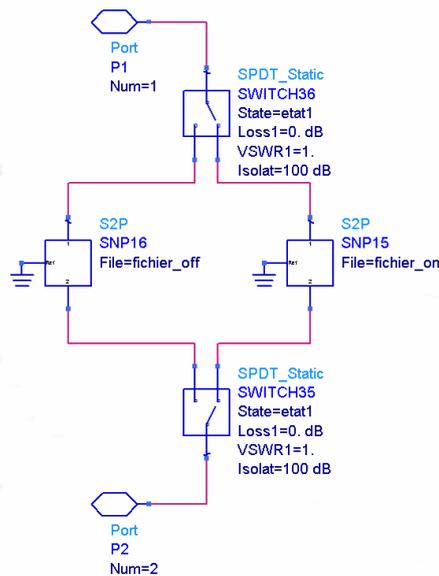


Figure 2.56 : Schéma du circuit et paramètres d’optimisation utilisé sous ADS.

Sur ce schéma, la boîte “coupleur” contient les paramètres S du coupleur et les boîtes “commutateur” contiennent ceux des deux états d’un commutateur qui sont sélectionnés en fonction de l’état du déphaseur comme le montre la figure 2.57. En utilisant une variable *etat*, ce type de circuit permet d’obtenir les performances du déphaseur pour tous ses états de phase en une seule simulation, et ainsi d’analyser facilement l’influence de chaque paramètre sur le fonctionnement global du déphaseur.



**Figure 2.57** : Contenu de la boîte “commutateur” du schéma d’optimisation.

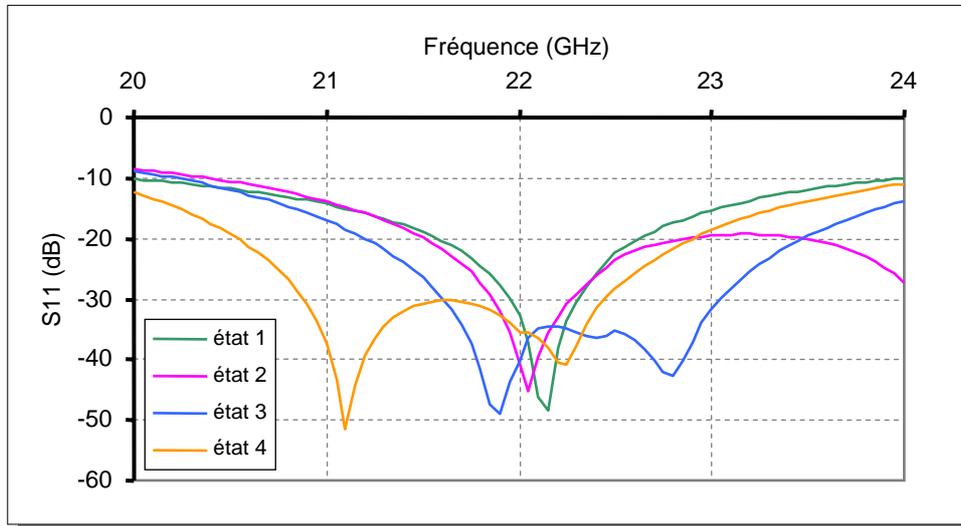
La longueur des premiers tronçons de ligne, connectés aux ports du coupleur, n’est pas très importante puisqu’elle n’intervient pas dans le déphasage relatif entre les différents états de phase. Toutefois, pour des raisons pratiques, cette longueur ne doit pas être trop courte afin de laisser suffisamment de place entre les ponts à air des jonctions du coupleur et les piliers des premiers commutateurs. Pour chacun des déphaseurs réalisés (coupleur standard et à taille réduite), nous avons fixé la longueur de ces tronçons de manière à obtenir un déphasage de  $180^\circ$  entre l’entrée et la sortie du déphaseur dans l’état de référence.

Pour chaque déphaseur, les longueurs de lignes ont été optimisées à la fréquence centrale du coupleur, soit à 22 GHz pour le coupleur standard et à 23 GHz pour le coupleur à taille réduite. Les longueurs obtenues sont données dans le tableau 2.12.

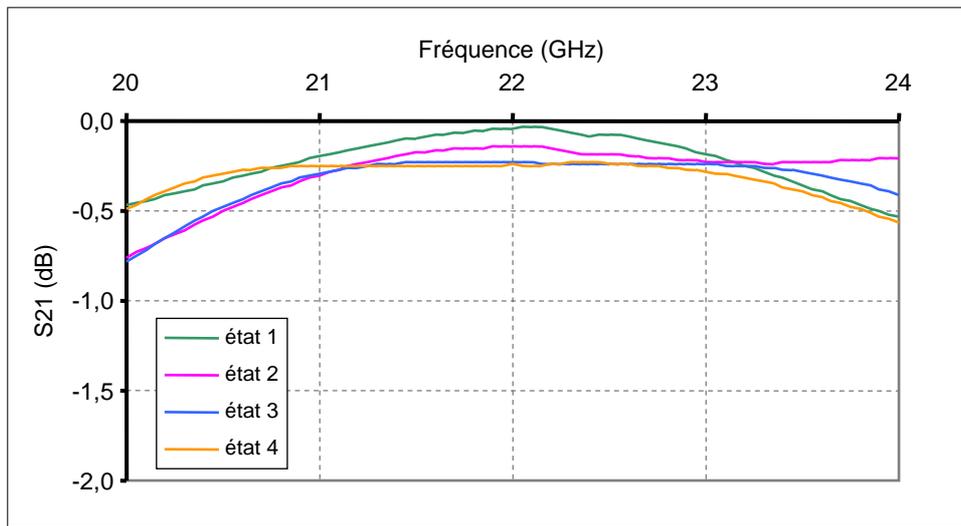
	Déphaseur à coupleur standard centré sur 22 GHz	Déphaseur à coupleur taille réduite centré sur 23 GHz
Longueur du premier tronçon (relier au coupleur)	447 $\mu\text{m}$	367,5 $\mu\text{m}$
Longueur du second tronçon	207 $\mu\text{m}$	191 $\mu\text{m}$
Longueur du troisième tronçon	181,5 $\mu\text{m}$	166,5 $\mu\text{m}$
Longueur du dernier tronçon (relier à la masse)	199 $\mu\text{m}$	193 $\mu\text{m}$

**Tableau 2.12** : Longueurs des tronçons de ligne des différents déphaseurs

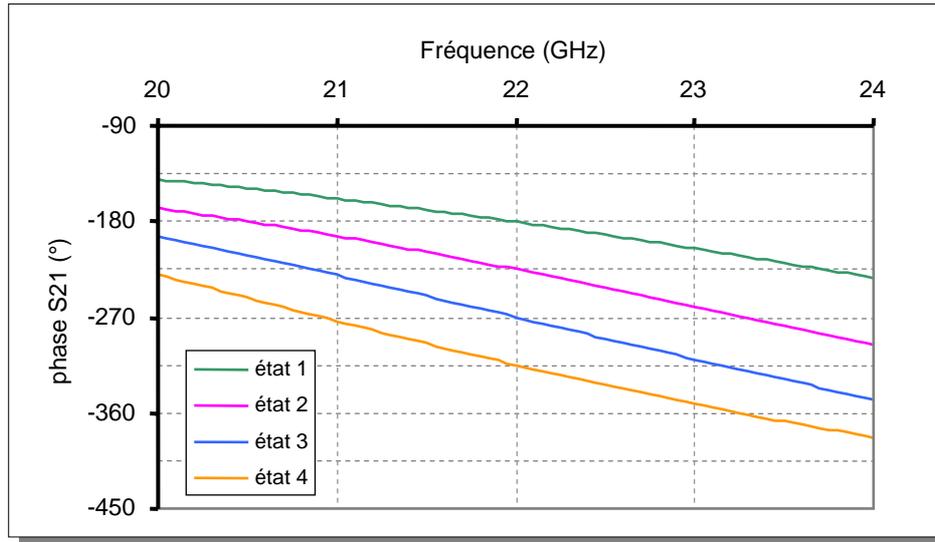
Les résultats de simulation obtenus avec ces longueurs de lignes sont présentés sur les figures 2.58 à 2.60 pour le déphaseur à coupleur standard, et sur les figures 2.61 à 2.63 pour le déphaseur à coupleur à taille réduite.



**Figure 2.58** : Pertes de réflexion du déphaseur à coupleur standard pour les différents états de phase.

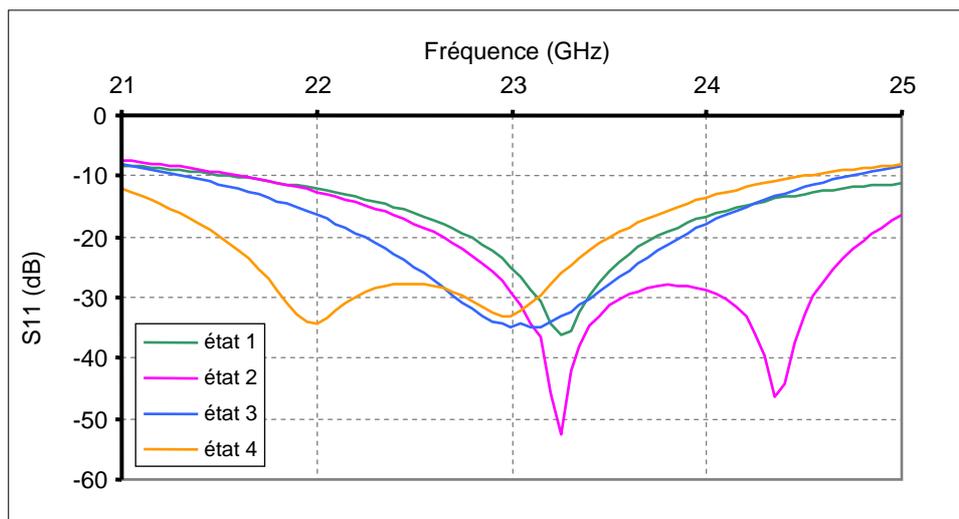


**Figure 2.59** : Pertes d'insertion du déphaseur à coupleur standard pour les différents états de phase.

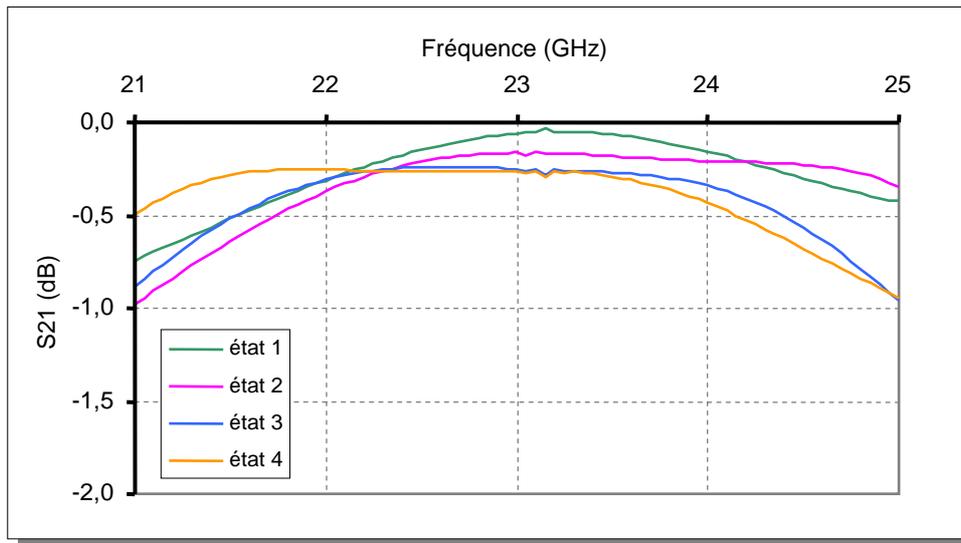


**Figure 2.60** : Déphasage du déphaseur à coupleur standard pour les différents états de phase.

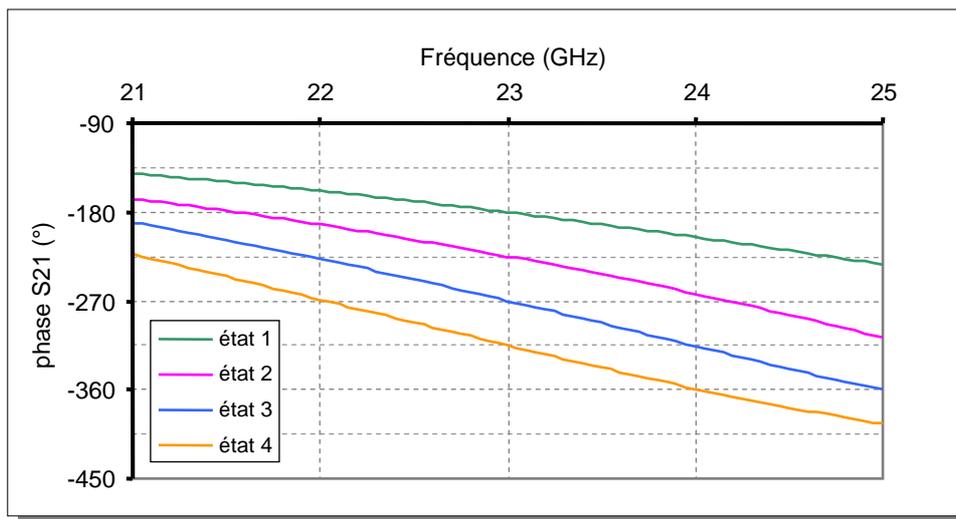
La figure 2.58 montre que le déphaseur à coupleur standard est centré sur 22 GHz et que sa largeur de bande, définie pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB pour tous les états de phase, est d'environ 16 %. Toutefois, dans le cas où deux déphaseurs sont cascades pour obtenir un déphaseur 4 bits, on préférera définir la largeur de bande à -15 dB afin d'assurer une adaptation correcte du circuit global [33], et dans ce cas, la largeur de bande chute à 8,6 %, ce qui représente une bande de 1,9 GHz centrée sur 22 GHz. Notons que sur cette largeur de bande le déphasage varie linéairement avec la fréquence et que le déphasage relatif de 45° obtenu entre les différents états de phase à 22 GHz témoigne de l'optimisation du circuit.



**Figure 2.61** : Pertes de réflexion du déphaseur à coupleur à taille réduite pour les différents états de phase.



**Figure 2.62** : Pertes d'insertion du déphaseur à coupleur à taille réduite pour les différents états de phase.



**Figure 2.63** : Déphasage du déphaseur à coupleur à taille réduite pour les différents états de phase.

En ce qui concerne le déphaseur à coupleur à taille réduite, la fréquence centrale est de 23 GHz. La largeur de bande atteint 13 % lorsque l'adaptation est définie à -10 dB, et chute à 6,5 % lorsque celle-ci est définie à -15 dB, ce qui fournit encore une bande de 1,5 GHz autour de la fréquence centrale (cf. Figure 2.61). La réduction de bande causée par l'utilisation du coupleur à taille réduite reste donc acceptable par rapport au gain qu'elle procure sur la surface occupée par le déphaseur. Par ailleurs, la figure 2.63 montre que le déphaseur à taille réduite est parfaitement optimisé à la fréquence de 23 GHz pour laquelle le déphasage relatif entre les différents états de phase est de 45°. De plus, nous pouvons constater sur cette figure une évolution linéaire de la phase avec la fréquence sur la bande 22–24 GHz.

Pour ces deux déphaseurs, les pertes d'insertion restent inférieures à 0,3 dB pour tous les états de phase sur la largeur de bande définie par une adaptation de -15 dB, et inférieures à environ 0,6 dB sur la largeur de bande correspondant à une adaptation de -10 dB. Notons cependant que ces pertes d'insertion obtenues par simulation ne correspondent pas à celles attendues dans la réalité. En effet, les pertes de conduction et les pertes dans le substrat, qui peuvent difficilement être simulées, n'ont été prises en compte, ni sous ADS, ni sous HFSS. Par conséquent, les pertes d'insertion obtenues sur les figures 2.59 et 2.62 ne sont dues qu'aux désadaptations d'impédances rencontrées dans les circuits. Ces désadaptations pourraient être dues à la présence des commutateurs à l'état haut sur les lignes (en amont du court-circuit), or nous avons vu sur la figure 2.53 que le coefficient de réflexion d'un commutateur à l'état haut est inférieur à -24 dB jusqu'à 26 GHz. Les désadaptations sont donc essentiellement causées par le fait que l'impédance des tronçons de ligne à retard est calculée par un modèle analytique de la ligne coplanaire sous ADS, alors que les impédances de ligne des coupleurs et des commutateurs sont calculées par simulations électromagnétiques. Malgré des paramètres de lignes identiques, les impédances caractéristiques ainsi obtenues n'ont pas parfaitement les mêmes valeurs et créent des désadaptations aux extrémités de chaque tronçon. Le nombre de désadaptations rencontrées sur le trajet du signal RF dépend de la position du court-circuit. C'est ce qui explique la variation des pertes d'insertion entre les différents états de phase. Par conséquent, la ligne de transmission étant uniforme sur le circuit réalisé, ces pertes de désadaptation devraient fortement s'atténuer dans la réalité. En revanche, des pertes de conduction et des pertes dans le substrat vont venir s'ajouter. Les pertes d'insertion de nos déphaseurs seront déterminées lors des mesures.

## II.5 – Conclusion

Dans ces paragraphes, nous présentons les différentes topologies de déphaseurs à MEMS RF. Une étude bibliographique, détaillée au début de ce chapitre, a permis d'orienter notre choix vers un déphaseur de type réflexion à lignes à retard variable utilisant des commutateurs MEMS pour déplacer des courts-circuits le long de ces lignes. Les différentes topologies de coupleur -3 dB, nécessaire pour la réalisation de ce type de déphaseur, ont aussi été présentées en détail. Enfin, un paragraphe important est consacré à la conception des coupleurs et des déphaseurs, réalisée à l'IEMN dans le cadre de ce travail. Les résultats obtenus à l'aide des outils de simulations électromagnétiques et électriques montrent que l'utilisation d'un coupleur *branch-line* à taille réduite dans le déphaseur permet d'atteindre des performances assez proches de celles obtenues avec le coupleur *branch-line* standard, alors que la surface occupée par le circuit est nettement plus petite. La réalisation de ces déphaseurs sera présentée dans le chapitre suivant.

## Bibliographie du Chapitre II

- [1] G. M. Rebeiz, “**RF MEMS - Theory, Design, and Technology**”, Wiley-Interscience, John Wiley & Sons Publication, 2003.
- [2] H. J. De Los Santos, “**RF MEMS Circuit Design**”, Artech House Publishers, 2002.
- [3] I. Bahl, and P. Bhartia, “**Microwave Solid State Circuit Design - Second Edition**”, Wiley-Interscience, John Wiley & Sons Publication, 2003.
- [4] G. M. Rebeiz, G. L. Tan, and J. S. Hayden, “**RF MEMS phase shifters: design and applications**”, IEEE Microwave Magazine, Vol. 3, No. 2, pp. 72-81, June 2002.
- [5] J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, M. Kim, and J. F. DeNatale, “**A Ka-Band 3-Bit RF MEMS True-Time-Delay Network**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, pp. 305-308, Jan. 2003.
- [6] M. Kim, J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, and J. F. DeNatale, “**MEMS true-time delay circuit for broadband antennas**”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol.3, pp. 662-665, 8-13 July 2001.
- [7] M. Kim, J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, and J. F. DeNatale, “**A dc-to-40 GHz four-bit RF MEMS true-time delay network**”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 2, pp. 56-58, Feb. 2001.
- [8] J. B. Rizk, and G. M. Rebeiz, “**W-Band CPW RF MEMS Circuits on Quartz Substrates**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 7, pp. 1857-1862, July 2003.
- [9] D. Pilz, M. Strohm, and J. F. Luy, “**SIMMWIC-MEMS 180 switched line phase shifter**”, Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems – Digest of Papers, IEEE, pp. 113-115, Garmisch, Germany, 26-28 April 2000.
- [10] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, “**Ka-Band RF MEMS Phase Shifters**”, IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 12, pp. 520-522, Dec. 1999.
- [11] B. Pillans, S. Eshelman, A. Malczewski, J. Ehmke, and C. Goldsmith, “**Ka-Band RF MEMS Phase Shifters For Phased Array Applications**”, Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium – Digest of Papers, IEEE, pp. 195-199, Boston, MA, USA, 11-13 June 2000.
- [12] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, and G. M. Rebeiz, “**A Very-Low-Loss 2-Bit X-Band RF MEMS Phase Shifter**”, Proceedings of 2002 IEEE International Microwave Symposium – MTT 2002, Vol.1, pp. 333-335, Seattle, WA, USA, 2-7 June 2002.
- [13] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, and G. M. Rebeiz, “**Low-Loss 2- and 4-bit TTD MEMS Phase Shifters Based on SP4T Switches**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, pp. 297-304, Jan. 2003.

- [14] Y. J. ko, J. Y. Park, and J. U. Bu, “**Integrated RF MEMS Phase Shifters with Constant Phase Shift**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – IMS’03, Vol. 3, pp. 1489-1492, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [15] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, and G. M. Rebeiz, “**A 2-bit Miniature X-Band MEMS Phase Shifter**”, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 13, No. 4, pp. 146-148, April 2003.
- [16] G. L. Tan, R. E. Mihailovich, J. B. Hacker, J. F. DeNatale, and G. M. Rebeiz, “**A 4-Bit Miniature X-Band MEMS Phase Shifter Using Switched-LC Networks**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – IMS’03, Vol. 3, pp. 1477-1480, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [17] H. A. Atwater, “**Reflection Coefficient Transformations for Phase-Shift Circuits**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, No. 6, pp. 563-568, June 1980.
- [18] H. A. Atwater, “**Circuit Design of the Loaded-Line Phase Shifter**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 33, No. 7, pp. 626-634, July 1985.
- [19] W.A. Davis, “**Design Equations and Bandwidth of Loaded-Line Phase Shifters (Short Papers)**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 22, No. 5, pp. 561-563, May 1974.
- [20] Y. J. Ko, J. Y. Park, and J. U. Bu, “**Integrated RF MEMS phase shifters with constant phase shift**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – IMS’03, Vol. 3, pp. 1489-1492, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [21] Y. J. Ko, J. Y. Park, and J. U. Bu, “**Integrated 3-bit RF MEMS phase shifter with constant phase shift for active phased array antennas in satellite broadcasting systems**”, 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems – TRANSDUCERS’03, IEEE, Vol. 2, pp. 1788-1791, 8-12 June 2003.
- [22] 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**”, Proceedings of Sixteenth IEEE Annual International Conference on Micro Electro Mechanical Systems – MEMS’03, pp. 144-148, Kyoto, Japan, Jan 19-23 2003.
- [23] H. Zhang, A. Laws, K. C. Gupta, Y. C. Lee, and V. M. Bright, “**MEMS variable-capacitor phase shifters Part I: Loaded-line phase shifter**”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley Periodicals, Vol. 13, No. 4, pp. 321-337, July 2003.
- [24] N. S. Barker, and G. M. Rebeiz, “**Distributed MEMS True-Time Delay Phase Shifters and Wide-Band Switches**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 11, pp. 1881-1890, Nov. 1998.
- [25] N. S. Barker, and G. M. Rebeiz, “**Optimization of Distributed MEMS Phase Shifters**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 299-302, Anaheim, CA, USA, 13-19 June 1999.
- [26] N. S. Barker, and G. M. Rebeiz, “**Optimization of Distributed MEMS Transmission-Line Phase Shifters -- U-Band and W-Band Designs**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 11, pp. 1957-1966, Nov. 2003.

- [27] F. M. Guo, Z. S. Lai, S. Z. Zhu, Z. Q. Zhu, R. J. Zhu, Y. Zheng, G. Q. Yang, and A. Z. Li, "**The Study of MEMS Millimeter Wave Phase Shifter**", Radio and Wireless Conference – RAWCON 2002, IEEE, pp. 273-276, 11-14 Aug. 2002.
- [28] G. Fangmin, L. Zongsheng, W. Guanglong, Z. Shouzheng, Z. Ziqiang, Y. Gengqin, G. Xiaohong, C. Siqing, and X. Jianfang, "**Millimeter wave phase shifters with periodically spaced MEMS bridges loaded**", Proceedings of 6th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, Vol. 2, pp. 769-772, Shanghai, China, 22-25 Oct. 2001.
- [29] Z. Shouzheng, W. Ying, W. Guanglong, and L. Zongsheng, "**Design Of MEMS Millimeter-Wave Phase Shifters**", Proceedings of 2nd IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 498-501, Beijing, China, 14-16 Sept. 2000.
- [30] Y. Liu, A. Borgioli, A. S. Nagra, and R. A. York, "**K-Band 3-Bit Low-Loss Distributed MEMS Phase Shifter**", IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 10, pp. 415-417, Oct. 2000.
- [31] A. Borgioli, Y. Liu, A. S. Nagra, and R. A. York, "**Low-Loss Distributed MEMS Phase Shifter**", IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 1, pp. 7-9, Jan. 2000.
- [32] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, "**Low-loss cascadable MEMS distributed X-band phase shifters**", IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 4, pp. 142-144, April 2000.
- [33] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, "**2-Bit MEMS Distributed X-Band Phase Shifters**", IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 12, pp. 540-542, Dec. 2000.
- [34] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, "**One and Two-Bit Low-Loss Cascadable MEMS Distributed X-Band Phase Shifters**", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 161-164, Boston, MA, USA, 11-16 June 2000.
- [35] B. Lakshminarayanan, and T. Weller, "**Distributed MEMS Phase Shifters on Silicon Using Tapered Impedance Unit Cells**", Proceedings of 2002 IEEE International Microwave Symposium – MTT 2002, Vol. 2, pp. 1237-1240, Seattle, WA, USA, 2-7 June 2002.
- [36] J. S. Hayden, A. Malczewski, J. Kleber, C. L. Goldsmith, and G. M. Rebeiz, "**2 and 4-Bit DC-18 GHz Microstrip MEMS Distributed Phased Shifters**", 2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 219-222, Phoenix, AZ, USA, May 20-25 2001.
- [37] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, "**Very Low-Loss Distributed X-Band and Ka-Band MEMS Phase Shifters Using Metal-Air-Metal Capacitors**", IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, pp. 309-314, Jan. 2003.
- [38] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, "**A low-loss Ka-band distributed MEMS 2-bit phase shifter using metal-air-metal capacitors**", Proceedings of 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – MTT 2002, Vol. 1, pp. 337-340, Seattle, WA, USA, 2-7 June 2002.
- [39] H.-T. Kim, J.-H. Park, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "**V-Band Low-Loss and Low-Voltage Distributed MEMS Digital Phase Shifter Using Metal-Air-Metal Capacitors**", Proceedings of 2002 IEEE International Microwave Symposium – MTT 2002, Vol. 1, pp. 341-344, Seattle, WA, USA, 2-7 June 2002.

- [40] H.-T. Kim, J.-H. Park, S. Lee, S. Kim, J.-M. Kim, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, “**V-Band 2-b and 4-b Low-Loss and Low-Voltage Distributed MEMS Digital Phase Shifter Using Metal-Air-Metal Capacitors**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 12, pp. 2918-2923, Dec. 2002.
- [41] J. S. Hayden, and G. M. Rebeiz, “**One and two-bit MEMS distributed W-band phase shifters**”, Proceedings of 30th European Microwave Conference, Vol. 2, pp. 384-387, Paris, France, 3-5 Oct. 2000.
- [42] J.-J. Hung, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, “**A low-loss distributed 2-bit W-band MEMS phase shifter**”, 33rd European Microwave Conference, IEEE, Vol. 3, pp. 983-985, 7-9 Oct. 2003.
- [43] J.-J. Hung, L. Dussopt, and G. M. Rebeiz, “**Distributed 2- and 3-bit W-band MEMS phase shifters on glass substrates**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 2, pp. 600-606, Feb. 2004.
- [44] H.-T. Kim, S. Lee, J. Kim, J.-H. Park, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, “**A V-Band CPS Distributed Analog MEMS Phase Shifter**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – IMS’03, Vol. 3, pp. 1481-1484, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [45] R. N. Hardin, E. J. Downey, and J. Munushian, “**Electronically variable phase shifters utilizing variable capacitance diodes**”, Proceedings of IRE, Vol. 48, pp. 944-945, May 1960.
- [46] A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, and C. L. Goldsmith, “**X-Band RF MEMS Phase Shifter for Pased Array Applications**”, IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 12, pp. 517-519, Dec. 1999.
- [47] J. B. Rizk, and G. M. Rebeiz, “**W-Band Microstrip RF-MEMS Switches and Phase Shifters**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest – IMS’03, Vol. 3, pp. 1485-1488, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [48] H.-T. Kim, J.-H. Park, J. Yim, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, “**A Compact V-Band 2-Bit Reflection-Type MEMS Phase Shifter**”, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 9, pp. 324-326, Sept. 2002.
- [49] J.-H. Park, H.-T. Kim, W. Choi, Y. Kwon, and Y.-K. Kim, “**V-Band Reflection-Type Phase Shifters Using Micromachined CPW Coupler and RF Switches**”, IEEE Journal Of Microelectromechanical Systems, Vol. 11, No. 6, pp. 808-814, Dec. 2002.
- [50] S. Lee, J.-H. Park, H.-T. Kim, J.-M. Kim, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, “**Low-Loss Analog and Digital Reflection-Type MEMS Phase Shifters with 1:3 Bandwidth**”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol. 52, No. 1, pp. 211-219, Jan. 2004.
- [51] 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 – IMS’03, Vol. 3, pp. 1493-1496, Philadelphia, PA, USA, 8-13 June 2003.
- [52] J.-M. Kim, S. Lee, J.-H. Park, C.-W. Baek, Y. Kwon, and Y.-K. Kim, “**A 5-17 GHz wideband reflection-type phase shifter using digitally operated capacitive MEMS switches**”, IEEE 12th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems – TRANSDUCERS’03, Vol. 1, pp. 907-910, 8-12 June 2003.
- [53] J. J. Lee, C. Quan, R. Allison, A. Reinehr, and B. Pierce, “**Array Antennas Using Low Loss MEMS Phase Shifters**”, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, pp. 14-17, 16-21 June 2002.

- [54] H. Zhang, A. Laws, V. M. Bright, K. C. Gupta, and Y. C. Lee, “***MEMS variable-capacitor phase shifters Part II: Reflection-type phase shifters***”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Wiley Periodicals, Vol. 13, No. 5, pp. 415-425, Sept. 2003.
- [55] F. Ellinger, R. Vogt, and W. Bachtold, “***Compact reflective-type phase-shifter MMIC for C-band using a lumped-element coupler***”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 5, pp. 913-917, May 2001.
- [56] C. P. Wen, “***Coplanar-Waveguide Directional Couplers***”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, IEEE, Vol. 18, No. 6, pp. 318-322, June 1970.
- [57] M. Naghed, B. Hopf, and I. Wolff, “***Finite difference quasi-TEM mode analysis of coupled coplanar lines used in (M)MIC directional couplers***”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 893-896, Baltimore, MD USA, 7-12 June 1998.
- [58] C.-Y. Chi, and G. M. Rebeiz, “***Design of Lange-couplers and single-sideband mixers using micromachining techniques***”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 2, pp. 291-294, Feb. 1997.
- [59] S. Banba, and H. Ogawa, “***Multilayer MMIC directional couplers using thin dielectric layers***”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 6, pp. 1270-1275, June 1995.
- [60] T. Gokdemir, I. D. Robertson, Q. H. Wang, and A. A. Rezazadeh, “***K/Ka-band coplanar waveguide directional couplers using a three-metal-level MMIC process***”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 6, No. 2, pp. 76-78, Feb. 1996.
- [61] G.-H. Ryu, D.-H. Kim, J.-H. Lee, and K. S. Seo, “***A Novel 3-dB Coupler for MMIC Using Air-Gap Stacked Microstrip Lines***”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 1, pp. 1-3, Jan. 2000
- [62] H.-T. Kim, W. Ko, D.-H. Kim, Y. Kwon, and K. S. Seo, “***CPW MMIC coupler based on offset broadside air-gap coupling fabricated by standard airbridge processes***”, IEEE Electronics Letters, Vol. 37, No. 6, pp. 358-359, 15 March 2001.
- [63] H.-T. Kim, D.-H. Kim, Y. Kwon, and K.-S. Seo, “***Millimetre-wave wideband reflection-type CPW MMIC phase shifter***”, IEEE Electronics Letters, Vol. 38, No. 8, pp. 374-376, 11 April 2002.
- [64] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Muraguchi, “***Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's***”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 3, pp. 270-275, March 1990.
- [65] T. Hirota, and M. Muraguchi, “***K-Band Frequency Up-converters Using Reduced-Size Couplers and Dividers***”, 13th IEEE Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium – Technical Digest – GaAs IC, pp. 53-56, Monterey, CA USA, 20-23 Oct 1991.
- [66] I. Toyoda, T. Hirota, T. Hiraoka, and T. Tokumitsu, “***Multilayer MMIC Branch-Line Coupler and Broad-Side Coupler***”, IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium – Digest of Papers, pp. 79-82, 1-3 June 1992.
- [67] S. Banba, T. Hasegawa, and H. Ogawa, “***Multilayer MMIC Branch-Line Hybrid Using thin Dielectric Layers***”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 1, No. 11, pp. 346-347, Nov. 1991.

- [68] M. Gillick, I. D. Robertson, and J. S. Joshi, “*Design and realisation of reduced-size impedance transforming uniplanar MMIC branchline coupler*”, IEEE Electronics Letters, Vol. 28, No. 16, pp. 1555-1557, 30 July 1992.
- [69] M. Gillick, I. D. Robertson, and J. S. Joshi, “*Coplanar waveguide two-stage balanced MMIC amplifier using impedance-transforming lumped-distributed branchline couplers*”, IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation, IEEE, Vol. 141, No. 4, pp. 241-245, Aug. 1994.

# Chapitre III

## Réalisation et tests des commutateurs MEMS RF et des déphaseurs

### III.1 – Introduction

Les conceptions des commutateurs MEMS RF et des déphaseurs ayant été présentées en détail dans les premier et second chapitres, nous consacrerons ce dernier chapitre au procédé de fabrication technologique que nous avons développé à l'IEMN pour leur réalisation. Comme nous envisageons la co-intégration de nos commutateurs MEMS avec des circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMICs), une contrainte supplémentaire augmente la difficulté de fabrication, déjà relativement complexe pour obtenir des composants de fiabilité élevée. En effet, pour préserver les autres composants, actifs et passifs, intégrés sur le même substrat, nous ne devons en aucun cas dépasser leur température critique pendant les différentes étapes technologiques de notre procédé de fabrication. Pour cette raison, nous avons limité la température maximale de notre procédé de fabrication à 300 °C. Ainsi, nous pouvons qualifier celui-ci de procédé "froid". Dès lors, il nous faut oublier l'utilisation de certains procédés, couramment utilisés dans la fabrication des microsystèmes mais nécessitant des températures relativement élevées (> 600 °C), tels que les techniques de dépôt d'oxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>) pour la réalisation de couches sacrificielles ou de polysilicium utilisé comme matériau structurel, ou encore la technique d'implantation pour la réalisation de lignes de polarisation haute résistivité. Par ailleurs, pour garantir une entière compatibilité de notre technologie avec celle des MMICs, nous avons choisi de réaliser nos commutateurs MEMS RF et nos déphaseurs sur des substrats d'Arséniure de Gallium (GaAs), qui offrent d'excellentes performances aux fréquences millimétriques.

Nous présenterons également dans ce chapitre les tests mécaniques et électriques que nous avons réalisés sur nos commutateurs MEMS RF, et qui ont permis d'améliorer le procédé de fabrication au cours de son développement. Enfin, un dernier paragraphe sera consacré à la fabrication de nos déphaseurs, actuellement en cours de réalisation dans notre laboratoire.

## III.2 – Technologie de fabrication des commutateurs MEMS RF développée à l'IEMN

Les travaux concernant le développement d'une technologie de fabrication pour la réalisation de commutateurs MEMS RF ont débuté à l'IEMN peu avant mon arrivé en thèse. Certaines phases du procédé, alors développé par Patricia Legry-Lefebvre et Christophe Boyaval, souffraient d'un manque de reproductibilité et n'étaient pas compatibles avec une fabrication industrielle. De plus, aucun test de fonctionnement n'avait pu être effectué sur les quelques structures réalisées. Ces travaux préliminaires m'ont servi de base lors des premiers mois de ma thèse ; c'est ainsi que j'ai pu me former à la technologie. Après maints essais, le procédé disponible s'est révélé très délicat à mettre en œuvre, et nous avons finalement décidé de modifier certaines de ses étapes. La mise au point d'un nouveau procédé technologique a nécessité une optimisation de chaque étape, celles fonctionnant dans le premier procédé n'étant plus forcément compatibles avec le nouveau. Bien que les premières modifications aient porté leurs fruits, nous avons rencontré d'autres problèmes tout au long du développement du procédé, qui ont été éliminés au fur et mesure de l'avancée de nos travaux. Les paragraphes suivants présentent les difficultés rencontrées lors de la mise au point de chacune des étapes de réalisation des commutateurs, nous détaillerons ensuite le procédé de fabrication finalement obtenu.

### III.2.1 – Réalisation de la ligne coplanaire et des électrodes de commande

Dans la plupart des circuits III-V, le métal utilisé pour réaliser les lignes de transmission est l'or qui offre une grande conductivité électrique ( $\rho \approx 4.10^7$  S/m) et résiste à l'oxydation. Dans la gamme des fréquences millimétriques, une épaisseur de 3  $\mu\text{m}$  est nécessaire afin de minimiser les pertes de propagation (cf. Annexe B). Les techniques de métallisation usuelles comme l'évaporation sous vide ou la pulvérisation cathodique s'avèrent onéreuses dès que les épaisseurs de métallisation sont supérieures au micromètre. De plus, elles nécessitent l'utilisation d'une technique de *lift-off* ou de gravure pour la définition des motifs qui sont très délicates à mettre en œuvre pour de telles épaisseurs de métallisation, notamment lorsque des motifs de petites tailles sont à définir. Un moyen simple et peu coûteux pour parvenir à déposer des épaisseurs importantes consiste à recourir au dépôt par voie électrolytique.

### III.2.1.1 – Principe du dépôt électrolytique d'un métal

L'électrodéposition d'un métal s'effectue de façon classique par le passage d'un courant électrique continu dans un bain d'électrolyte, entre deux électrodes : une anode et l'échantillon à métalliser, placé en cathode. Si l'échantillon ne l'est pas, il faut le rendre conducteur par le dépôt d'un film mince métallique.

Le processus électrochimique est constitué par l'ensemble des phénomènes associés à la production d'un transfert de charge électrique à travers l'interface formée par la mise en contact de l'électrode (l'échantillon) et l'électrolyte, c'est-à-dire d'un conducteur électronique (métal) avec un conducteur ionique (conducteur par migration d'ions, au lieu d'électrons : solutions ioniques aqueuses ou non aqueuses, sels fondus ionisés, certains solides ioniques). Le passage d'un courant à travers cette interface électrochimique a pour principal effet de produire une transformation chimique. Par suite d'interactions énergétiques entre le solide et les substances dissoutes, cette réaction électrochimique se traduit par une accumulation de soluté (substance dissoute) au voisinage immédiat de l'électrode. Ces interactions peuvent être simplement de nature électrostatique, liées aux charges électriques superficielles et à celles du soluté, mais présentent souvent un caractère de liaison covalente de force plus importante, et dépendant alors de la nature chimique du soluté comme de celle du solide et de son état de surface.

Cette réaction électrochimique ne peut se poursuivre que si la substance électro-active mise en jeu continue à être présente à l'interface électrochimique. Cette condition implique que le soluté arrive à la surface de l'électrode par transport au sein de l'électrolyte dans lequel il se trouve initialement réparti de façon homogène. Différents modes de transport de matière sont possibles :

- ✓ Dans le cas des espèces ioniques (anions ou cations), l'existence d'un champ électrique produit le phénomène d'électromigration ionique.
- ✓ L'adsorption des solutés à la surface de l'électrode entraîne l'apparition, au voisinage de celle-ci, d'une variation de concentration, qui donne naissance à un effet de diffusion vers l'électrode, permettant ainsi à la réaction électrochimique de se poursuivre.
- ✓ Avec les électrolytes liquides, il est également possible de provoquer un transport par convection, mouvement d'ensemble du fluide électrolytique dû aux forces mécaniques (convection par agitation ou écoulement de l'électrolyte, ou par mouvement de l'électrode ; ou convection thermique due à des gradients de température dans la cellule d'électrolyse).

La valeur du courant d'électrolyse conditionne à la fois les vitesses de déposition et les propriétés des dépôts (finesse du grain, porosité, dureté et propriétés électriques). Les propriétés les plus intéressantes correspondant généralement à des valeurs de densité de courant élevées. Cependant, les densités de courant utilisables en continu sont limitées par la vitesse de réapprovisionnement des ions métalliques qui sont consommés sur l'électrode. Si le courant d'électrolyse est imposé à une valeur supérieure à cette limite (appelé courant de diffusion), une autre réaction doit intervenir pour assurer le passage du courant. Cette réaction conduit généralement à un dégagement d'hydrogène, et dans ces conditions les dépôts sont souvent de mauvaise qualité. A cause d'une régulation de courant défectueuse sur notre alimentation (emballement soudain du courant), nous avons rencontré ce type de phénomène à plusieurs reprises lors de nos premiers dépôts électrolytiques, qui conduisait systématiquement au décollement du moule de résine utilisé pour la définition des motifs à électrolyser.

Les détails sur les aspects physico-chimiques de l'électrolyse peuvent se trouver dans les références [1], [2] et [3].

Enfin, signalons que l'utilisation de courants pulsés permet d'obtenir des densités de courant plus importantes sur des temps relativement courts. En optimisant l'amplitude (positive et négative), la largeur et la fréquence de répétition des impulsions, de manière à ne jamais vider complètement la couche de diffusion et ainsi éviter le dégagement d'hydrogène, il devrait être possible d'améliorer la qualité des dépôts [4]. Toutefois, la maîtrise du procédé est complexifiée par le fait que les paramètres à optimiser simultanément sont plus nombreux qu'en régime continu. De plus, la mise en œuvre d'un régime pulsé nécessite une parfaite compréhension des phénomènes physico-chimiques et nécessite davantage les compétences d'un chimiste que d'un électronicien.

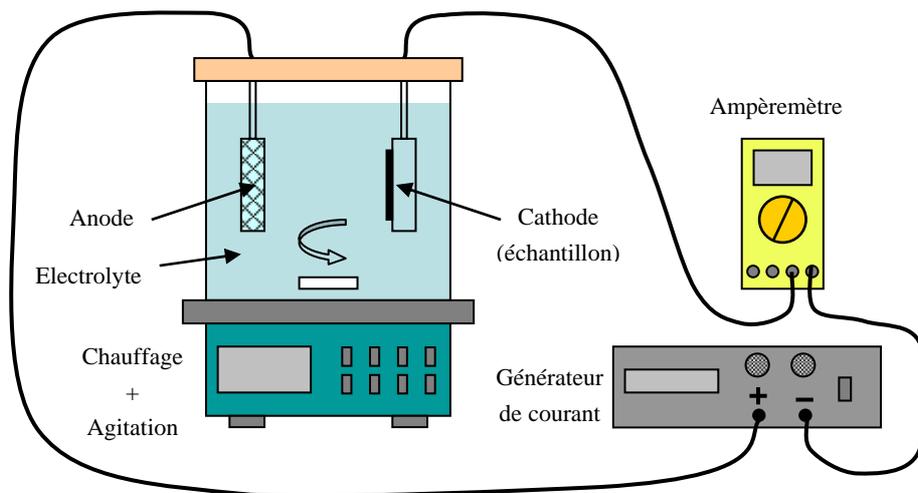
### **III.2.1.2 – Description du système de dépôt électrolytique développé à l'IEMN**

Le système de dépôt électrolytique utilisé à l'IEMN a été initialement conçu pour la réalisation des lignes coplanaires de MMICs fonctionnant jusqu'à 110 GHz. Ce système, schématisé sur la figure 3.1, est composé des éléments suivants :

- ✓ Une alimentation continue régulée en courant
- ✓ Un multimètre numérique
- ✓ Une cuve en pyrex de 2,5 litres
- ✓ Une solution de cyanure double d'or et potassium ( $\text{KAu}(\text{CN})_2$ )

- ✓ Une plaque chauffante thermo-régulée avec agitateur magnétique pour assurer la répartition uniforme des ions métalliques dans l'électrolyte
- ✓ Une grille en titane platiné, utilisée comme anode
- ✓ Un support d'échantillon en téflon muni d'une pince en titane platiné qui est utilisée avec l'échantillon comme cathode

Le bain d'électrolyte utilise la solution PUR A GOLD 402, à base de cyanure double d'or et de potassium, qui assure des revêtements d'or pur à 99,99 % [5].



**Figure 3.1** : Schéma de principe du système d'électrolyse disponible à l'IEMN.

Malgré la simplicité de ce système, la qualité de dépôt dépend d'un nombre important de paramètres, dont les principaux sont la nature de la solution, les conditions de dépôt, la géométrie des motifs, etc.

Une étude approfondie des conditions de dépôt a été réalisée à l'IEMN par Samuel Boret lors de sa thèse [6]. Dans cette étude, l'analyse de l'influence de la vitesse d'agitation, de la température du bain électrolytique et de la densité de courant a permis d'optimiser les paramètres de dépôt afin d'obtenir un état de surface le moins rugueux possible. Le but étant alors de réduire les pertes ohmiques de la ligne de transmission qui dépendent, non seulement, de la résistivité du métal, mais aussi de son état de surface. En effet, une forte rugosité, comparable à l'épaisseur de peau, augmente inévitablement les pertes métalliques de la ligne. La planéité de la ligne de transmission est encore plus importante dans notre application. En effet, nous avons vu dans le paragraphe I.5.1.2, que la capacité à l'état bas d'un commutateur capacitif dépend fortement de la rugosité du contact entre la membrane et la ligne RF. Une rugosité de seulement une dizaine de nanomètres réduit considérablement cette capacité et se

traduit par une limitation de l'isolation du commutateur à l'état OFF. Les paramètres optimisés pour réduire cette rugosité sont donnés dans le tableau 3.1.

Densité de courant	1,5 mA/cm <sup>2</sup>
Température	45 °C
Agitation	100 Tr/mn
Distance entre électrodes	6 cm

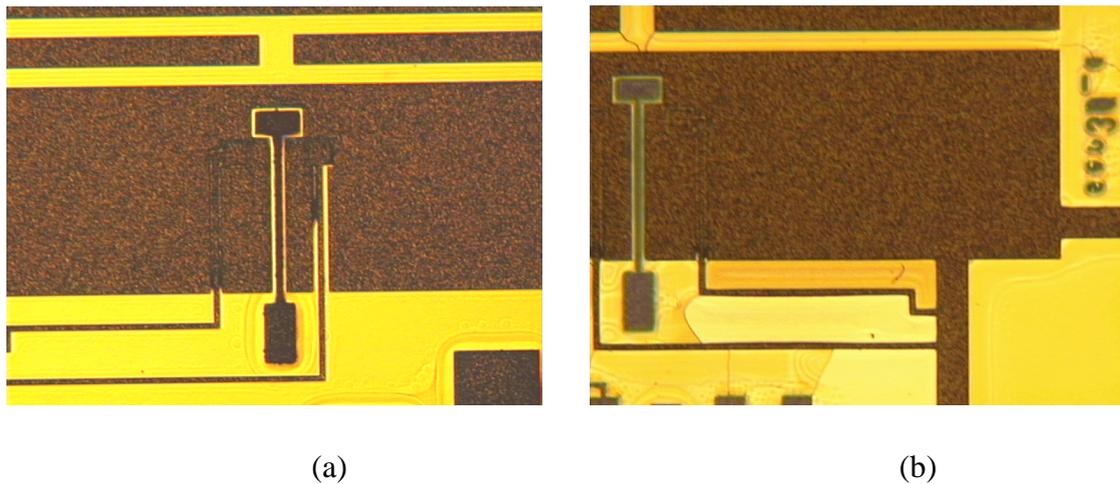
**Taleau 3.1** : Paramètres du dépôt d'or électrolytique.

### III.2.1.3 – Réalisation de la couche d'amorce de nos dispositifs

Le dépôt d'or électrolytique nécessite une métallisation préalable du substrat afin de le rendre conducteur ; il peut ainsi être utilisé comme cathode. Lors de l'électrolyse, les particules d'or présentes dans le bain se déposent sur cette couche métallique, appelée *couche d'amorce*. Cette couche est constituée d'un film de titane (200 Å) recouvert d'un film d'or (800 Å). Le titane est utilisé pour garantir une bonne adhérence de la couche d'amorce sur le substrat. Le film d'or, quant à lui, permet une bonne croissance de l'or électrolysé.

Le procédé de fabrication disponible au début de mes travaux utilisait une couche d'amorce "pleine plaque", qui recouvrait entièrement la surface du substrat. Les zones à électrolyser étaient définies par un moule épais en résine photosensible (> 3 µm).

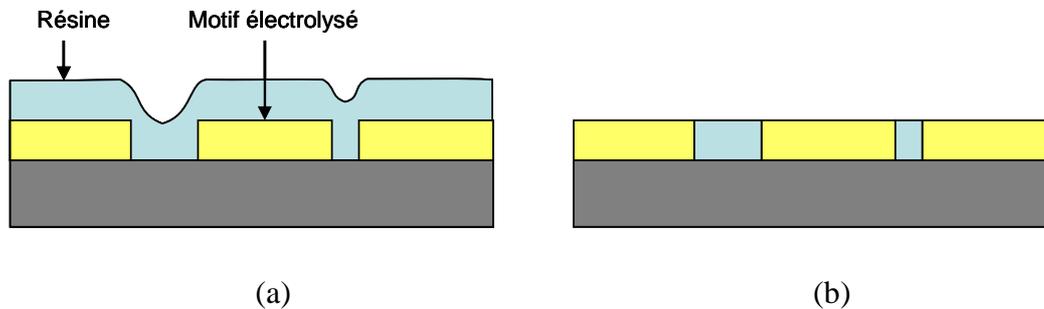
Le premier problème rencontré avec cette couche d'amorce "pleine plaque" provenait du fait que l'électrolyte arrivait à s'infiltrer sous les bords du moule, et provoquait l'électrodéposition d'or sous celui-ci. La poussée exercée par la croissance d'or sous le moule finissait fréquemment par le fissurer dans les coins, voire même, par le décoller. Ce phénomène était davantage marqué aux endroits les plus étroits du moule, notamment au niveau du détournement des lignes de polarisation qui se retrouvaient court-circuitées à la masse, comme le montre la figure 3.2.



**Figure 3.2 :** Electrolyse sous le moule (a) et décollement du moule (b) liés à l'utilisation d'une couche d'amorce "pleine plaque".

Une fois les motifs électrolysés, ils se retrouvent tous court-circuités par la couche d'amorce servant à les polariser pendant le dépôt électrolytique. Afin d'assurer le fonctionnement des commutateurs, il faut donc prévoir dans le procédé de fabrication une étape de gravure de cette couche. La réalisation de cette gravure à la fin du procédé permet d'utiliser la résine photosensible du moule d'électrolyse comme couche sacrificielle, sur laquelle la membrane pourra être déposée (à condition que le moule ne soit pas décollé par l'électrolyse). Dans ce cas, pour ne pas laisser de courts-circuits sous la membrane, il faut que celle-ci soit libérée (suppression de la couche sacrificielle) avant la gravure de la couche d'amorce. Deux problèmes se posent alors : tout d'abord, comme la membrane est aussi réalisée en or, et qu'elle n'est plus protégée une fois libérée, elle subirait inévitablement une dégradation durant la gravure. Par ailleurs, comme nous utilisons des gravures humides pour l'attaque de l'or et du titane de la couche d'amorce, qui nécessitent des rinçages à l'eau déionisée, nous risquerions d'être confrontés à un phénomène de collage causé par les forces de capillarité si la membrane était libérée avant la gravure. Pour ces raisons, nous devons absolument faire la gravure de la couche d'amorce avant la fabrication de la membrane, et c'est pourquoi elle était réalisée immédiatement après l'électrolyse des motifs. De ce fait, la résine du moule d'électrolyse, enlevée avant la gravure, ne pouvait pas être utilisée comme couche sacrificielle, ce qui engendrait un autre problème sérieux. En effet, une fois la couche d'amorce gravée, l'espace entre les motifs électrolysés devait être comblé à nouveau par de la résine utilisée dans la suite du process comme couche sacrificielle. Il était donc indispensable que la surface de cette résine soit parfaitement plane pour éviter la déformation de la membrane du commutateur. Or, il est très difficile de rattraper une différence de hauteur de  $3\ \mu\text{m}$ , surtout lorsque des gaps différents existent entre les motifs. En effet, comme le montre la figure 3.3a, la hauteur de résine déposée entre les motifs dépend du gap qui les sépare. Ainsi, lorsque la hauteur de résine est correcte

entre certains motifs, elle ne l'est pas entre les autres, et inversement. Aux endroits qui nous intéressent, c'est-à-dire, sous les membranes, deux gap de différentes largeurs existent : celui entre la ligne RF et les plans de masse de la ligne coplanaire ( $40\ \mu\text{m}$ ) et celui du détournement des électrodes ( $10\ \mu\text{m}$ ).



**Figure 3.3 :** Profil de la résine après son dépôt (a) et surface plane souhaitée (b).

La technique utilisée pour tenter d'obtenir une surface plane consistait à déposer successivement des couches épaisses de résine PMGI SF11, et à les graver par plasma oxygène ( $\text{O}_2$ ) pour réduire progressivement les différences de hauteurs et atteindre une hauteur identique à celle des motifs électrolysés. Cette méthode nécessitait un grand nombre de manipulations et de mesures au profilomètre pour finalement donner des résultats non satisfaisants.

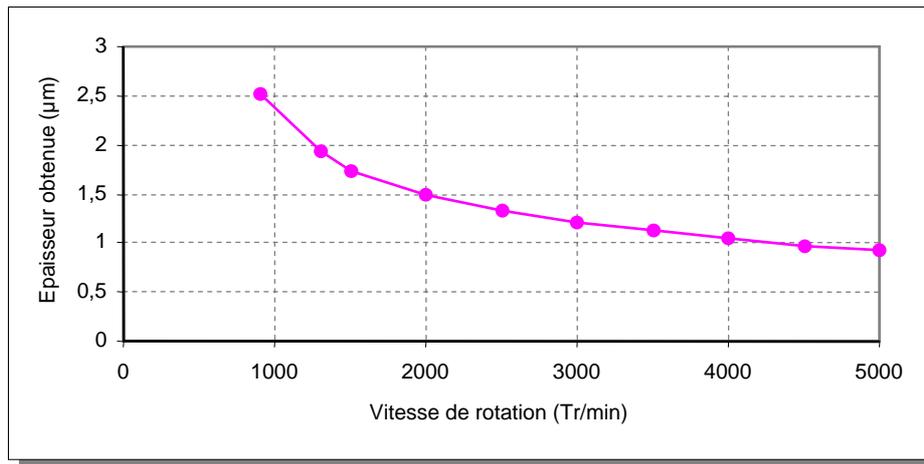
Après de nombreux tests de réalisation avec ce procédé, sans résultats probants, nous avons décidé de nous orienter vers une solution plus classique mettant en œuvre la technique du *lift-off*, qui consiste à préformer les motifs à électrolyser dans la couche d'amorce. Ce nouveau procédé a non seulement éliminé les problèmes de décollement de la résine et d'électrolyse sous le moule, mais a surtout permis d'obtenir une bonne planéité à la surface de l'échantillon avant le dépôt des membranes. En effet, la couche de résine épaisse en PMGI SF11, déposée sur la fine couche d'amorce, se lisse naturellement malgré les motifs prédéfinis. Un moule d'électrolyse est alors formé dans cette résine, en prenant soin de l'aligner précisément sur les motifs prédéfinis. En contrôlant la hauteur du dépôt électrolytique, et en l'arrêtant dès que le niveau d'or atteint celui de la résine, nous obtenons un profil proche de celui de la figure 3.3b. En outre, comme il n'y a plus de couche d'amorce sous la membrane, celle-ci peut être gravée en fin de process, après avoir protégé les structures et juste avant la libération. De cette manière, la résine n'a plus à être enlevée, et servira de couche sacrificielle jusqu'à la fin du process. Nous verrons, dans le paragraphe III.2.1.5, que la technique du *lift-off* n'a pas que des avantages dans notre application.

### III.2.1.4 – Réalisation du moule d'électrolyse

La résine utilisée comme moule d'électrolyse et comme couche sacrificielle est de la PMGI SF11 du constructeur MicroChem [7]. Nous avons choisi cette résine pour plusieurs raisons, toutes aussi importantes les unes que les autres :

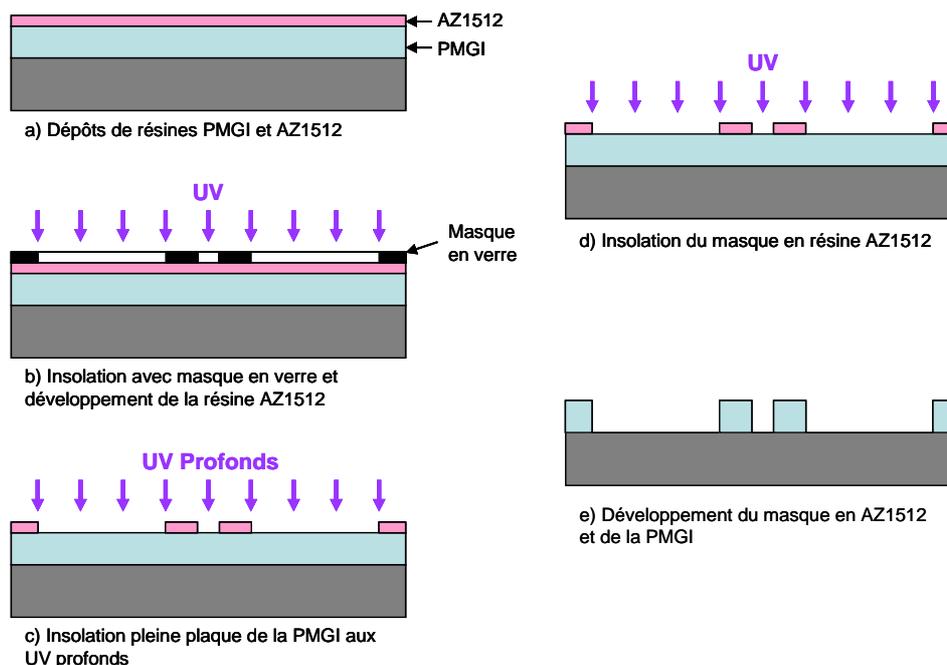
- ⇒ Cette résine offre la particularité d'être parfaitement transparente, ce qui est un atout majeur lorsqu'elle est utilisée comme couche sacrificielle dans la fabrication de microsystemes. En effet, comme les motifs d'alignement sont définis dès le début du process sur la couche d'amorce et qu'ils sont ensuite recouverts par la couche sacrificielle jusqu'à la fin du process, il est essentiel que cette couche, d'épaisseur assez importante, soit parfaitement transparente pour pouvoir distinguer clairement ces motifs et réaliser un alignement précis quel que soit le niveau de masquage.
- ⇒ Elle présente une stabilité chimique jusqu'à des températures supérieures à 330 °C, alors que la plupart des autres résines optiques ne supportent pas les températures supérieures à 120 °C. Cette résine est donc parfaitement compatible avec les températures les plus élevées rencontrées tout au long de la fabrication de nos commutateurs (250 °C lors du dépôt de nitrure de silicium par PECVD), ce qui justifie aussi son utilisation comme couche sacrificielle.
- ⇒ La résine PMGI est sensible aux UV profonds (240 à 290 nm) contrairement à la plupart des résines optiques qui s'insolent aux UV à 400 nm. Du fait de cette forte sélectivité lors des insulations, la PMGI utilisée comme couche sacrificielle est parfaitement compatible avec l'utilisation d'autres résines photosensibles dans les différentes étapes du process. L'insolation et le développement de ces résines n'auront quasiment aucun effet sur la couche sacrificielle.

L'épaisseur de la couche sacrificielle doit être contrôlée précisément car elle détermine la hauteur des lignes coplanaires, mais aussi celle des piliers qui supportent la membrane. La hauteur des piliers, également fixée à 3  $\mu\text{m}$ , est très importante car elle détermine la tension d'actionnement du commutateur et ses performances RF dans l'état haut. Nous avons donc caractérisé la hauteur de la PMGI en fonction de la vitesse de rotation de la tournette utilisée pour l'enduction du substrat, en fixant l'accélération à 1000 Tr/min/sec et le temps de dépôt à 30 sec. Ces valeurs permettent un étalement correct de la résine, gommant les irrégularités à la surface de l'échantillon. La figure 3.4 donne la hauteur de PMGI obtenue en fonction de la vitesse de rotation lors de son dépôt.



**Figure 3.4 :** Hauteur de la résine PMGI SF11 en fonction de la vitesse de rotation de la tournette (accélération = 1000 Tr/min/sec et durée = 30 sec).

L'épaisseur nominale de la PMGI SF11 étant de 1,5 µm, les 3 µm nécessaires pour la réalisation des lignes coplanaires (et des piliers) sont obtenus par deux dépôts successifs de résine avec un recuit après chaque enduction. A cause de problèmes de diffraction, les masques de verre que nous disposons pour notre lithographie optique ne sont pas compatibles avec les longueurs d'onde des UV profonds. Par conséquent, nous avons eu recours à une lithographie spécifique pour la PMGI qui utilise une seconde résine optique servant de masque lors de l'insolation aux UV profonds. Cette lithographie, présentée sur la figure 3.5, nécessite un plus grand nombre d'étapes qu'une lithographie classique, mais donne d'excellents résultats à l'échelle des microsystèmes.



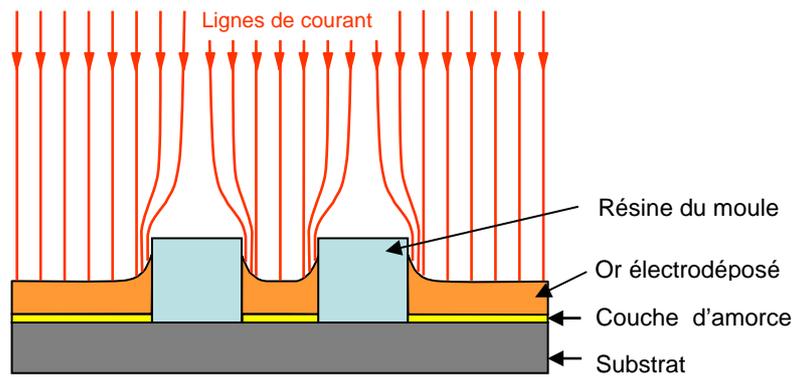
**Figure 3.5 :** Lithographie utilisée pour la résine PMGI.

### III.2.1.5 – Réalisation du dépôt d'or électrolytique

Pour obtenir une surface plane, la hauteur de la couche électrolysée doit correspondre à celle de la résine servant de moule. Il est donc impératif de mesurer précisément la hauteur de résine avant de faire l'électrolyse des motifs, celle-ci pouvant légèrement varier d'un wafer à l'autre. Cette mesure est réalisée à l'aide d'un profilomètre. En contrôlant, avant la fin du dépôt, la différence de hauteur entre la couche électrolysée et la résine, nous pouvons déterminer la vitesse de croissance qui peut, elle aussi, légèrement varier d'un dépôt à l'autre (légère différence de température, d'agitation ou de densité de courant), et ainsi connaître la durée d'électrolyse encore nécessaire pour atteindre la hauteur de résine. Cette méthode permet d'obtenir une très bonne planéité à la surface de l'échantillon, et ce, de manière reproductible.

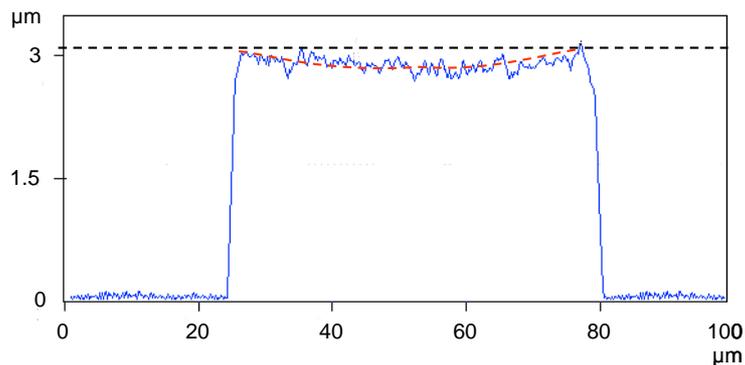
Les nombreux dépôts que nous avons réalisés avec les paramètres donnés dans le tableau 3.1 nous ont permis de déterminer précisément la vitesse moyenne de croissance électrolytique de l'or correspondant à la surface de nos motifs, qui est de 93 nm/min. L'électrodéposition des lignes coplanaires et des électrodes de commande nécessite donc une durée d'un peu plus de 30 minutes. Notons qu'un changement de motifs impose un nouvel étalonnage de la vitesse de croissance.

Bien que la mise en œuvre de la technique du *lift-off* ait permis de supprimer d'importants verrous technologiques, elle est malheureusement à l'origine d'un nouveau problème concernant la planéité des motifs électrolysés. En effet, puisque la vitesse de croissance électrolytique localisée est proportionnelle à la densité de courant localisée, une densité de courant uniforme est nécessaire sur toute la surface du wafer pour obtenir une électrodéposition d'épaisseur uniforme [8]. Or, du fait que les motifs à électrolyser sont prédéfinis sur la couche d'amorce, leurs contours sont détournés par des zones non conductrices qui sont responsables du phénomène suivant : la distance entre l'anode et la cathode étant relativement importante (6 cm) par rapport à la taille des motifs à électrolyser, nous pouvons considérer que les lignes de courant dans le bain d'électrolyte sont perpendiculaires à ces électrodes, et dans ce cas la densité de courant est uniforme. Ceci n'est plus vrai à proximité du substrat à cause des zones non conductrices autour des motifs (sous la résine) qui forcent les lignes de courant à dévier leur trajectoire vers les zones polarisées les plus proches. Nous obtenons alors une densité de courant plus importante sur les bords des motifs qui se traduit par une vitesse de croissance plus rapide sur les bords qu'au centre, où seules les lignes de courant perpendiculaires arrivent. Ce phénomène, illustré sur la figure 3.6, se traduit finalement par l'obtention de motifs en forme de cuvette.



**Figure 3.6** : Dépôt électrolytique non uniforme causé par l'utilisation du *lift-off*.

La figure 3.7 présente le profil d'une ligne RF mesuré à l'AFM (microscope à force atomique) sur un échantillon utilisant la technique du *lift-off*. La forme de cuvette apparaît assez clairement sur cette figure.

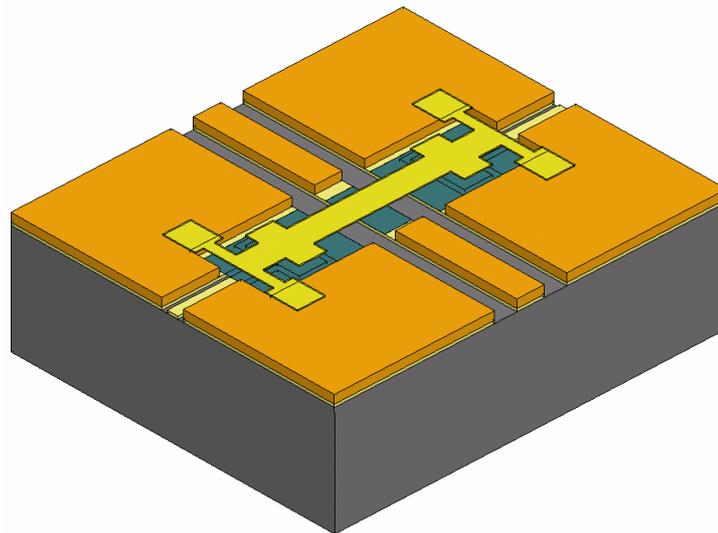


**Figure 3.7** : Profil d'une ligne RF mesuré sur un échantillon avec *lift-off*.

La dénivellation introduite sur la ligne RF par l'accumulation d'or sur ses bords est de l'ordre de 200 nm. Si cette dénivellation peut être négligée lors de la réalisation d'une simple ligne de transmission, elle est au contraire très pénalisante pour notre application. En effet, nous avons vu dans le paragraphe I.5.1.2 que les commutateurs MEMS RF à contact capacitif ne peuvent fonctionner correctement que si leur membrane se pose sur une ligne de transmission parfaitement plane. Dans le cas contraire, le gap d'air entre la membrane et la ligne diminue fortement la capacité du pont à l'état bas, ce qui se traduit par une faible isolation du commutateur dans l'état OFF.

Afin de pouvoir quantifier la perte de performance liée à la dénivellation de la ligne RF (et aussi à la rugosité naturelle des surfaces électrolysées), nous avons modifié le masque définissant les parties électrolysées, en supprimant les zones électrolysées sous la membrane.

Cette modification simplifie fortement le procédé de fabrication puisqu'il n'y a plus besoin de piliers pour surélever la membrane qui sera directement posée sur les plans de masse. On supprime ainsi un bon nombre d'étapes, mais au prix d'une diminution des performances du commutateur à l'état ON. En effet, nous montrons dans l'annexe B que les pertes de transmission d'une ligne coplanaire dépendent de son épaisseur de métallisation, et augmentent fortement lorsque celle-ci devient inférieure à l'épaisseur de peau, qui est de l'ordre de  $0,5 \mu\text{m}$  à 20 GHz pour une ligne en or (cf. Figure B.4). Par conséquent, en limitant l'épaisseur de la ligne coplanaire sous la membrane à celle de la couche d'amorce ( $\sim 0,1 \mu\text{m}$ ), il faut s'attendre à un fort accroissement des pertes de transmission du commutateur. La structure modifiée de nos commutateurs est présentée sur la figure 3.8, sur laquelle l'épaisseur des parties électrolysées a été volontairement exagérée par souci de clarté.



**Figure 3.8** : Structure modifiée du commutateur pour obtenir une surface plane sous la membrane.

### III.2.2 – Dépôt de la couche diélectrique

Nous avons vu dans le paragraphe II.5.1.2, que grâce à leurs constantes diélectriques élevées (40 à 200), certains matériaux ferroélectriques, comme l'oxyde de titanate de strontium (STO) ou le titanate de barium et de strontium (BST), pouvaient avantageusement remplacer les diélectriques habituellement utilisés dans la fabrication des condensateurs. Le BST, nécessitant des températures de dépôt relativement élevées, ne peut être utilisé dans notre procédé de fabrication. Par contre, l'utilisation du STO qui peut être déposé par pulvérisation RF à des températures inférieures à  $300 \text{ }^\circ\text{C}$  est tout à fait envisageable. L'inconvénient de ces matériaux est leur champ électrique de claquage qui est beaucoup plus faible ( $1 \text{ à } 2 \text{ MV/cm}$ )

que celui du nitrure de silicium ou de l'oxyde de silicium (5 à 10 MV/cm). Notons toutefois, que comme les électrodes d'actionnement sont séparées de la ligne RF dans notre structure de commutateur, nous pouvons très bien envisager l'utilisation de deux diélectriques différents pour améliorer les performances RF et la fiabilité de nos commutateurs : le STO peut être utilisé pour la réalisation du contact capacitif (forte capacité) et le nitrure de silicium, par exemple, pour l'isolation DC au cas où la membrane viendrait se poser sur les électrodes de commande. La salle blanche de l'IEMN ne disposant pas de bâti de pulvérisation dédié au dépôt du STO, nous laissons cette possibilité de côté.

Nous nous sommes donc orientés vers un diélectrique plus classique qui est le nitrure de silicium. Ce diélectrique est traditionnellement déposé en utilisant une technique de dépôt chimique en phase vapeur (CVD : Chemical Vapor Deposition). Le dépôt CVD est une méthode dans laquelle le ou les constituants d'une phase gazeuse réagissent pour former un film solide à la surface d'un substrat [9]. Signalons que ce film, obtenu par réaction chimique entre la phase vapeur et le substrat chauffé, peut être contaminé par des gaz issus de cette réaction. Par exemple, les films de nitrure de silicium, obtenus à partir des espèces gazeuses de silane ( $\text{SiH}_4$ ), d'azote ( $\text{N}_2$ ) et d'ammoniac ( $\text{NH}_3$ ), présentent de fortes concentrations d'hydrogène. Durant la suite du procédé de fabrication, l'hydrogène contenu dans la couche de nitrure peut être libéré, entraînant alors une augmentation de la porosité du diélectrique. Ce phénomène se traduit finalement par des tensions de claquage plus faibles et favorise les courants de fuite lorsque cette couche est utilisée pour la réalisation de condensateurs MIM (Metal-Insulator-Metal) [10]. Par ailleurs, à cause des impuretés déposées dans le film, la permittivité relative d'une couche diélectrique réalisée par CVD est généralement plus faible que celle attendue. Ce phénomène est d'autant plus marqué que la température de dépôt est faible, et se traduit par une capacité du commutateur à l'état bas de plus faible valeur. Le phénomène de piégeage des charges rencontré lors de l'actionnement du commutateur est aussi favorisé par la porosité des nitrures.

Notons, que l'élévation de la température des dépôts CVD contribue à l'augmentation de la densité des films réalisés. Malheureusement, notre technologie basse température ne nous permet pas de bénéficier de cette possibilité d'améliorer la qualité du nitrure de silicium.

Deux solutions sont offertes à l'IEMN pour réaliser ce type de dépôt : le LPCVD et le PECVD. Le dépôt chimique en phase vapeur à basse pression (LPCVD : Low-pressure Chemical Vapor Deposition) utilise un réacteur à paroi chaude qui est chauffé directement, ce qui permet d'opérer à plus faible pression. Cette méthode de dépôt réalise des films diélectriques de bonne qualité, mais nécessite des températures d'au moins 800 °C et ne peut donc pas être utilisée dans notre application. Le procédé de dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD : Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) utilise, quant à lui, un plasma pour activer la réaction chimique, ce qui permet de baisser la température de dépôt en deçà de 300 °C. D'un point de vue température, cette technique convient parfaitement

à notre technologie froide et a donc été retenue pour la réalisation de nos couches diélectrique en nitrure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ), avec une température de dépôt fixée à 250 °C. L'inconvénient des dépôts PECVD à basse température est la faible densité des couches obtenues.

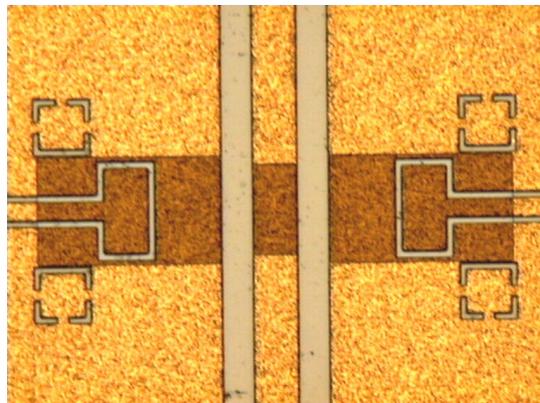
Signalons, qu'actuellement, le  $\text{Si}_3\text{N}_4$  utilisé dans les MMICs est déposé par PECVD à 300 °C. Toutefois, cette température encore relativement élevée peut causer des dommages sur les couches actives ou entraîner des dégradations des contacts ohmiques et des contacts Schottky, et par conséquent, le dépôt du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  doit être réalisé avant certaines étapes de fabrication, ce qui réduit la flexibilité du procédé technologique.

Depuis très récemment, une nouvelle technique de dépôt CVD permet de réaliser des films minces de  $\text{SiN}_x$  d'excellente qualité à basse température (50 à 200 °C). Appelé HDICP-CVD (High Density Inductively Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition), ce procédé utilise toujours des espèces gazeuses de silane ( $\text{SiH}_4$ ) et d'azote ( $\text{N}_2$ ), mais en revanche l'ammoniac ( $\text{NH}_3$ ) n'entre plus dans la composition de la phase gazeuse [10, 11, 12]. Du fait de l'absence du  $\text{NH}_3$  lors du dépôt, les films de nitrure HDICP-CVD présentent des concentrations d'hydrogène plus faibles que celles des films de nitrure PECVD. Les études menées sur les couches de nitrure HDICP-CVD montrent également que la concentration d'hydrogène diminue lorsque la température de dépôt augmente. Il est ainsi possible d'obtenir des films de nitrure de densité élevée, qui offrent une amélioration de la tension de claquage d'approximativement 50–70 % par rapport à un film de nitrure PECVD standard [10]. Les dépôts de nitrure HDICP-CVD peuvent aussi être réalisés à température ambiante, ce qui offre la possibilité d'utiliser des condensateurs MIM sur des substrats sensibles aux températures élevées et la flexibilité de pouvoir réaliser les éléments passifs après les éléments actifs lors de la fabrication de MMICs. De plus, le dépôt à basse température permet la mise en œuvre de la technique du *lift-off* pour la définition des motifs de nitrure, et supprime ainsi la nécessité d'une gravure pouvant endommager les structures déjà présentes sur le substrat. Une couche de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  de 120 nm d'épaisseur, déposée à 22 °C par la technique HDICP-CVD, a montré des performances similaires à celles obtenues sur une couche de 170 nm de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposée par PECVD à 300 °C, avec une tension de claquage supérieure à 3 MV/cm et un courant de fuite de 350 nA sous 35 V [12]. Une couche de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  de seulement 5 nm d'épaisseur, déposée à 22 °C par HDICP-CVD, est également présentée dans cette étude. Cette couche extrêmement fine présente une excellente uniformité sur tout le substrat. Le courant de fuite inférieur à 50 nA sous 2 V indique une densité élevée sur ce film. Sa permittivité relative d'une valeur de 7,5 et sa faible épaisseur ont permis de réaliser des condensateurs MIM de capacité égale à  $6,7 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ . Pour une dimension de condensateur donnée, la capacité est ainsi plus de treize fois supérieure à celle obtenue avec du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposé par PECVD à 300 °C.

Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre I, cette technique de dépôt a déjà été mise en œuvre dans la fabrication de commutateurs MEMS à contact capacitif pour réaliser des couches isolantes de bonne qualité ayant une épaisseur de 25 nm [13, 14]. Comme les

électrodes de commande de nos commutateurs sont excentrées (pas de tension DC sur la ligne RF), nous pourrions très bien envisager de réaliser leur contact capacitif avec une couche très fine de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposée par HDICP-CVD. En considérant les résultats présentés ci-dessus, les capacités obtenues avec les largeurs de nos lignes RF (49  $\mu\text{m}$ ) et de nos membranes (50 et 100  $\mu\text{m}$ ) seraient de 16,4 pF et 32,8 pF. Ces valeurs de capacité permettraient d'augmenter l'isolation de nos commutateurs à l'état OFF, mais aussi de les rendre fonctionnels à des fréquences plus basses. Malheureusement, à l'heure actuelle, l'IEMN ne possède pas de bâti de dépôt HDICP-CVD, mais la technologie que nous avons développée pour la réalisation de commutateurs MEMS RF reste parfaitement compatible avec la technique HDICP-CVD qui pourra être appliquée à nos dispositifs dès sa disponibilité dans notre laboratoire.

Lors de nos premiers tests de fabrication des commutateurs, la couche diélectrique était directement déposée sur la ligne coplanaire et les électrodes de commande en or électrolysées. Nous nous sommes alors heurtés à un problème d'adhérence du nitrure de silicium sur l'or ; la rugosité des surfaces électrolysées favorisant probablement ce phénomène. Après la gravure du diélectrique, les motifs formés avaient tendance à se décoller et à se redéposer sur eux-mêmes. Pour résoudre ce problème, une couche de titane (qui a la particularité d'adhérer sur de nombreux matériaux), de 200 Å d'épaisseur, est déposée sur l'or électrolysé puis gravée pour former une couche d'adhérence sous le diélectrique. Une couche de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  de 150 nm d'épaisseur est alors déposée et gravée à son tour. Bien que le  $\text{Si}_3\text{N}_4$  puisse être gravée par un plasma  $\text{CF}_4$  (Tetrafluorométhane) ou  $\text{SF}_6/\text{O}_2$  (hexafluorure de soufre/oxygène), nous utilisons une gravure humide au BE 7-1 pour définir les motifs en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Cette solution d'acide fluorhydrique (BHF, Buffered HF), aussi utilisée pour la gravure de la couche de titane, a l'avantage de graver uniformément et rapidement, et surtout n'altère pas les propriétés de la couche sacrificielle en PMGI. Comme le montre la figure 3.9, ce procédé offre une assez bonne résolution et a permis de supprimer complètement le décollement des motifs en diélectrique.



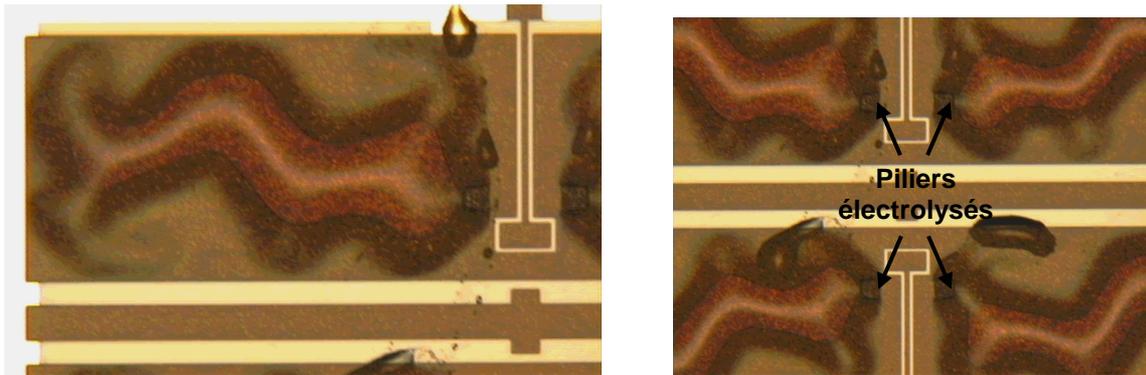
**Figure 3.9 :** Couche diélectrique ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) déposée sur l'or électrolysé pour la réalisation du contact capacitif et de l'isolation des électrodes de commande.

### III.2.3 – Réalisation des piliers

La hauteur des piliers, et donc de la membrane, est assez importante puisqu'elle détermine les performances du commutateur à l'état haut. Une hauteur trop faible favorise le couplage entre la ligne RF et la membrane, et se traduit par une augmentation des pertes de transmission. En revanche, une hauteur trop importante aura une répercussion sur la tension d'actionnement qui lui est proportionnelle (cf. Equation (1.22)). Un bon compromis consiste à prendre une hauteur de 3  $\mu\text{m}$ .

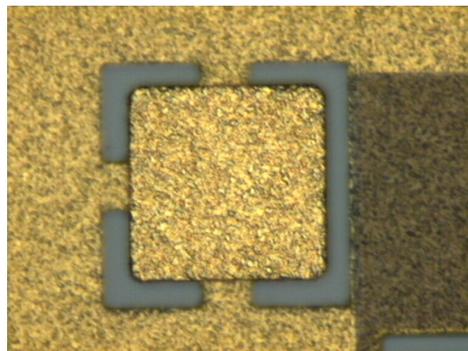
Ces piliers sont également utilisés pour relier la membrane du commutateur à la masse et doivent donc être réalisés avec un matériau conducteur. Comme la membrane est réalisée en or, nous avons choisi le même matériau pour les piliers afin d'obtenir une parfaite compatibilité, et ainsi une bonne adhérence, entre ces éléments du commutateur. Du fait de leur hauteur importante, nous avons choisi de réaliser ces piliers par électrodéposition. Comme pour les lignes coplanaires, nous réalisons un moule d'électrolyse en résine PMGI SF11. La hauteur des piliers étant identique à l'épaisseur de la ligne, nous pouvons utiliser la même lithographie pour ces deux étapes du process (mêmes paramètres d'enduction, mêmes temps d'insolation et de développement...). Signalons que cette couche de résine servira également de couche sacrificielle lors du dépôt de la membrane, et que par conséquent, il est extrêmement important que la hauteur des piliers électrolysés soit identique à celle du moule. Pour cela, nous utilisons la méthode décrite précédemment qui permet d'obtenir une bonne planéité à la surface de l'échantillon. Notons également que, comme les piliers sont placés au milieu des plans de masse, avec d'importantes surfaces métalliques autour d'eux, la densité de courant localisée à proximité des emplacements de piliers est uniforme lors de l'électrolyse. Et par conséquent, la surface des piliers présente une planéité correcte : la forme de cuvette observée sur la ligne coplaire et les électrodes d'actionnement n'apparaît pas sur les piliers.

Lors du développement du procédé de fabrication, nous avons également rencontré un problème sur cette étape. Ce problème vient du fait que la seconde couche sacrificielle en PMGI (correspondant au moule des piliers) est déposée par endroit directement sur les motifs en or électrolysés qui présentent une forte rugosité de surface ; c'est notamment le cas sur les plans de masse, autour des emplacements de piliers. Cette rugosité ne permet pas une bonne adhérence de la résine, et de ce fait, lors de la réalisation des piliers, l'électrolyte parvient à s'infiltrer sous la résine et serpente sur les plans de masse, en décollant le moule à son passage. Ce phénomène, constaté lors de nombreux essais, est présenté sur les photographies de la figure 3.10.



**Figure 3.10** : Problème de décollement du moule lors de l'électrolyse des piliers.

Pour résoudre ce problème, un détournage de  $10\ \mu\text{m}$  de large a été réalisé autour des piliers, ce qui nous a contraint à modifier les masques correspondant au *lift-off* et à l'électrolyse des lignes coplanaires. Dans cette nouvelle configuration, chaque pilier est relié au plan de masse uniquement par trois liaisons étroites, de seulement  $10\ \mu\text{m}$  de large, électrolysée en même temps que les lignes coplanaires. Les détournages de piliers sont, quant à eux, comblés par la résine PMGI du moule d'électrolyse des lignes. La présence de cette résine autour des piliers offre une meilleure adhérence à la seconde couche sacrificielle et empêche l'infiltration de l'électrolyte sous cette couche. Cette astuce, présentée sur la photographie de la figure 3.11, a permis de supprimer complètement le problème de décollement du moule rencontré lors de l'électrolyse des piliers.



**Figure 3.11**: Pilier électrolysé ( $3\ \mu\text{m}$  de hauteur) avec détournage évitant le décollement du moule d'électrolyse qui est présent sur cette photographie.

Comme l'épaisseur de la ligne coplanaire est identique à la hauteur des piliers, ceux-ci ne sont pas utiles dans le cas où la ligne coplanaire n'est pas électrolysée sous la membrane. En effet, dans cette configuration, la membrane est directement posée sur les piliers préformés dans les plans de masse. Toutes les étapes de lithographie nécessaires pour la réalisation du moule d'électrolyse en PMGI (cf. Figure 3.5) et le dépôt électrolytique des piliers sont alors supprimés.

### III.2.4 – Réalisation de la membrane

Une fois les piliers réalisés, une couche d'or est déposée par pulvérisation cathodique "pleine plaque" directement sur la couche sacrificielle de PMGI. Contrairement à la méthode de dépôt par évaporation sous vide, la pulvérisation cathodique, qui utilise un plasma d'argon pour pulvériser les particules de la cible, offre l'avantage d'être isotrope. Ainsi, lorsque les dénivellations ne sont pas trop importantes, le film déposé peut suivre parfaitement le profil à la surface de l'échantillon. Une légère différence de hauteur entre les piliers et la couche sacrificielle ne sera donc pas trop pénalisante pour l'uniformité du dépôt.

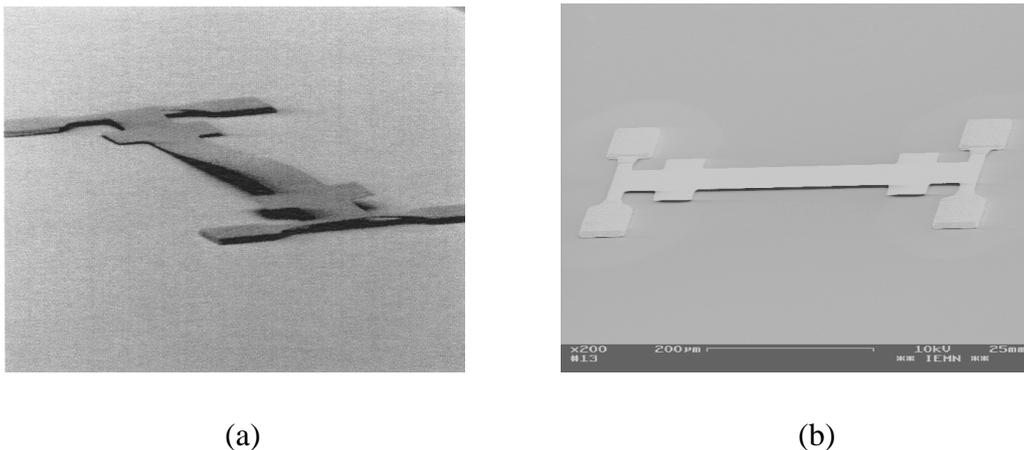
Au cours du développement du procédé de fabrication, nous nous sommes rendus compte que la couche sacrificielle ne supportait pas le dépôt d'or par pulvérisation cathodique. En effet, nous avons remarqué sur plusieurs échantillons que la couche de PMGI se décollait par plaques juste après la gravure des membranes, probablement à cause des contraintes exercées par la couche d'or lors de son dépôt. Les lignes coplanaires se retrouvant alors découvertes, il ne nous était plus possible de poursuivre la fabrication des commutateurs sur ces échantillons. Ce problème a été résolu en appliquant un traitement thermique sur chacune des couches sacrificielles juste après leur dépôt (20 secondes à 250 °C), qui a pour but de durcir davantage la PMGI afin qu'elle résiste mieux au dépôt d'or.

La forme des membranes est ensuite définie par lithographie optique. La couche d'or est alors gravée par voie chimique en utilisant une solution à base d'iodure de potassium (KI : 100 g), d'iode ( $I_2$  : 30 g) et d'eau ( $H_2O$  : 400 ml). Cette méthode n'offre malheureusement pas une bonne uniformité de gravure sur toute la surface du substrat, notamment lorsque l'épaisseur de la couche à graver est de l'ordre du micromètre. En effet, une zone du substrat résiste toujours un peu plus à la gravure et impose, par conséquent, des temps d'immersion de l'échantillon dans la solution d'attaque plus longs. Dans les zones rapidement gravées, on peut alors s'attendre à une gravure de l'or sous la résine. En prévision de ce phénomène de surgravure, un léger surdimensionnement des motifs a été prévu sur le masque de définition des membranes. Notons que pendant la gravure des membranes, les structures en or déjà réalisées sur le substrat sont protégées par la résine PMGI de la couche sacrificielle.

Une autre solution permettant de graver les métaux consiste à utiliser un usineur ionique, disponible depuis peu à l'IEMN. Cet équipement, devrait permettre d'obtenir une excellente définition des membranes. Cependant, d'après les premiers tests de gravure réalisés, il s'avère que les résines optiques, utilisées pour protéger les membranes lors de la gravure, supportent très mal ce type d'attaque. En effet, le seul moyen de supprimer ces résines après la formation des membranes à l'usineur ionique est la gravure sèche par plasma oxygène ( $O_2$ ), mais dans ce cas la couche sacrificielle en PMGI est aussi gravée, ce qui pose des problèmes pour la suite de la fabrication des commutateurs. De plus, après ce type de gravure, la PMGI de la couche sacrificielle ne réagit plus correctement à son dissolvant ; la libération des membranes devient alors très difficile. Par conséquent, en attendant de trouver une solution adaptée à notre

application, nous continuons à utiliser la gravure humide qui donne des résultats plus que satisfaisants.

Cette étape de réalisation de la membrane est très certainement la plus critique de notre procédé de fabrication car la structure du matériau déposé aura une forte influence sur le comportement mécanique du commutateur. En effet, la contrainte résiduelle et le gradient de contrainte du matériau sont étroitement liés aux conditions de dépôt. Une étude préliminaire de la contrainte résiduelle, basée sur des mesures du rayon de courbure du substrat réalisées au profilomètre avant et après le dépôt, nous a permis d'optimiser les paramètres du dépôt afin d'obtenir un film d'or en légère tension garantissant la planéité de la membrane et sa tenue à l'état haut après sa libération. Les paramètres optimisés sont le débit d'argon et la puissance du champ électrique qui accélère les particules du plasma vers la cible. Cette étude a montré qu'une augmentation du débit d'argon et/ou une diminution de la puissance du signal électrique permettaient d'augmenter la tension du film déposé. Notons toutefois qu'un film trop en tension augmentera la raideur de la membrane et se traduira par une tension d'actionnement du commutateur élevée. Les films d'or obtenus lors de nos premiers tests étaient fortement en compression et entraînaient le flambement des membranes, comme le montre la figure 3.12a. Après de multiples essais, nous sommes parvenus à tendre la membrane sur ses piliers (cf. Figure 3.12b). Ces résultats, liés au bâti de pulvérisation, sont obtenus avec un débit d'argon correspondant à une pression de  $4 \cdot 10^{-2}$  mbar dans la chambre et une puissance de 110 W. Un changement de bâti nécessiterait une nouvelle phase d'optimisation et énormément de temps pour parvenir à de tels résultats.



**Figure 3.12** : Photographies MEB de membranes en compression (a) et en tension (b).

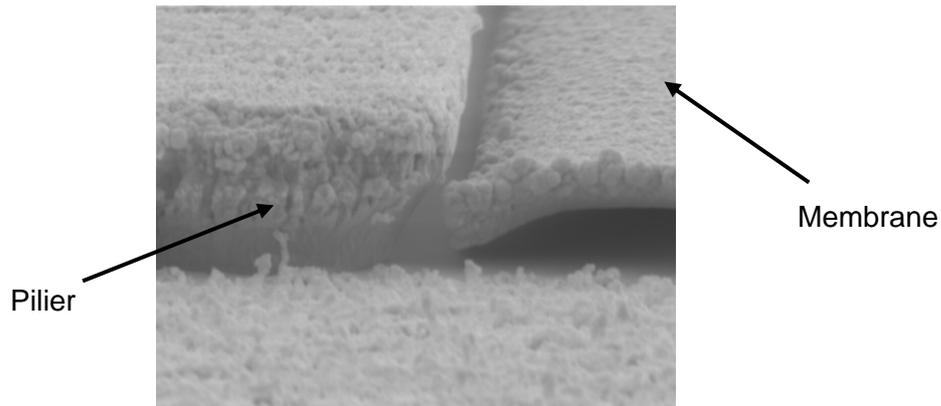
L'épaisseur de la membrane aura, elle aussi, une forte influence sur le comportement mécanique de la membrane puisqu'elle détermine en partie sa force de rappel et donc la tension d'actionnement. Par conséquent, la membrane doit être suffisamment fine pour permettre

l'actionnement du commutateur à faible tension, mais elle doit aussi être suffisamment épaisse pour fournir une force de rappel capable de lui redonner sa position initiale une fois l'actionnement relâché, qui plus est, si un phénomène de collage se présente.

L'épaisseur de la membrane a été déterminée expérimentalement par des tests de fonctionnement sur les commutateurs, ce qui implique que toutes les autres étapes du procédé ont dû être validées avant celle-ci, mais aussi que chaque test a nécessité la fabrication complète de commutateurs. En nous basant sur les résultats des simulations mécaniques, nous avons dans un premier temps réalisé des membranes de  $0,7\ \mu\text{m}$  d'épaisseur, qui se sont révélées trop fines lors des tests (cf. paragraphe III.3.1.2). Notre démarche a consisté à augmenter progressivement l'épaisseur de la membrane jusqu'à obtenir un fonctionnement des commutateurs. La mise au point de cette étape du procédé de fabrication a demandé énormément de temps. En effet, en tenant compte des contraintes propres aux laboratoires de recherche (partage des ressources), la fabrication et les tests de fonctionnement d'un commutateur nécessitent environ quinze jours. Les premiers résultats satisfaisants, concernant l'épaisseur de la membrane, ont été obtenus au mois de juillet 2004, juste avant la rédaction de ce manuscrit. Des travaux supplémentaires sont encore à prévoir pour optimiser cette épaisseur. Les résultats obtenus avec des membranes de différentes épaisseurs seront présentés dans le paragraphe III.3.1.2.

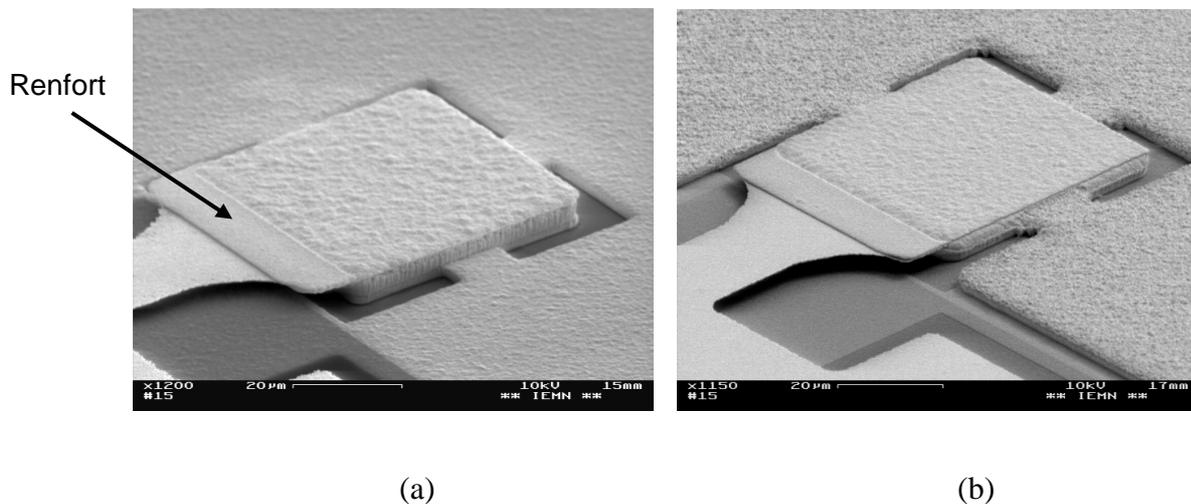
### III.2.5 – Réalisation des renforts de membrane

Les premières réalisations de commutateurs ont montré une fragilité des membranes au niveau des piliers. En effet, comme le montre la figure 3.13, une fois la libération des membranes réalisée, on pouvait constater des cassures tout au long des arêtes de piliers. La cause de ces ruptures était probablement liée au fait que la hauteur des piliers électrolysés n'était pas encore contrôlée précisément, ce qui se traduisait par des dénivellations importantes entre les piliers et la couche sacrificielle, avec des flancs très raides. Ainsi, malgré le caractère isotrope du dépôt d'or par pulvérisation cathodique, les membranes n'arrivaient pas à suivre le profil à la surface de l'échantillon avec une épaisseur uniforme. La faible épaisseur des membranes, qui ne faisait que  $0,7\ \mu\text{m}$  sur nos premiers commutateurs, accentuait également ce phénomène de fragilisation de la membrane.



**Figure 3.13** : Photographie MEB d'une cassure de membrane au niveau de l'arête du pilier.

Pour éviter ce problème, des renforts de membrane sont réalisés au niveau de chaque pilier. Ces renforts en or électrolysé, d'une épaisseur de l'ordre du micromètre, recouvrent les piliers en débordant légèrement sur la membrane (cf. Figure 3.14). Ces surépaisseurs d'or permettent de maintenir la membrane sur les piliers, même si lors de son dépôt des fissures se produisent autour de ces derniers.



**Figure 3.14** : Photographies MEB de renforts de membrane au niveau des piliers avec (a) et sans (b) électrolyse sous la membrane.

Notons, qu'avec une épaisseur de membrane plus importante et un parfait ajustement de la hauteur des piliers, les renforts ne devraient plus être indispensables. Toutefois, pour assurer la tenue des membranes sur les piliers, nous utilisons toujours ce type de renfort dans notre procédé de fabrication.

### III.2.6 – Gravure de la couche d'amorce

Une fois la structure des commutateurs réalisée, la couche d'amorce, qui relie tous les motifs ensemble pour permettre leur électrolyse, doit être gravée pour supprimer les courts-circuits. Pendant cette étape, nous devons absolument protéger les dispositifs afin d'éviter qu'ils ne soient, eux aussi, attaqués (protection de l'or, mais aussi du titane et du nitrure de silicium). Nous utilisons pour cela une couche épaisse de résine optique (AZ1518 ou S1828) qui a une double fonction. Son premier rôle est de servir de masque lors de l'insolation aux UV profonds des couches de PMGI recouvrant la couche d'amorce à graver. Ainsi, nous conservons intacte la couche sacrificielle sous la membrane qui ne doit surtout pas être libérée à ce niveau du procédé. La seconde fonction de cette couche de résine optique est de former une sorte de cache au dessus des motifs pour les protéger pendant la gravure. Après développement de la PMGI, l'échantillon est immergé dans une solution  $KI/I_2/H_2O$  (identique à celle utilisée pour la gravure des membranes) qui grave en quelques secondes le fin film d'or (800 Å). Le film de titane est, quant à lui, gravé par une solution d'acide fluorhydrique (BE7-1). Une fois la gravure réalisée, nous supprimons le cache de résine par une insolation "pleine plaque" suivie d'une révélation. Après cette opération, il est très fréquent que des lambeaux de résine restent accrochés aux dispositifs. Une légère gravure par plasma oxygène permet d'obtenir des structures parfaitement propres avant leur libération.

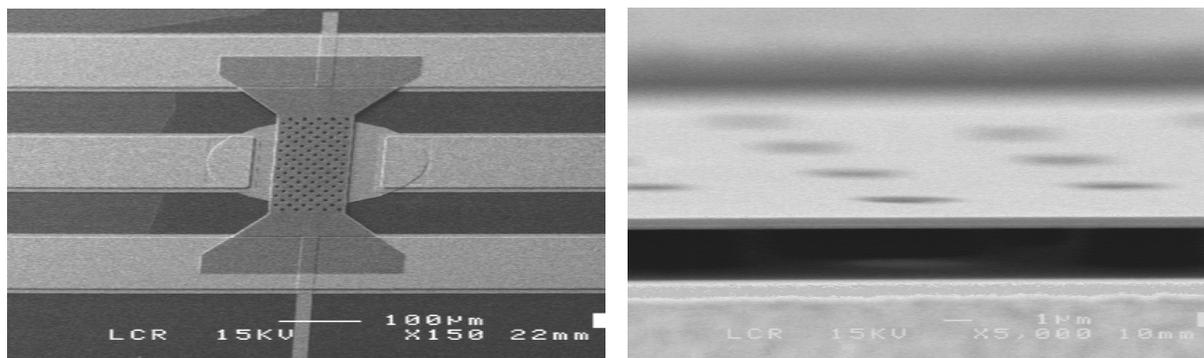
### III.2.7 – Libération de la membrane

L'étape de libération de la membrane consiste à supprimer la couche sacrificielle sur laquelle elle a été déposée afin de permettre ses déplacements dans le plan vertical. Les techniques généralement utilisées pour la libération des MEMS sont la gravure ionique réactive (RIE : reactive-ion etching) et la gravure humide. Cette étape, qui est généralement la dernière dans un procédé de fabrication de commutateurs MEMS, et aussi l'une des plus critiques, et c'est pourquoi nous la détaillons ici.

Les couches sacrificielles en résine photosensible ou en polymère peuvent être supprimées par un procédé RIE à plasma  $O_2$  (oxygène) ou  $CF_4/O_2$  (tetrafluorométhane/oxygène). Ce procédé étant isotrope, la gravure s'effectue sous et autour des ouvertures formées dans la membrane. Ainsi, pour faciliter la gravure sous la membrane, une multitude de trous sont réalisés sur celle-ci. De cette manière, si l'échantillon est placé suffisamment longtemps dans le bâti RIE, la couche sacrificielle sous la membrane peut être entièrement supprimée. Pour obtenir une parfaite libération de la membrane, les dimensions et les emplacements des trous doivent être optimisés. Le temps de gravure dépend, bien évidemment de l'épaisseur de la couche sacrificielle, mais aussi de ces deux derniers paramètres : 25 à 45 minutes sont

typiquement nécessaires pour la libération d'une membrane. Ce type de libération offre d'excellents résultats et aucune étape supplémentaire n'est nécessaire une fois le commutateur MEMS sorti du bâti de gravure. Cependant, un inconvénient de cette technique est que la température de la membrane peut atteindre 250 à 350 °C pendant une gravure prolongée, et par conséquent, cette étape du procédé peut avoir une influence sur les propriétés mécaniques de la membrane (modification de la contrainte résiduelle dans le matériau). Une optimisation du procédé, demandant généralement beaucoup de temps, est indispensable pour obtenir un rendement élevé. Par ailleurs, la présence de trous dans la membrane d'un commutateur à contact capacitif aura pour effet une diminution de la capacité à l'état bas, ce qui se traduira finalement par une moins bonne isolation du commutateur à l'état OFF.

La figure 3.15 présente le commutateur MEMS de type parallèle développé par THALES Research & Technology dans le cadre du projet RNRT ARRESAT [15, 16]. Le procédé RIE avec plasma O<sub>2</sub>, mis au point pour la libération de ce commutateur, fournit d'excellents résultats comme nous pouvons le voir sur ces photographies MEB.

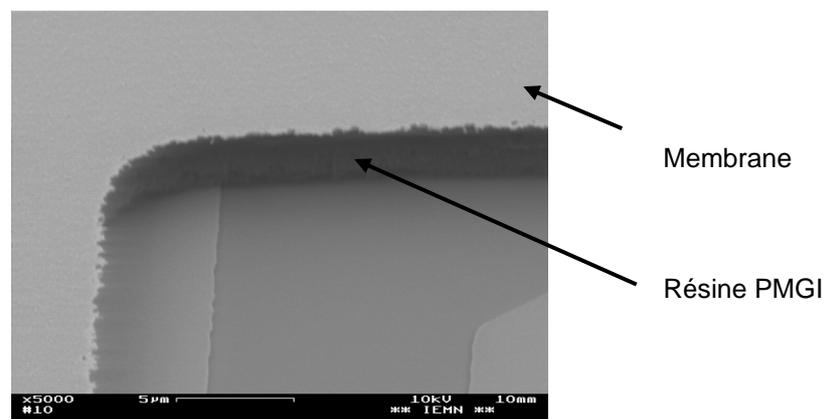


**Figure 3.15** : Commutateur MEMS de type parallèle développé par THALES Research & Technology en utilisant un procédé de libération par RIE [15, 16].

La couche sacrificielle peut aussi être supprimée en utilisant les dissolvants chimiques des résines photosensibles ou des polymères, qui sont capables de dissoudre cette couche sans qu'une insolation préalable ne soit nécessaire. L'échantillon est ensuite rincé à l'eau déionisée pour éliminer la solution de gravure, puis séché. Le procédé de fabrication développé à l'IEMN utilise cette technique de gravure humide pour la libération des membranes. Lors du développement de cette étape, deux problèmes majeurs ont été rencontrés, l'un concernait la gravure par elle-même, l'autre était lié au séchage.

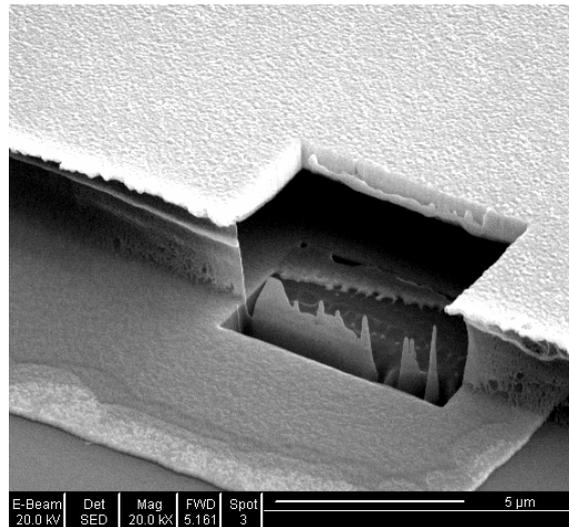
Nous avons vu dans le paragraphe précédant qu'une partie de la couche sacrificielle en PMGI est insolée et développée avant de pouvoir faire la gravure de la couche d'amorce, en prenant soin de laisser intacte la couche sacrificielle sous la membrane. Lors de nos premières réalisations, l'insolation de la PMGI était réalisée en mode "pleine plaque", c'est-à-dire, sans

masque de résine optique pour la protéger des UV profonds : seule la membrane servait de masque pour protéger la couche sacrificielle. Ainsi, après le développement, il ne restait de la PMGI que sous la membrane, et ceci dans le but de faciliter l'étape de libération réalisée dans la suite du procédé. Le cache en résine photosensible destiné à protéger les structures pendant la gravure de la couche d'amorce n'était réalisé qu'après le développement de la PMGI. Une fois cette gravure effectuée, un plasma oxygène de moyenne puissance, appliqué pendant une dizaine de minutes, permettait de graver le cache de protection et de nettoyer les structures avant leur libération. Les membranes des commutateurs étaient alors libérées en immergeant le substrat pendant une trentaine de minutes dans le dissolvant NANO EBR PG, spécialement conçu pour la gravure de la PMGI. Après séchage du substrat, l'observation des résultats au microscope à balayage électronique, se traduisait généralement par un échec de la libération. En effet, comme le montre la figure 3.16, il arrivait très fréquemment que la couche sacrificielle soit encore présente sous la membrane après la libération, même avec des temps de gravure de plusieurs heures.



**Figure 3.16** : Résultat des premiers tests de libération. La résine est toujours présente sous la membrane après la libération.

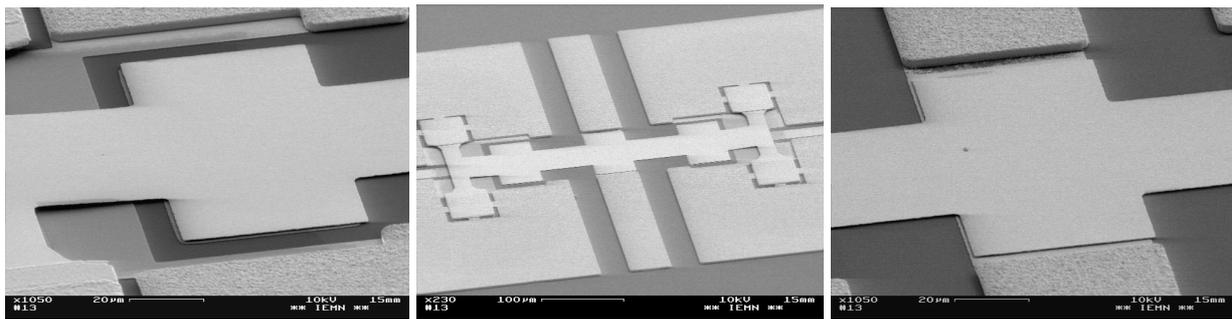
Malgré de nombreuses interrogations, il nous était difficile de déterminer quelle étape du procédé modifiait les propriétés de la PMGI et la rendait insensible à son dissolvant. L'origine de ce problème a été déterminé en utilisant le système hybride SEM-FIB (Scanning Electron Microscope – Focused Ion Beam), récemment acquis par l'IEMN. Ce type de microscope à balayage électronique est équipé d'un faisceau d'ions focalisé qui permet, entre autre, de réaliser des découpes dans les matériaux. Nous avons donc utilisé cette fonctionnalité pour découper une membrane et observer l'état de la couche sacrificielle sous celle-ci après l'étape de libération. La figure 3.17 montre les résultats obtenus avec cet équipement.



**Figure 3.17** : Présence d'un flanc de résine sous le contour de la membrane après libération. Découpe réalisée sur le bord d'une membrane à l'aide d'un FIB.

Alors que nous pensions que toute la couche sacrificielle était encore présente sous la membrane, il apparaît clairement sur cette figure que seul un flanc de résine subsistait sous le contour de la membrane. Ce problème était lié à une modification en surface des propriétés chimiques de la PMGI causée par le plasma oxygène utilisé pour supprimer le cache de protection et nettoyer les structures avant la libération. Nous l'avons résolu en supprimant le cache de protection par une insolation et un développement, suivis d'un plasma oxygène beaucoup plus court pour éliminer les derniers résidus avant la libération. Nous obtenons maintenant une parfaite libération des membranes avec cette méthode.

Une fois libérés, les dispositifs doivent être rincés à l'eau déionisée, puis séchés. Si une technique de séchage par air est utilisée, alors les tensions superficielles de l'eau créent une force de capillarité qui attire la membrane du commutateur vers le substrat. La membrane finit par se retrouver collée dans sa position basse ; ce phénomène de collage condamne le commutateur son état OFF. N'ayant pas d'autre choix lors de nos premiers tests de fabrication, la méthode utilisée pour éviter ce problème consistait à rincer les échantillons à l'éthanol (qui présente des tensions superficielles moins importantes que l'eau déionisée) et à les sécher sur une plaque chauffante pour accélérer l'évaporation de l'alcool. Cette méthode donnait des résultats très médiocres qui se traduisaient dans la plupart des cas par le collage des membranes (cf. Figure 3.18). Notons que ce phénomène était aussi favorisé par le fait que nos membranes étaient relativement fines à cette époque ( $0,7 \mu\text{m}$ ), et que par conséquent, leurs forces de rappel trop faibles ne pouvaient s'opposer aux forces de capillarité.



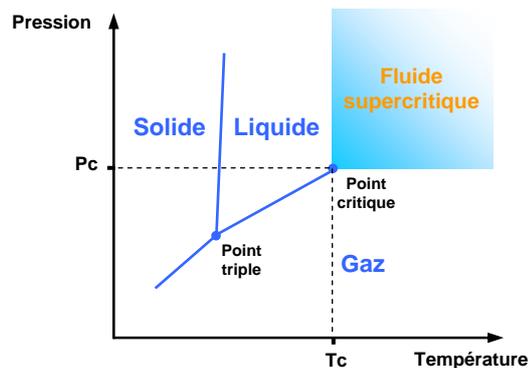
**Figure 3.18** : Phénomène de collage de la membrane suite à sa libération.

Pour résoudre ce problème de collage causé par la libération des MEMS (rencontré sur nos commutateurs mais aussi sur d'autres microsystèmes réalisés à l'IEMN), notre laboratoire s'est équipé, au début de l'année 2003, d'un sécheur CO<sub>2</sub> supercritique. Ce type d'équipement, très répandu dans l'industrie et les laboratoires, utilise les propriétés des fluides supercritiques pour éliminer les tensions superficielles lors du séchage des microstructures.

#### ✓ Qu'est ce qu'un fluide supercritique ?

Tous les corps purs peuvent se présenter sous la forme solide, liquide ou gazeuse en fonction des conditions de température ( $T$ ) et de pression ( $P$ ). Dans le diagramme de phase d'un corps pur, représenté sur la figure 3.19, les régions correspondant à ces trois états sont séparées par les courbes de changement d'état concourantes au point triple, point où les trois états de la matière coexistent. Les fluides supercritiques sont produits en chauffant un gaz au-dessus de sa température critique ou en comprimant un liquide au-delà de sa pression critique. La température critique d'une substance ( $T_c$ ) est la température au-delà de laquelle une phase liquide ne peut pas exister, quelle que soit la pression. La pression de vapeur d'une substance à sa température critique est sa pression critique ( $P_c$ ). Ainsi, sur le diagramme de phase, la courbe d'équilibre entre le liquide et le gaz se termine en un point appelé point critique. Au-delà du point critique, c'est-à-dire à une pression supérieure à la pression critique et à une température supérieure à la température critique, une seule phase existe ; le fluide se trouve dans un pseudo-état dit *supercritique*, intermédiaire entre les états liquide et gaz. De par leurs propriétés physico-chimiques, les fluides supercritiques présentent à la fois les avantages des fluides à l'état liquide et ceux des fluides à l'état gazeux. En effet, un corps pur à l'état supercritique présente une masse volumique voisine de celle de l'état liquide, une viscosité proche de celle de l'état gazeux et d'autres propriétés qui sont intermédiaires entre celles de l'état gazeux et liquide de la substance. Ces caractéristiques confèrent aux fluides supercritiques un pouvoir solvant. De plus, leur faible viscosité se traduit par un écoulement rapide des fluides.

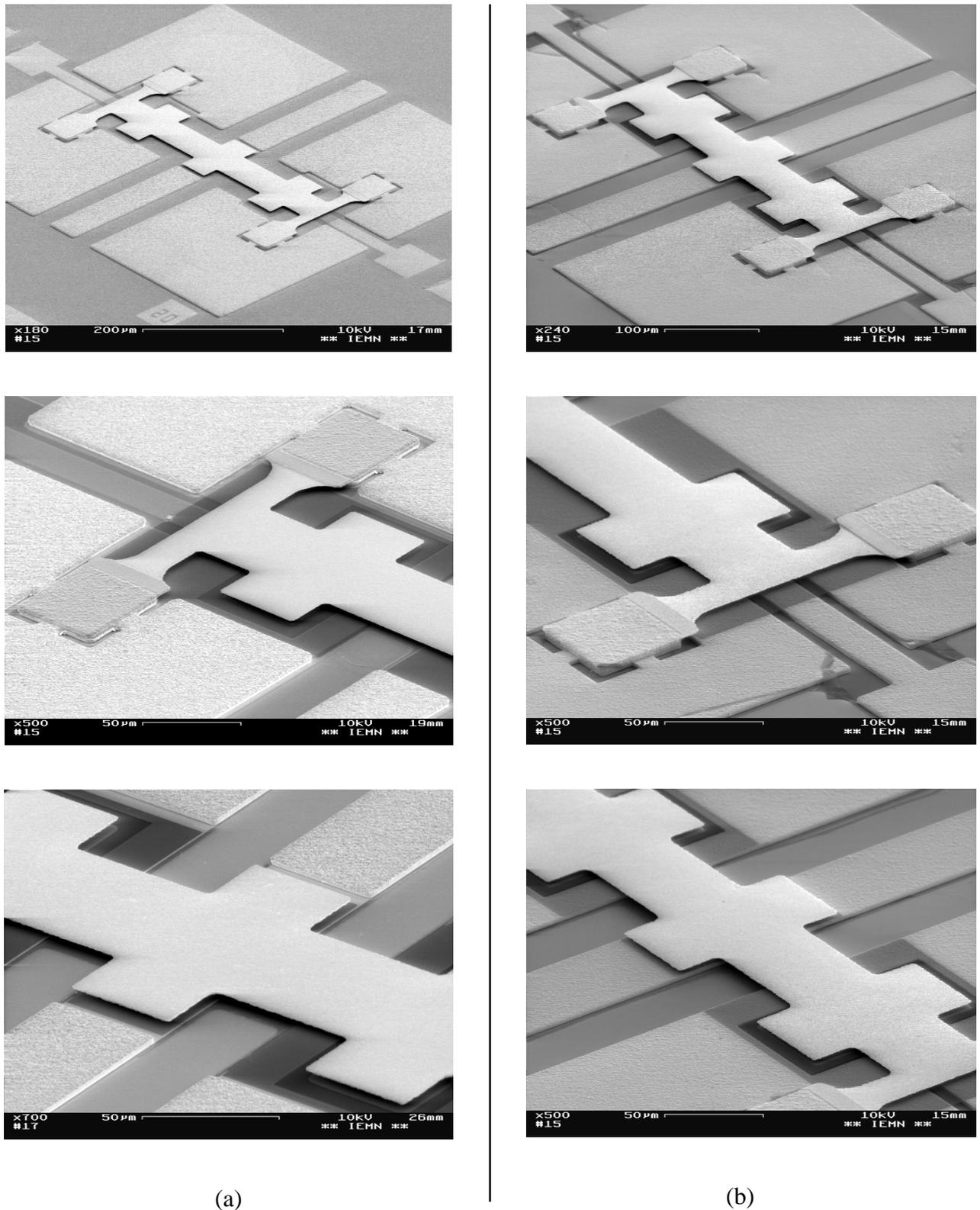
De nombreux fluides supercritiques sont étudiés, en particulier l'eau et le propane, mais le plus communément utilisé reste le dioxyde de carbone ( $\text{CO}_2$ ) qui se positionne en tête des fluides supercritiques industriels du fait, entre autre, de sa faible température critique permettant de développer des procédés à basse température pour les produits thermosensibles. Les paramètres critiques du  $\text{CO}_2$  sont  $T_c = 31\text{ °C}$  et  $P_c = 7,38\text{ MPa}$  (1070 psi).



**Figure 3.19** : Diagramme de la phase d'un corps pur.

Le séchage au  $\text{CO}_2$  supercritique est basé sur l'élimination des tensions superficielles, obtenue lorsque le dioxyde de carbone passe de son état liquide à l'état supercritique. Une fois la couche sacrificielle gravée, l'échantillon est rincé à l'alcool isopropylique puis à l'éthanol pour supprimer toute trace d'eau. Le substrat est ensuite placé dans une chambre étanche, avec juste assez d'éthanol pour le garder immergé. Le séchage peut alors commencer : le dioxyde de carbone est injecté sous pression d'hélium dans la chambre pour chasser le mélange liquide éthanol / dioxyde de carbone. Cette opération de purge s'arrête lorsqu'il n'y a plus de trace d'éthanol dans la chambre, qui est alors remplie de  $\text{CO}_2$  à l'état liquide. La pression et la température dans la chambre sont ensuite augmentées lentement jusqu'à ce que le  $\text{CO}_2$  atteigne son point critique. Dès lors, le  $\text{CO}_2$  ne peut exister plus longtemps sous sa forme liquide et les tensions superficielles disparaissent. La chambre est alors purgée lentement, tout en maintenant le  $\text{CO}_2$  dans son état supercritique par un ajustement automatique de la température. Cette opération continue jusqu'à ce que la pression de la chambre atteigne la pression atmosphérique. Les commutateurs MEMS sont ainsi libérés sans problème de collage.

La mise en œuvre du séchage par  $\text{CO}_2$  supercritique dans notre procédé de fabrication nous a permis d'éliminer le problème de collage, et ainsi d'obtenir des commutateurs parfaitement libérés, comme le montre la figure 3.20.



**Figure 3.20** : Résultats de libération d'un commutateur avec sa ligne coplanaire non électrolysée sous la membrane (a) et d'un commutateur avec sa ligne coplanaire électrolysée sous la membrane (b), obtenus après séchage au  $\text{CO}_2$  supercritique.

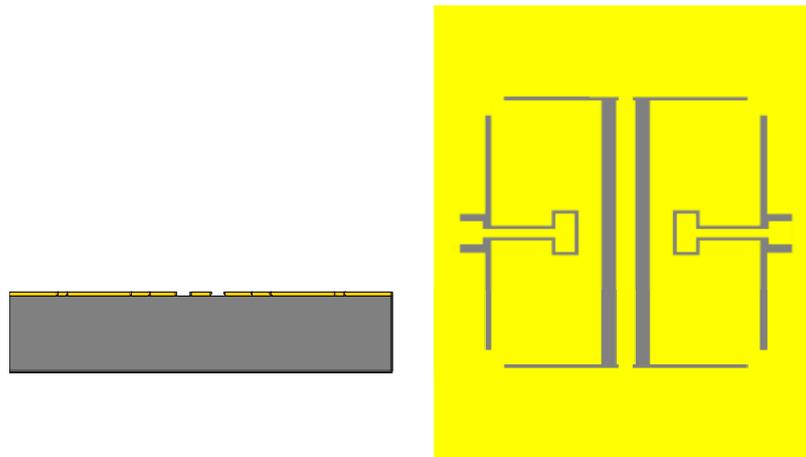
### III.2.8 – Procédé de fabrication des commutateurs MEMS RF

Nous venons de présenter dans les paragraphes précédents les principaux problèmes rencontrés lors du développement de nos commutateurs MEMS RF. L'optimisation de chacune des étapes technologiques nous a permis de définir un procédé de fabrication parfaitement reproductible, que nous détaillons dans ce paragraphe.

Notre procédé de fabrication utilise les huit niveaux de masquage suivants :

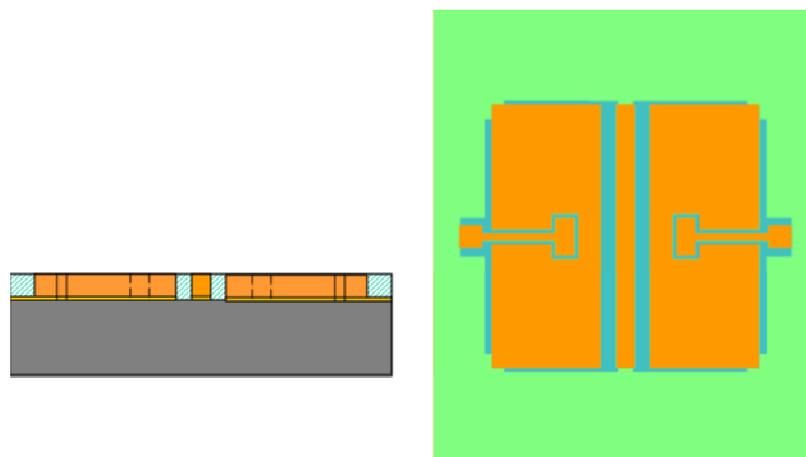
- ⇒ Masque “*lift-off*” définissant les lignes coplanaires et les électrodes de commande sur la couche d'amorce.
- ⇒ Masque “*électrolyse*” définissant le moule pour l'électrolyse des lignes coplanaires et des électrodes de commande.
- ⇒ Masque “*titane*” pour la gravure des motifs de titane servant à garantir l'adhérence de la couche diélectrique sur les motifs électrolysés.
- ⇒ Masque “*nitru de silicium*” pour la gravure des motifs de nitru de silicium utilisés pour le contact capacitif et l'isolation des électrodes.
- ⇒ Masque “*piliers*” définissant le moule pour l'électrolyse des piliers.
- ⇒ Masque “*membrane*” pour la gravure des membranes.
- ⇒ Masque “*renforts*” définissant le moule d'électrolyse des renforts de membrane au niveau des piliers.
- ⇒ Masque “*cache*” définissant la forme du cache utilisé pour protéger les structures lors de la gravure de la couche d'amorce.

La première étape du procédé consiste à définir les motifs des lignes coplanaires et des électrodes de commande dans la couche d'amorce. Ces motifs sont définis par *lift-off* en utilisant la résine photosensible AZ1505 et une lithographie spécifique. Après le dépôt de la couche d'amorce par évaporation sous vide (Ti (200 Å) / Au (800 Å)), le *lift-off* est réalisé à l'acétone. La figure 3.21 illustre une vue de profil et une vue de dessus de l'échantillon obtenu après la réalisation de cette première étape.



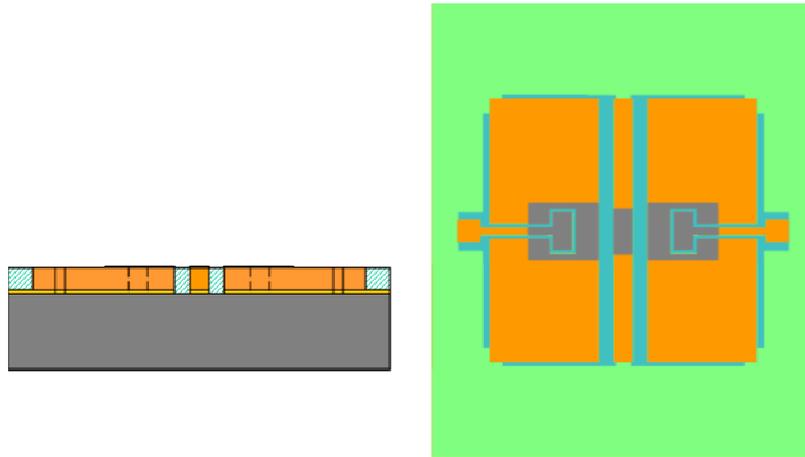
**Figure 3.21** : Dépôt par évaporation (Ti/Au) et *lift-off* de la couche d'amorce.

Le substrat est ensuite enduit d'une couche de résine PMGI, d'une épaisseur de  $3\ \mu\text{m}$ , dans laquelle un moule est formé par photolithographie (cf. Figure 3.5). Le moule est alors rempli par une électrodéposition d'or pour former les lignes coplanaires et les électrodes de commande, en veillant à ce que la hauteur déposée corresponde parfaitement à l'épaisseur de la résine PMGI qui sera utilisée comme couche sacrificielle dans la suite du procédé. La durée de l'électrolyse est d'environ 33 min.



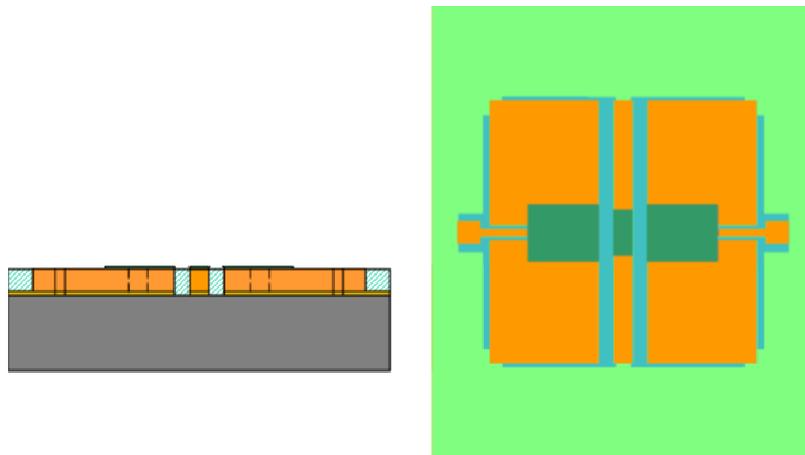
**Figure 3.22** : Réalisation du moule de PMGI et électrodéposition d'or pour la formation des lignes coplanaires et des électrodes de commande.

Une couche de titane de  $200\ \text{\AA}$  est ensuite déposée par évaporation sous vide. Les motifs sont définis par photolithographie en utilisant la résine photosensible AZ1512. Une gravure humide au BE 7-1 permet alors d'obtenir les motifs représentés sur la figure 3.23. Après la gravure, la résine AZ1512 est supprimée par une insolation "pleine plaque" suivie d'une révélation.



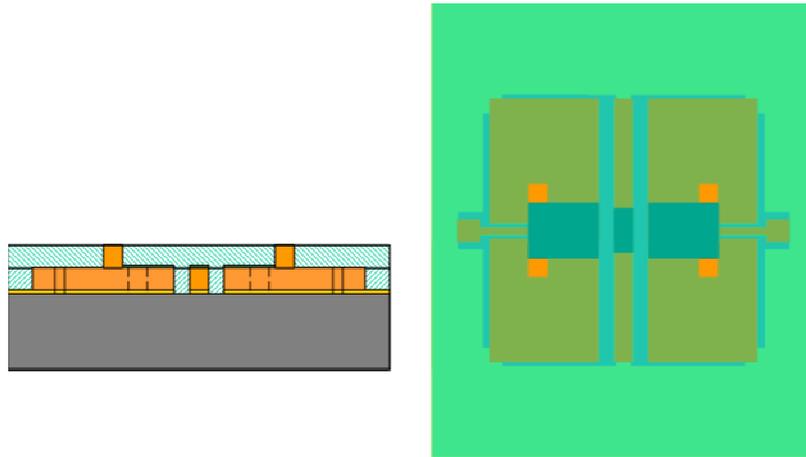
**Figure 3.23** : Dépôt et gravure de la couche de titane permettant l'adhésion du diélectrique sur les motifs électrolysés.

La couche diélectrique en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , de 150 nm d'épaisseur, est déposée par PECVD à 250 °C sur les motifs de titane. Une gravure humide au BE 7-1 est aussi utilisée pour réaliser les motifs de  $\text{Si}_3\text{N}_4$  définis par photolithographie (cf. Figure 3.24). Après la gravure, la résine AZ1512 est supprimée par une insolation "pleine plaque" suivie d'une révélation.



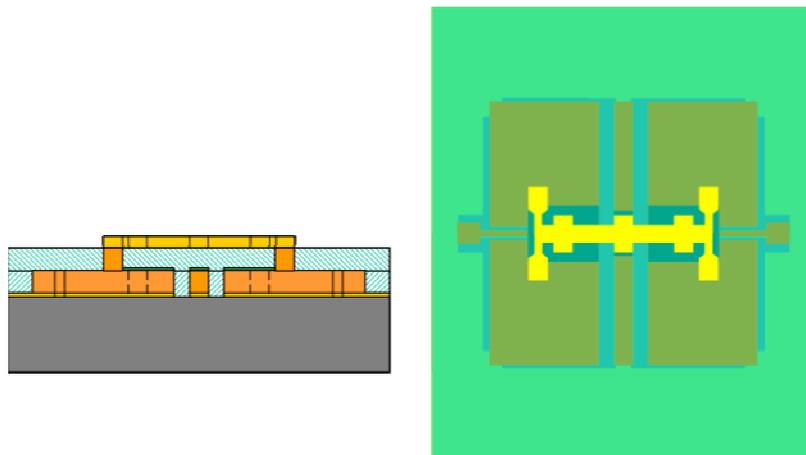
**Figure 3.24** : Dépôt et gravure de la couche diélectrique en  $\text{Si}_3\text{N}_4$ .

Les structures déjà réalisées sont recouvertes d'une seconde couche de résine PMGI de 3  $\mu\text{m}$ , dans laquelle nous formons le moule d'électrolyse des piliers par photolithographie (cf. Figure 3.5). Les piliers sont alors réalisés par une électrodéposition d'or, en veillant à ce que leur hauteur corresponde exactement à l'épaisseur de la résine qui servira aussi de couche sacrificielle (cf. Figure 3.25). La durée d'électrolyse est d'environ 25 min.



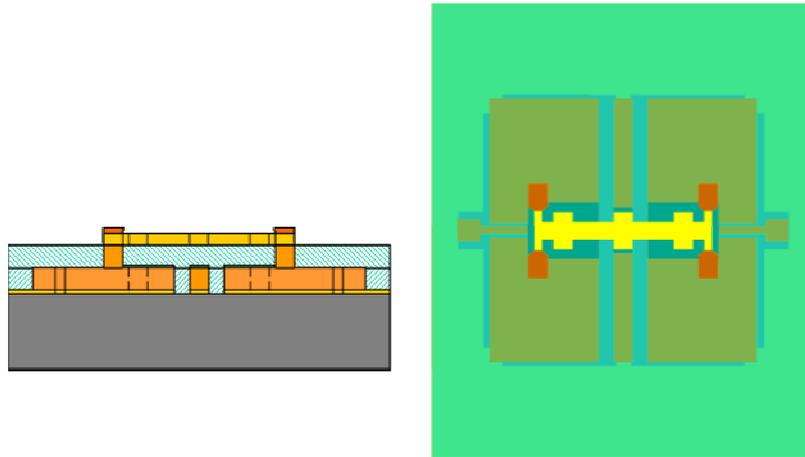
**Figure 3.25** : Réalisation du moule d'électrolyse des piliers et électrodéposition d'or.

Une fois les piliers réalisés, une couche d'or de  $2\ \mu\text{m}$  est déposée par pulvérisation cathodique en utilisant les paramètres de plasma optimisés pour obtenir une légère tension du film d'or (cf. paragraphe III.2.4). Pour obtenir une telle épaisseur avec notre bâti, le dépôt dure 2 h 20 min. Les motifs de membranes sont ensuite définis par photolithographie en utilisant la résine AZ1512, puis gravés par une solution de  $\text{KI}/\text{I}_2/\text{H}_2\text{O}$ . Après la gravure, la résine AZ1512 est supprimée par une insolation "pleine plaque" suivie d'une révélation.



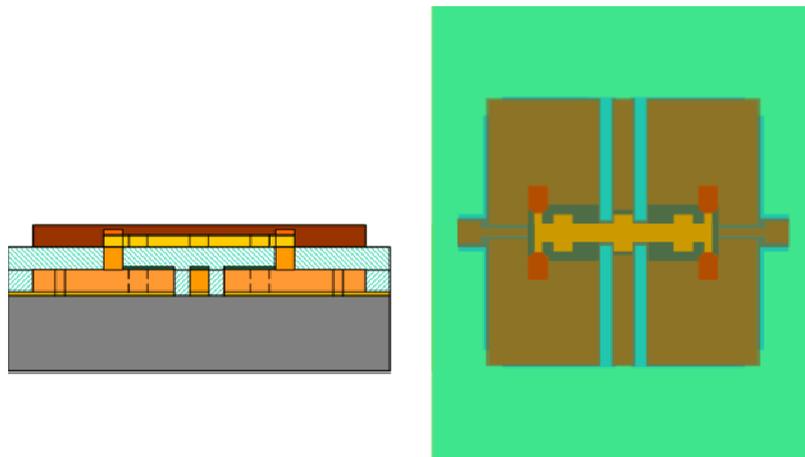
**Figure 3.26** : Dépôt d'or par pulvérisation cathodique et gravure des membranes.

Pour éviter la cassure des membranes sur les arêtes de piliers, des renforts, d'environ  $1\ \mu\text{m}$  d'épaisseur, sont électrolysés sur les membranes après avoir réalisé un moule d'électrolyse en résine AZ1518. Après la gravure, cette résine est supprimée par une insolation "pleine plaque" suivie d'une révélation.



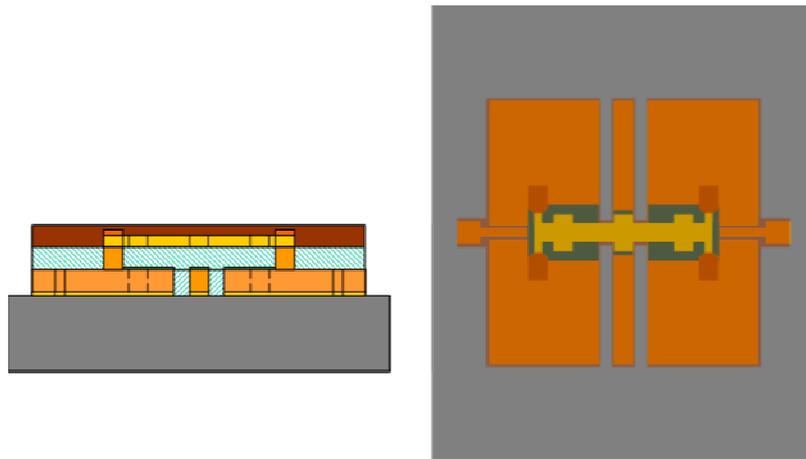
**Figure 3.27** : Réalisation des renforts de membrane en or électrolysé.

Avant de graver la couche d'amorce, un cache en résine AZ1518 est réalisé pour protéger les structures pendant la gravure de l'or et du titane (cf. Figure 3.28).



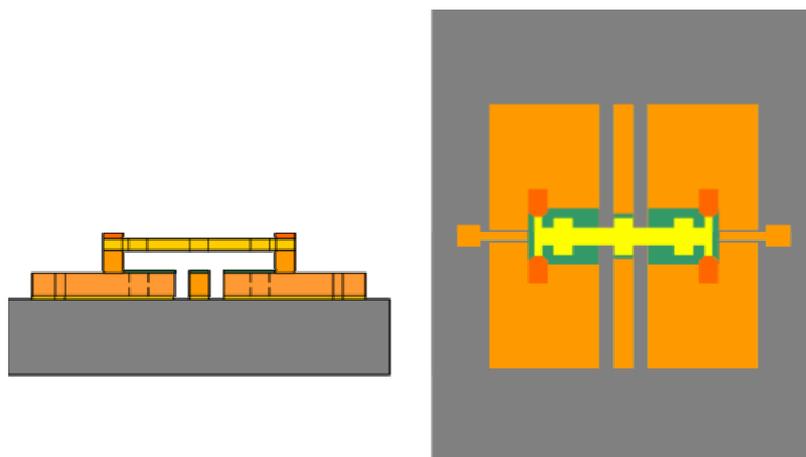
**Figure 3.28** : Réalisation du cache de protection des structures pour la gravure de la couche d'amorce.

Les deux couches de résine PMGI ( $6\ \mu\text{m}$ ) formant la couche sacrificielle sont insolées au UV profonds là où elles ne sont pas protégées par le cache. L'exposition dure 20 min. Les zones insolées sont ensuite révélées pour découvrir la couche d'amorce. L'or de la couche d'amorce est alors gravé en utilisant la solution  $\text{KI}/\text{I}_2/\text{H}_2\text{O}$ . Le titane est, quant à lui, gravé au BE 7-1. Après ces deux gravures nous retrouvons le niveau du substrat (cf. Figure 3.29).



**Figure 3.29** : Suppression de la couche sacrificielle et de la couche d'amorce aux endroits non protégés par le cache de résine AZ1518.

Pour finir la réalisation du commutateur, il ne reste plus qu'à libérer la membrane. Le cache de protection des structures est insolé et révélé. Un léger plasma est réalisé pour nettoyer les derniers résidus sur les structures avant leur libération. Le substrat est ensuite immergé pendant 4 heures dans du dissolvant EBR PG qui permet de dissoudre la PMGI encore présente sur la ligne coplanaire et sous la membrane. Le substrat est ensuite rincé à l'eau déionisée, puis à l'éthanol. Finalement les structures sont séchées au  $\text{CO}_2$  supercritique pour éviter le phénomène de collage (cf. paragraphe III.2.7). Le résultat obtenu est illustré sur la figure 3.30.



**Figure 3.30** : Suppression du cache de protection et libération de la membrane avec séchage au  $\text{CO}_2$  supercritique.

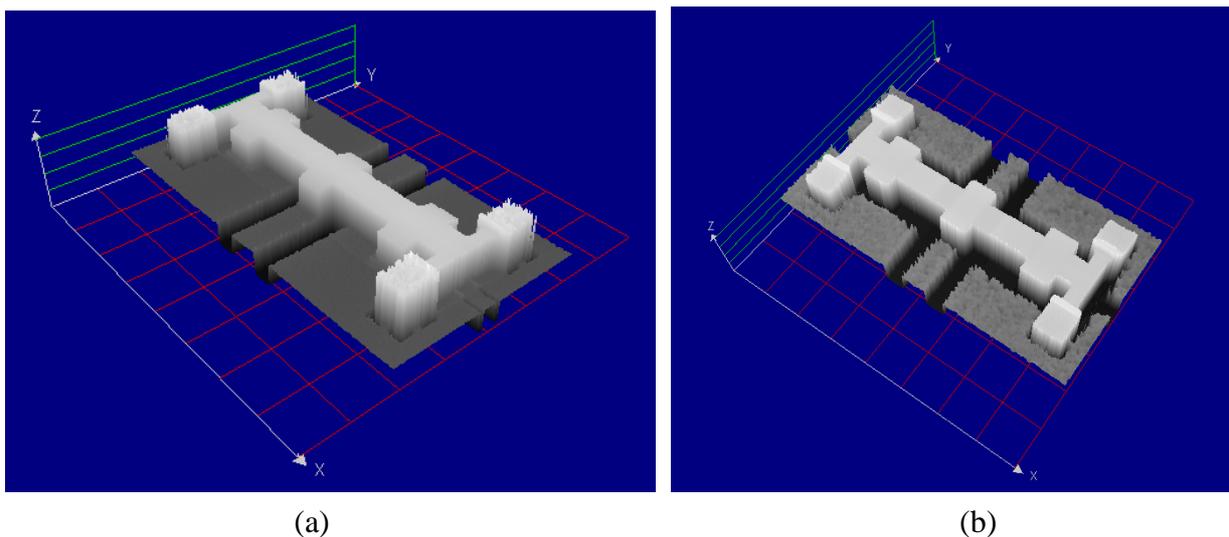
### III.3 – Tests réalisés sur nos commutateurs MEMS RF

Avant de pouvoir tester le fonctionnement de nos commutateurs, il a fallu attendre que le développement de notre technologie soit suffisamment avancé. Nos premiers tests, qui ont d'abord consisté à vérifier le fonctionnement mécanique des commutateurs, datent du début de cette année et se sont révélés indispensables à l'obtention d'une structure fonctionnelle. Nous présentons dans les paragraphes suivants les résultats obtenus sur les comportements mécanique et électrique de nos commutateurs MEMS RF.

#### III.3.1 – Tests du fonctionnement mécanique de nos commutateurs

##### III.3.1.1 – Tests de la planéité des membranes

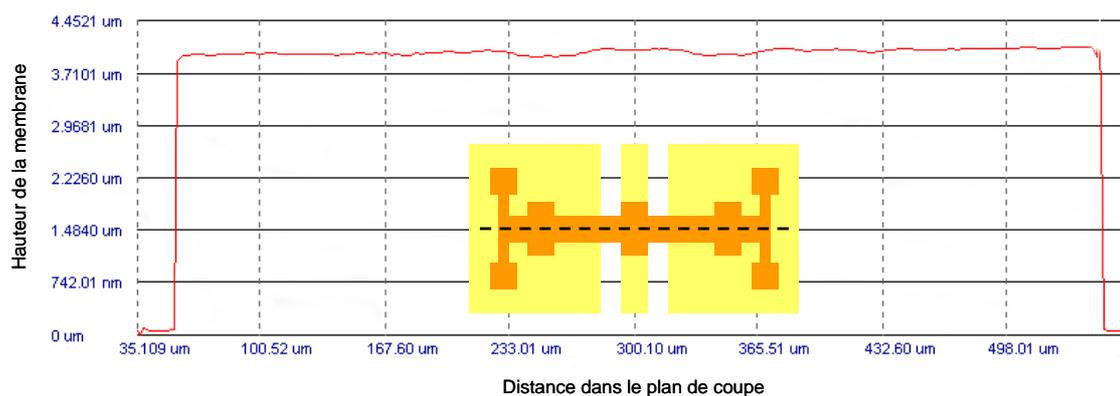
Les premiers tests réalisés sur nos commutateurs ont consisté à vérifier la planéité des membranes après leur libération. Ces tests sont réalisés au moyen d'un microscope interféromètre de type Zoom Surf 3D – FOGALE nanotech, permettant la reconstitution d'images 3D par une mesure d'interférence optique avec une résolution verticale inférieure à 0,1 nm [17]. Des exemples d'images obtenues sur nos deux types de structures, c'est-à-dire, avec et sans électrolyse des lignes coplanaires sous la membrane, sont présentés sur la figure 3.31.



**Figure 3.31** : Images 3D de nos commutateurs MEMS obtenues par interférométrie optique. Configurations avec (a) et sans (b) électrolyse sous la membrane dont la longueur est de 480  $\mu\text{m}$  sur ces deux images.

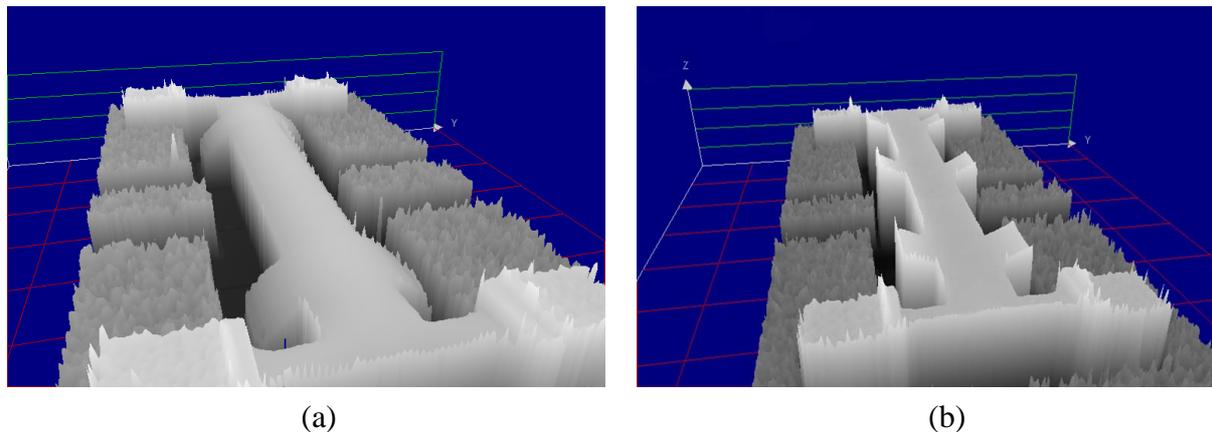
Contrairement à ce que l'on pourrait penser en observant ces images, les membranes sont parfaitement libérées. La présence d'un matériau fictif sous la membrane est liée au principe de la mesure : l'interféromètre commence par focaliser la source lumineuse sur le plan le plus haut de la structure, puis descend la focalisation par palier jusqu'au niveau le plus bas. Pour chaque palier, l'appareil mesure la réflexion de la lumière et compose une image. Une vue 3D de la structure est alors construite à partir des images obtenues sur les différents plans de focalisation. Comme la lumière ne parvient pas à traverser la membrane en or, l'interféromètre ne peut distinguer la présence ou non de matériaux sous celle-ci, et par conséquent, considère pour lever cette indétermination que l'épaisseur de la membrane s'étend jusqu'au plan de focalisation le plus bas. Comme nous le verrons par la suite, seul un test d'actionnement du commutateur permet de vérifier la libération de la membrane avec ce type d'appareil.

Nous pouvons voir sur ces images que les membranes réalisées sont parfaitement planes après leur libération. L'interféromètre nous permet aussi d'obtenir le profil de la structure mesurée dans n'importe quel plan de coupe. L'avantage de ce type de mesure est qu'elle se fait sans contact. Ainsi, si une déformation est constatée sur la membrane, elle ne peut en aucun cas être liée à la mesure. Un exemple de profil, mesuré au centre de la membrane, sur sa longueur (480  $\mu\text{m}$ ), est présenté sur la figure 3.32. Ces résultats de mesure montrent que le procédé de fabrication que nous avons développé permet de réaliser des membranes relativement planes. Notons toutefois que la membrane suit le profil de la couche sacrificielle sur laquelle elle a été déposée. En effet, sur la figure 3.32, nous pouvons distinguer légèrement le profil de la ligne coplanaire sur celui de la membrane. Par conséquent, pour éviter une déformation trop importante de la membrane, un contrôle précis de la hauteur de la ligne coplanaire est indispensable lors de son dépôt par électrolyse (cf. paragraphe III.2.1.3).



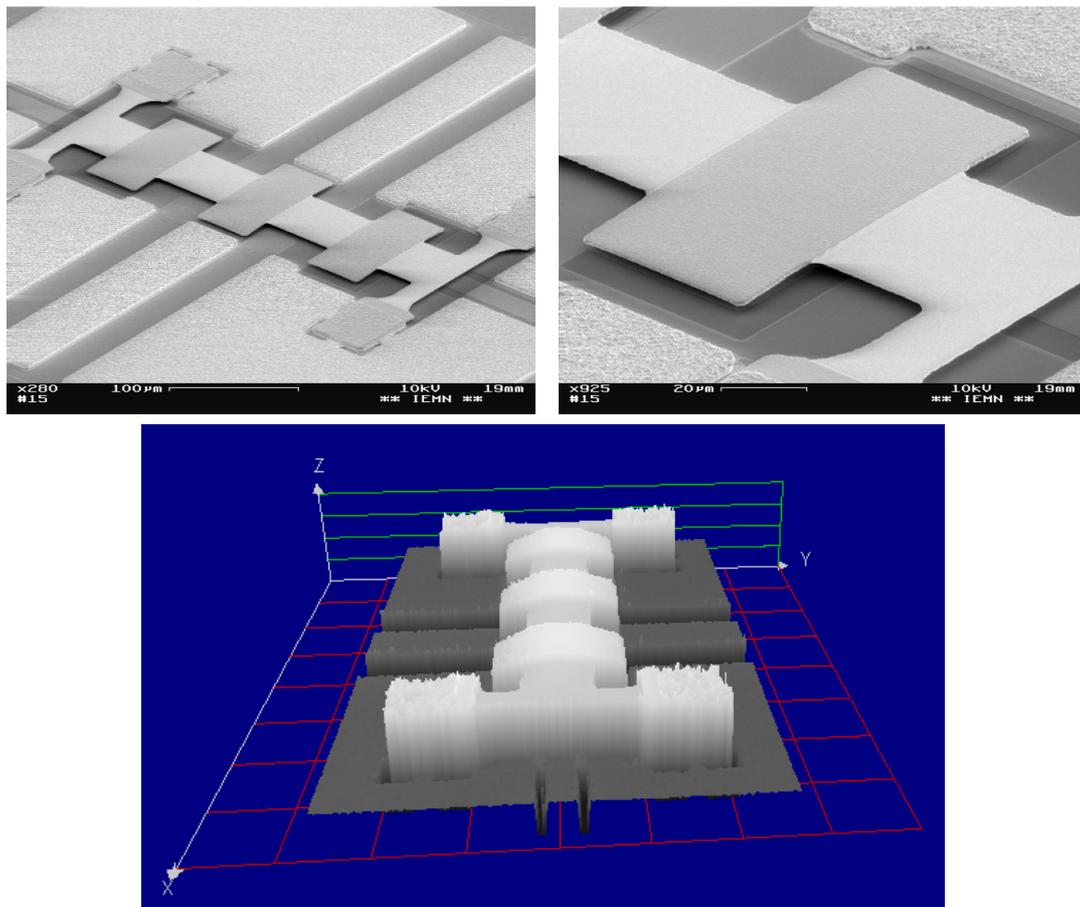
**Figure 3.32** : Mesure par interférométrie du profil d'une membrane de 480  $\mu\text{m}$  de long après sa libération.

Le premier problème rencontré sur nos commutateurs lors des tests est lié à la présence d'un gradient de contrainte dans l'or de la membrane. En effet, malgré une parfaite planéité des membranes après leur libération, on constate, après un ou deux jours, une déformation de leurs électrodes qui s'accroît avec le temps. Ces électrodes, n'étant fixées aux membranes que par leur milieu, subissent ce gradient de contrainte de la même manière que les membranes des commutateurs de type cantilever (cf. paragraphe I.2.3). Ainsi, ce problème entraîne la courbure des électrodes qui peut être négative ou positive comme le montre la figure 3.33. Ce gradient de contrainte est lié aux conditions de dépôt rencontrées lors de la pulvérisation cathodique de l'or. Comme nous l'avons déjà signalé, les paramètres de ce dépôt ont été optimisés pour obtenir des membranes en légère tension, garantissant une force de rappel suffisante pour leur tenue à l'état haut. Avec les paramètres optimisés pour notre bâti, la vitesse de dépôt est inférieure à 15 nm/min ; il faut donc 3 heures pour obtenir une épaisseur d'environ 2,6  $\mu\text{m}$ . Ce temps relativement important favorise l'évolution des conditions de dépôt entre la première et la dernière couche constituant le film d'or. Les contraintes n'étant pas les mêmes entre le bas et le haut de la membrane, des forces internes prennent naissance dans celle-ci et conduisent à sa déformation. Enfin notons que ce phénomène a été rencontré sur la quasi-totalité de nos réalisations, quelle que soit l'épaisseur des membranes, comprise entre 0,7  $\mu\text{m}$  et 2  $\mu\text{m}$ .



**Figure 3.33** : Courbures négative (a) et positive (b) des électrodes causées par la présence d'un gradient de contrainte dans l'or de la membrane.

Pour essayer de résoudre ce problème, nous avons modifié le masque d'électrolyse des renforts de membranes en espérant que des renforts placés sur les électrodes les rigidifieraient suffisamment pour les contraindre à garder leur forme initiale. Dans le cas où ces renforts auraient montré leur efficacité, ce procédé aurait eu l'avantage de ne pas nécessiter d'étape technologique supplémentaire. Malheureusement, comme le montre la figure 3.34, les résultats obtenus vont dans le sens contraire de ceux espérés. En effet, sur un substrat donné, toutes les électrodes renforcées par une électrolyse présentent une courbure négative prononcée dès la libération des membranes, alors que ce phénomène est plus lent sur celles non électrolysées.



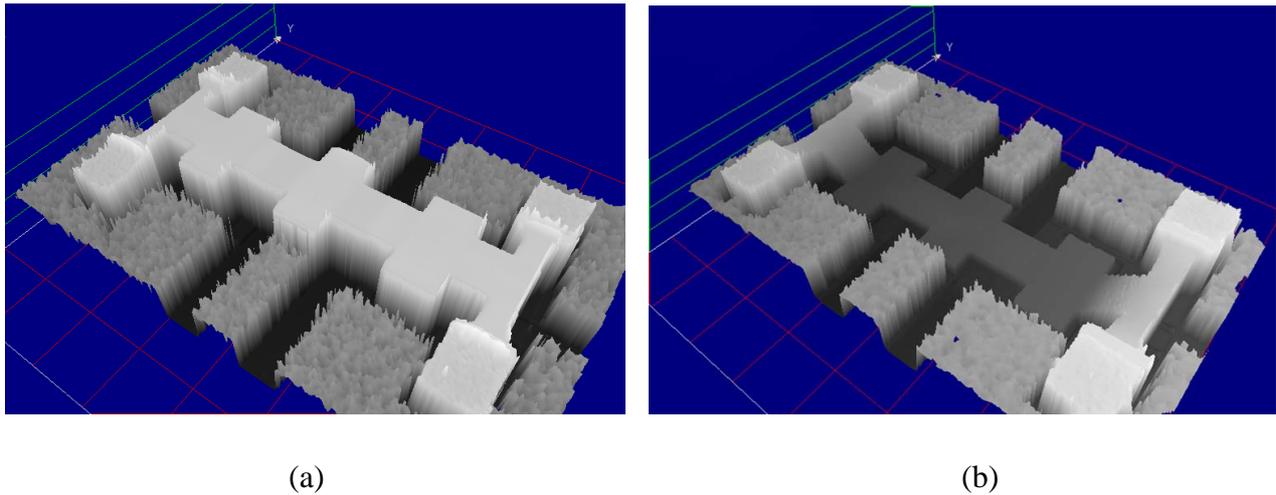
**Figure 3.34** : Courbure des électrodes causée par les renforts électrolysés dès la libération des membranes.

### III.3.1.2 – Tests d'actionnement des commutateurs MEMS

Le comportement mécanique des commutateurs lors de leur actionnement a également été testé à l'aide du microscope interféromètre. Les mesures consistaient alors à observer la déformation des membranes obtenue en polarisant les électrodes d'actionnement par une tension de plus en plus élevée jusqu'à obtenir leur effondrement sur la ligne coplanaire, puis à réduire progressivement cette tension pour contrôler leur retour dans la position haute. Contrairement aux prévisions des simulations mécaniques, nous avons observé sur tous les commutateurs actionnés un phénomène d'instabilité mécanique pour une certaine hauteur de la membrane, se traduisant par un effondrement brutal de la membrane sur la ligne coplanaire.

Les premiers commutateurs testés ont révélé un manque de rigidité de la membrane, lié à leur faible épaisseur de seulement  $0,7 \mu\text{m}$ . Ce manque de rigidité entraînait une déformation des membranes ne correspondant pas à celle obtenue par les simulations mécaniques. En effet, alors que nous nous attendions à ce que les électrodes de la membrane ne viennent pas au

contact des électrodes de commande lors de l'actionnement, nous avons pu observer que les membranes se plaquaient non seulement sur la ligne coplanaire mais aussi sur les électrodes de commande, comme le montre la figure 3.35. Malgré cette déformation importante sur quasiment toute leur longueur, les membranes montraient une très grande souplesse et pliaient sans casser. Ce manque de rigidité se traduisait par des tensions d'effondrement relativement faibles, comprises entre 15 et 20 V.

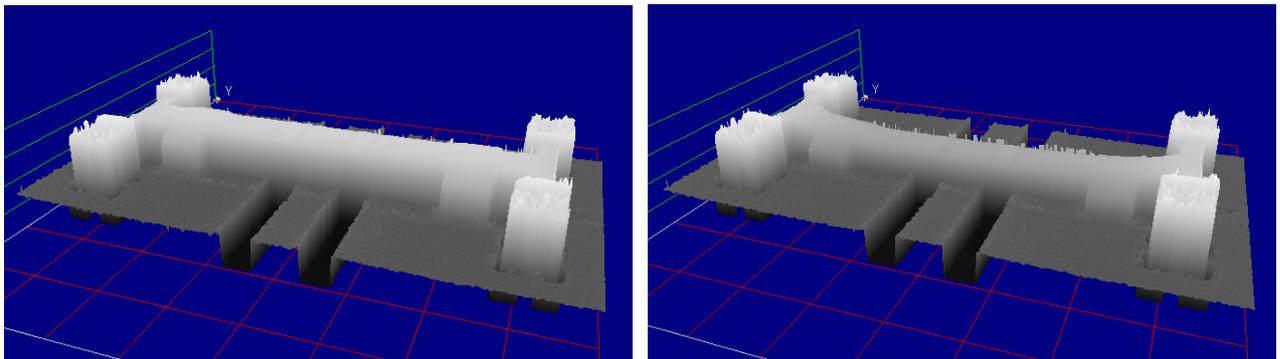


**Figure 3.35** : Formes d'une membrane de  $0,7 \mu\text{m}$  d'épaisseur avant (a) et après (b) l'actionnement du commutateur.

La faible épaisseur de ces membranes se traduisait aussi par une force de rappel trop faible pour s'opposer aux forces d'adhérence une fois les tensions d'actionnement annulées, ce qui conduisait systématiquement à un phénomène de collage de la membrane sur la ligne coplanaire. Signalons que ces tests étaient réalisés à l'air ambiant dont l'humidité favorise amplement ce phénomène de collage. Nous avons donc réalisé des tests d'actionnement sous vide et sous flux d'azote qui n'ont malheureusement pas permis de supprimer le collage, qui peut aussi être dû à la charge de la couche diélectrique recouvrant les électrodes de commande (cf. paragraphe I.4.5). Or, comme les électrodes de la membrane se posaient sur les électrodes de commande, le champ électrique à travers la couche diélectrique était relativement important et favorisait sa charge.

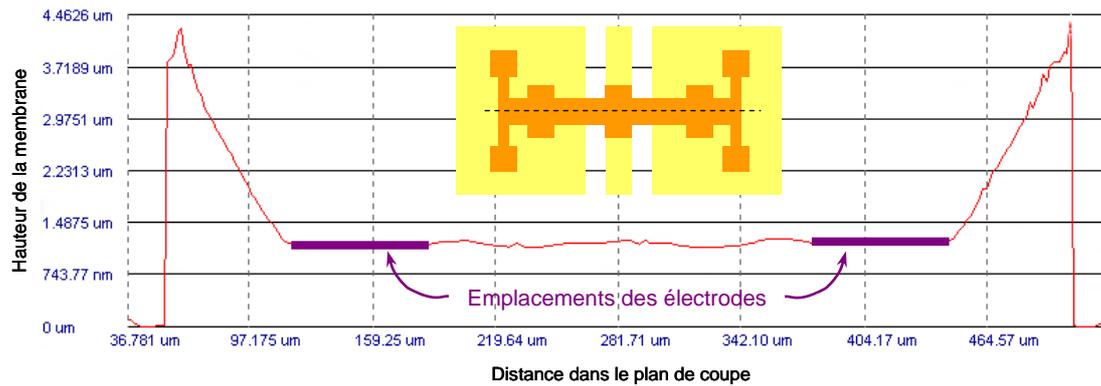
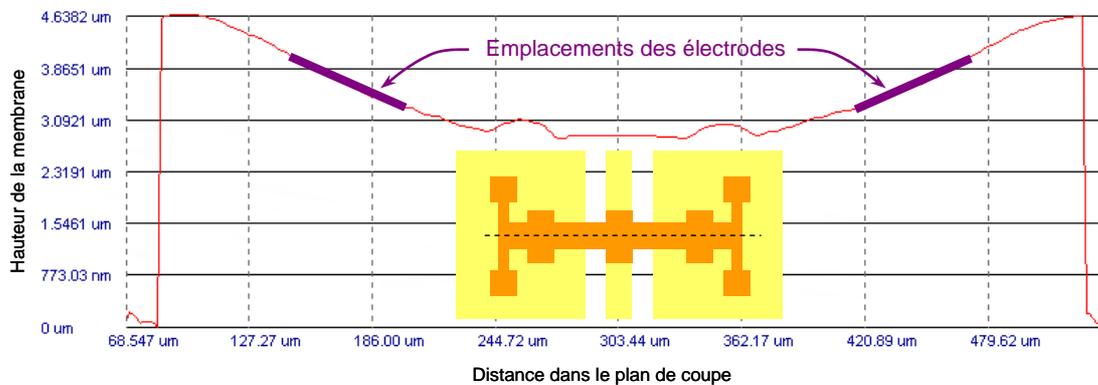
Pour résoudre ce problème de collage, nous avons augmenté progressivement l'épaisseur des membranes de manière à obtenir une force de rappel suffisamment élevée pour redonner aux membranes leur position haute après l'actionnement. Nous sommes ainsi passé de  $0,7 \mu\text{m}$  à  $1 \mu\text{m}$ , puis à  $1,5 \mu\text{m}$ , puis à  $2 \mu\text{m}$  et finalement à  $2,6 \mu\text{m}$ . Pour certaines épaisseurs de membrane plusieurs réalisations de commutateurs ont été effectuées, ce qui a demandé un temps considérable avant d'obtenir des résultats satisfaisants. Nous avons pu constater une

réduction du phénomène de collage au fur et à mesure de l'épaississement des membranes. Les membranes de  $1,5\ \mu\text{m}$  d'épaisseur avaient tendance à se décoller au niveau de leurs électrodes, mais restaient collées sur la ligne RF. Avec une épaisseur de  $2\ \mu\text{m}$ , la déformation des membranes restait similaire à celle de la figure 3.35, mais la force de rappel des membranes permettait de faire quelques cycles d'actionnement avant leur collage. La charge progressive de la couche diélectrique au cours des actionnements peut expliquer ce phénomène. Les membranes de  $2,6\ \mu\text{m}$  d'épaisseur ont permis d'améliorer considérablement le fonctionnement mécanique de nos commutateurs. Cette amélioration est due au fait qu'avec cette épaisseur les membranes ne se déforment plus de la même manière lorsque les commutateurs sont actionnés. En effet, comme le montre la figure 3.36, nous obtenons maintenant une déformation de la membrane en forme de cuvette : le centre de la membrane se pose sur la ligne RF, mais ses électrodes ne vont plus au contact des électrodes d'actionnement. Cette forme a un double avantage car elle permet de réduire les surfaces en contact, ainsi que le champ électrique appliqué à travers la couche diélectrique grâce au gap d'air entre les électrodes. De ce fait, la charge du diélectrique est nettement moins importante. Nous sommes ainsi parvenu à supprimer le phénomène de collage de nos commutateurs.



**Figure 3.36** : Forme d'une membrane de  $2,6\ \mu\text{m}$  d'épaisseur lorsque le commutateur est au repos (a) et lorsqu'il est actionné (b).

Nous comparons sur la figure 3.37 les déformations obtenues sur des membranes de  $425\ \mu\text{m}$  de long, ayant des épaisseurs de  $0,7\ \mu\text{m}$  et  $2,6\ \mu\text{m}$ . Contrairement au commutateur avec une épaisseur de membrane de  $2,6\ \mu\text{m}$ , le commutateur avec une épaisseur de membrane de  $0,7\ \mu\text{m}$  utilise une ligne coplanaire non électrolysée sous la partie mobile. Ceci ne change strictement rien à la déformation de la membrane qui est suspendue, dans les deux cas, à la même hauteur ( $\sim 3\ \mu\text{m}$ ). Par ailleurs, les deux petites bosses sur la membrane de  $2,6\ \mu\text{m}$  correspondent aux fentes de la ligne coplanaire et sont dues à un défaut de planéité rencontré, lors de la fabrication, entre la couche sacrificielle (PMGI) et l'or électrolysé.

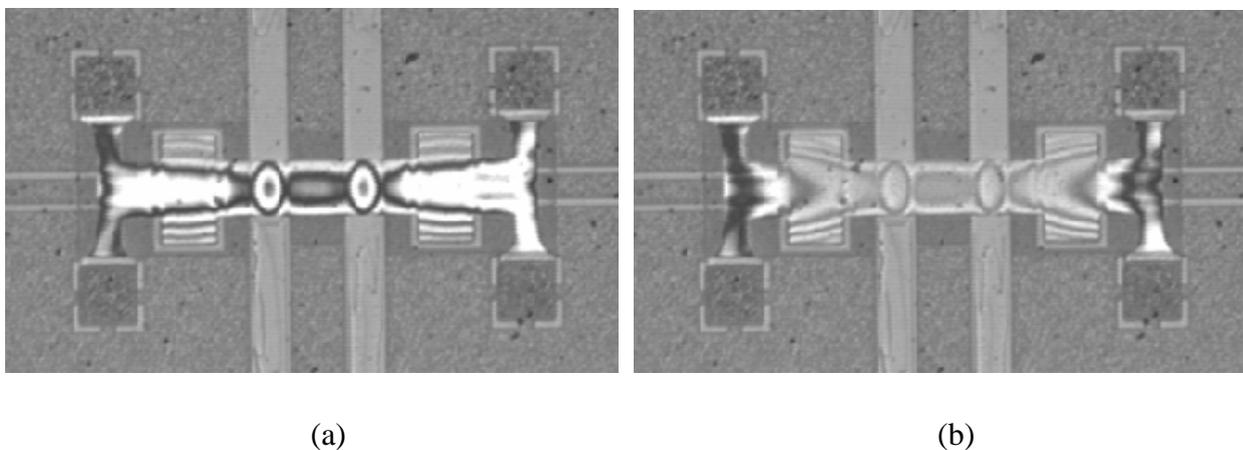
(a) Epaisseur de la membrane = 0,7  $\mu\text{m}$ (b) Epaisseur de la membrane = 2,6  $\mu\text{m}$ 

**Figure 3.37** : Profils des membranes lors de l'actionnement des commutateurs, obtenus avec des épaisseurs de 0,7  $\mu\text{m}$  (a) et de 2,6  $\mu\text{m}$  (b).

Ces deux profils mettent clairement en évidence l'amélioration apportée par l'épaississement de la membrane. Le gap d'air présent entre les électrodes lors de l'actionnement devrait considérablement améliorer la fiabilité de nos commutateurs (cf. paragraphe I.4.5).

Ces résultats ont été obtenus très récemment (fin juillet 2004) sur des commutateurs avec des lignes coplanaires électrolysées sous les membranes. La rédaction de ce mémoire m'a ensuite contraint à suspendre mes travaux de développement et de test. Nous envisageons de réaliser des commutateurs avec des membranes de 2,6  $\mu\text{m}$  au-dessus de lignes coplanaires non épaissies afin de vérifier la reproductibilité de ce type de fonctionnement lorsque les surfaces de contact sont beaucoup moins rugueuses que celles obtenues avec de l'or électrolysé. Nous prévoyons également des tests de fiabilité mécanique dans le temps ou en fonction du nombre de cycles d'actionnement.

L'épaississement de la membrane n'a pas que des avantages. En effet, comme la force de rappel augmente avec l'épaisseur, il en est de même pour les tensions d'actionnement. Les tensions d'effondrement de nos commutateurs ont pu être mesurées en observant la déformation des membranes à l'aide du microscope interféromètre. Pour effectuer ce type de mesure, nous focalisons les franges d'interférence sur le dessus de la membrane à l'état haut, puis nous observons les variations de ces franges au fur et à mesure que nous augmentons la tension d'actionnement. Dès que la membrane commence à descendre, nous observons un déplacement des franges qui devient de plus en plus important lorsque la hauteur de la membrane s'approche de sa hauteur d'instabilité mécanique (force de rappel = force d'actionnement). Dès que la tension d'actionnement devient supérieure à la tension d'effondrement du commutateur, la membrane bascule brusquement et nous observons alors une très nette modification des franges, qui disparaissent quasiment au centre de la membrane du fait qu'elles ne sont plus focalisées. La figure 3.38 illustre ce phénomène en prenant pour exemple l'actionnement d'une membrane de  $2,6 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Lorsque les franges d'interférométrie sont focalisées sur la membrane à l'état haut, nous pouvons remarquer la courbure des électrodes due au gradient de contrainte (franges non focalisées sur les extrémités) et le défaut de planéité au niveau des fentes de la ligne coplanaire (franges de forme elliptique).

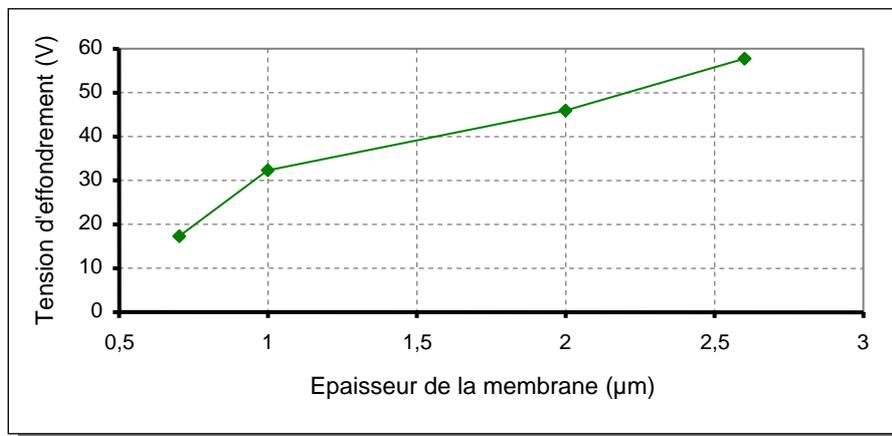


**Figure 3.38** : Mesure de la tension d'actionnement par observation des variations des franges d'interférométrie focalisée sur la membrane à l'état haut (a) et non focalisées à l'état bas (b).

Le tableau 3.2 et la figure 3.39 donnent l'évolution de la tension d'effondrement mesurée en fonction de l'épaisseur des membranes.

Epaisseur des membranes ( $\mu\text{m}$ )	Tension d'effondrement mesurée (V)
0,7	15 ~ 20
1	30 ~ 35
2	41 ~ 52
2,6	55 ~ 60

**Tableau 3.2 :** Tension d'effondrement mesurée en fonction de l'épaisseur des membranes.

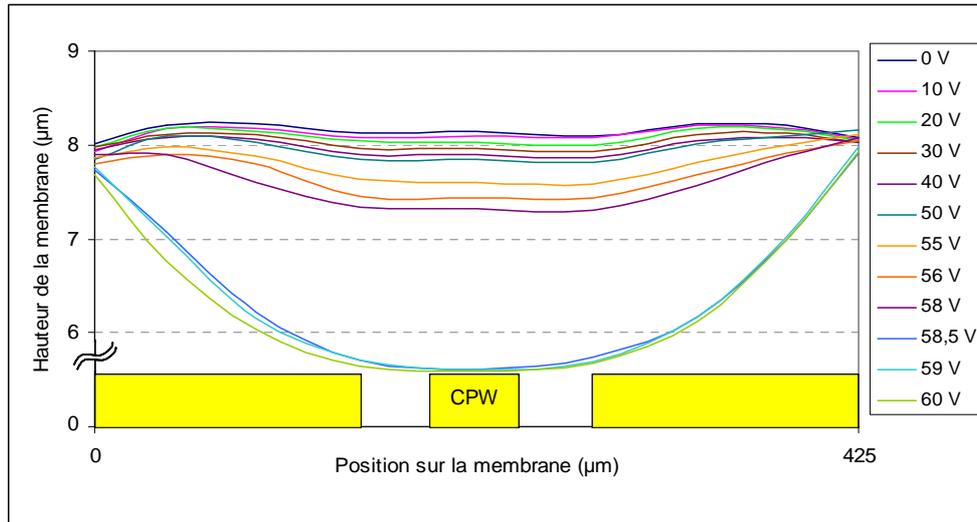


**Figure 3.39 :** Tensions d'effondrement moyennes en fonction de l'épaisseur des membranes.

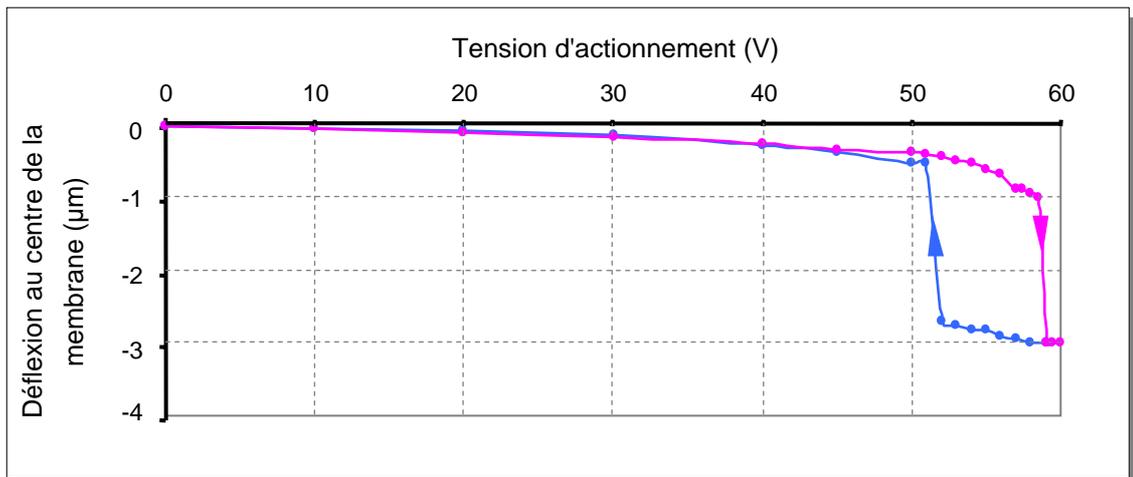
Pour illustrer le phénomène d'effondrement, nous avons mesuré le profil d'une membrane de  $2,6 \mu\text{m}$  en fonction de l'évolution croissante de la tension d'actionnement. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.40, qui montre le profil du dessus de la membrane : jusqu'à une tension  $50 \text{ V}$ , nous pouvons constater que la déformation de la membrane est minime. A partir de  $55 \text{ V}$ , la déformation devient de plus en plus importante, ce qui indique que l'on s'approche du seuil d'effondrement. Dès que la tension d'effondrement, qui est de  $58,5 \text{ V}$  pour cette membrane, est dépassée, la membrane s'effondre brusquement sur la ligne RF en prenant une forme de cuvette. L'augmentation de la tension au-delà de la tension d'effondrement permet d'augmenter la force de contact du commutateur sans déformer davantage la membrane, du moins jusqu'à  $60 \text{ V}$ .

Afin de vérifier la présence d'une hystérésis dans le cycle d'actionnement, nous avons également mesuré le profil de la membrane en fonction de l'évolution décroissante de la tension d'actionnement. La figure 3.41 présente la déflexion au centre de la membrane en fonction de la tension d'actionnement. Nous pouvons constater sur cette figure que

l'actionnement de la membrane suit un cycle d'hystérésis. En effet, pour le commutateur étudié, nous venons de voir que la tension d'effondrement était de 58,5 V, nous mesurons maintenant une tension de maintien d'environ 51 V. Ainsi, une fois actionné, le commutateur reste dans sa position basse tant que la tension d'actionnement est supérieure à 51 V. Par conséquent, une fois de plus, le fonctionnement du commutateur ne correspond pas à celui prévu par les simulations mécaniques (cf. Figure 1.59).



**Figure 3.40** : Evolution du profil d'une membrane en fonction de la tension d'actionnement.

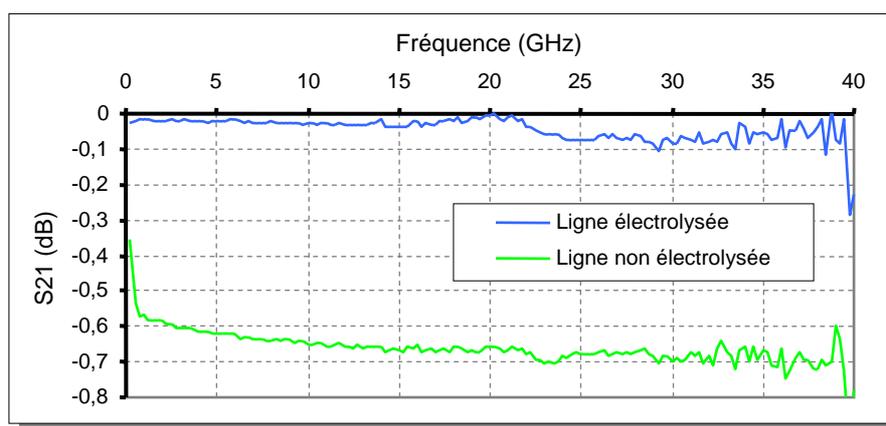


**Figure 3.41** : Déflexion de la membrane pendant un cycle d'actionnement.

### III.3.2 – Tests électromagnétiques de nos commutateurs

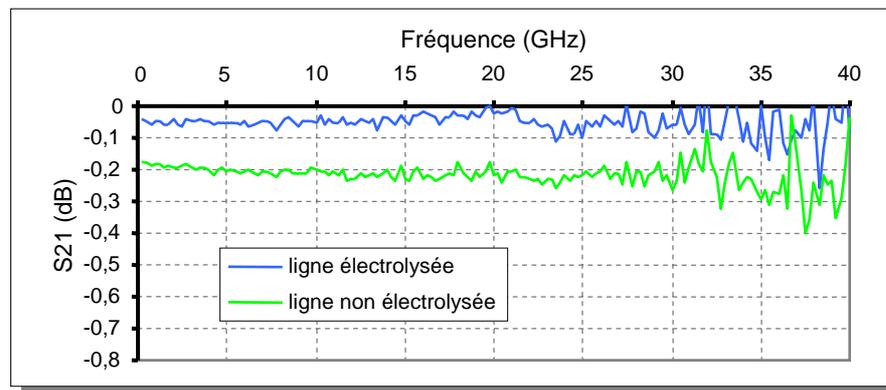
Afin de vérifier leur comportement électromagnétique, nous avons également effectué des mesures hyperfréquences sur nos commutateurs MEMS RF. Ces mesures ont été réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau HP 8510C, calibré en utilisant la technique LRM et des étalons réalisés sur le même substrat que les commutateurs. Cet analyseur de réseau nous a permis de mesurer les performances de nos commutateurs jusqu'à 40 GHz. Pour atteindre cette fréquence, notre analyseur d'ancienne génération utilise un doubleur de fréquence. Le manque de précision, au-delà de 30 GHz, qui apparaît sur nos mesures est lié aux performances de l'analyseur qui se sont dégradées avec le temps. Signalons également que les plans de référence de ces mesures sont pris aux extrémités de la ligne coplanaire dont la longueur est de 600  $\mu\text{m}$ .

Les premiers commutateurs testés utilisaient des lignes coplanaires non électrolysées sous les membranes. A cet endroit, l'épaisseur de la ligne correspondait à celle de la couche d'amorce, à savoir, 200 Å de titane recouvert de 800 Å d'or. Cette épaisseur, inférieure à l'épaisseur de peau (0,5  $\mu\text{m}$  à 20 GHz), entraîne une perte de transmission non négligeable que nous avons déterminée en comparant les mesures réalisées sur des lignes de référence sans pont, épaissies ou non sur toute leur longueur. Les résultats de ces mesures sont présentés sur la figure 3.42. Lorsque la ligne n'est pas électrolysée sous la membrane, nous constatons une perte de transmission supplémentaire, de plus de 0,6 dB sur la bande K (12 - 40 GHz). Cette perte due à la ligne se traduit par une dégradation des performances des commutateurs à l'état ON.



**Figure 3.42 :** Pertes de transmission des lignes coplanaires électrolysée ou non sur toute leur longueur, avec une couche d'amorce de Ti/Au (200 Å / 800 Å).

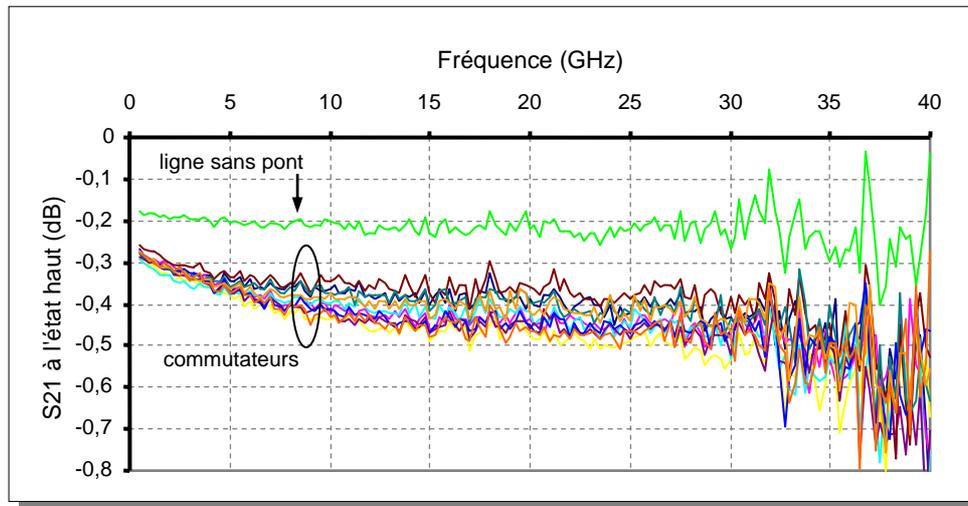
Pour réduire les pertes de la ligne non électrolysée sous la membrane, nous avons augmenté l'épaisseur de la couche d'amorce qui est maintenant constituée d'un film de titane de 200 Å et d'un film d'or de 1000 Å. Comme précédemment, nous avons comparé la perte de transmission de ce type de ligne avec celle d'une ligne électrolysée sur toute sa longueur. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.43.



**Figure 3.43** : Pertes de transmission des lignes coplanaires électrolysée ou non sur toute leur longueur, avec une couche d'amorce de Ti/Au (200 Å / 1000 Å).

Cette augmentation de l'épaisseur de la couche d'amorce, pourtant minime, a considérablement réduit les pertes de transmission des lignes coplanaires utilisées pour la réalisation de nos commutateurs. En effet, ces pertes sont maintenant comprises entre 0,2 dB et 0,3 dB jusqu'à 40 GHz.

Les pertes de transmission de nos commutateurs à l'état ON ont ensuite été mesurées. Afin de déterminer les pertes engendrées par la présence du pont sur la ligne coplaire, nous comparons, sur la figure 3.44, les pertes d'une ligne sans pont à celles mesurées sur une dizaine de commutateurs, toutes configurations confondues. Les pertes de transmission moyennes de nos commutateurs sont relativement faibles et restent inférieures à 0,5 dB jusqu'à 35 GHz. Les pertes moyennes dues à la présence du pont sont donc de l'ordre de 0,2 dB à 0,3 dB.



**Figure 3.44** : Comparaison entre les coefficients de transmission mesurés sur des commutateurs à l'état haut et celui mesuré sur une ligne de transmission sans pont.

Les pertes de nos commutateurs pourraient encore être réduites en augmentant davantage l'épaisseur de la couche d'amorce. Cependant, notre procédé de fabrication fixe une limite à cette épaisseur au-delà de laquelle des problèmes de planéité de la couche sacrificielle commencent à apparaître.

Les valeurs des capacités à l'état haut, déterminées sous ADS en ajustant les paramètres du modèle électromagnétique de manière à obtenir des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) identiques à ceux mesurés, sont de l'ordre de 11 fF lorsque la membrane n'est pas élargie au-dessus de la ligne RF, et de l'ordre de 17 fF lorsque la membrane est élargie. Ces valeurs sont relativement proches de celles calculées avec l'équation du condensateur plan pour un gap d'air de 3  $\mu\text{m}$ , qui sont, respectivement, pour ces deux configurations, d'environ 7,2 fF et 14,4 fF.

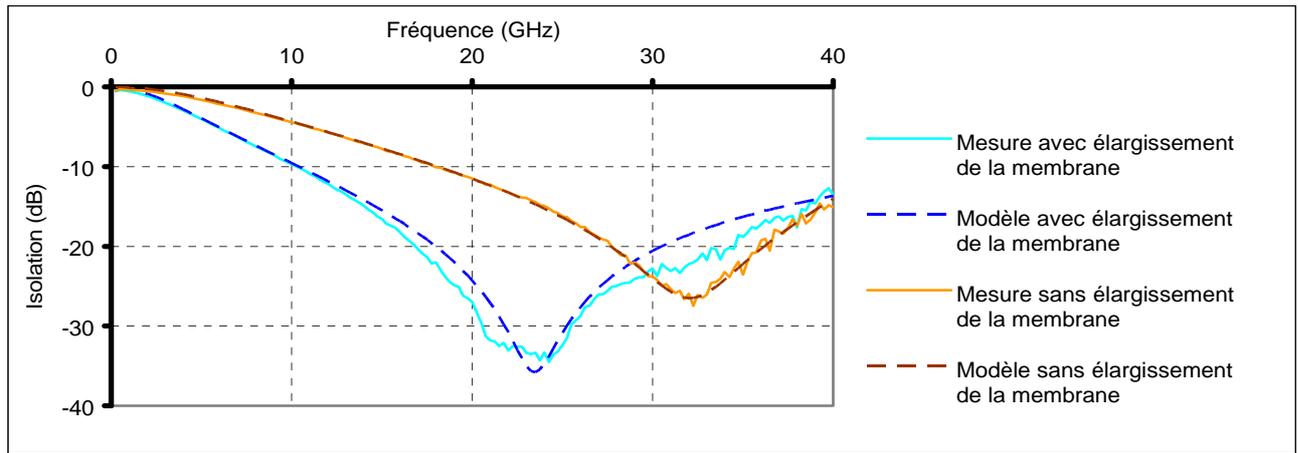
Bien que ces premiers commutateurs présentaient un problème de collage après leur actionnement, leur isolation a été mesurée afin d'obtenir un ordre de grandeur des performances de nos commutateurs à l'état OFF. Nous avons également vérifié les influences de la longueur des membranes et de leur largeur au-dessus de la ligne RF sur la réponse en fréquence des commutateurs. Les résultats présentés sur les figures 3.45a, b et c, obtenus avec des longueurs de 370, 425 et 480  $\mu\text{m}$  et des largeurs de 50 et 100  $\mu\text{m}$ , valident les résultats des simulations électromagnétiques en ce qui concerne l'influence des dimensions géométriques des membranes (cf. paragraphe I.6.2). En effet, nous pouvons constater en comparant ces figures que lorsque la longueur de la membrane augmente, il en est de même pour la valeur de l'inductance du pont, ce qui se traduit par un décalage vers les basses fréquences de la

fréquence de résonance série, et donc de l'isolation maximale. Sur chacune de ces figures, nous pouvons aussi remarquer l'influence de la surface du contact capacitif sur cette fréquence de résonance. En ajustant la largeur au centre de la membrane, nous pouvons décaler la fréquence de résonance série sur la plage 18 – 35 GHz, et ainsi couvrir toute la bande K avec nos commutateurs.

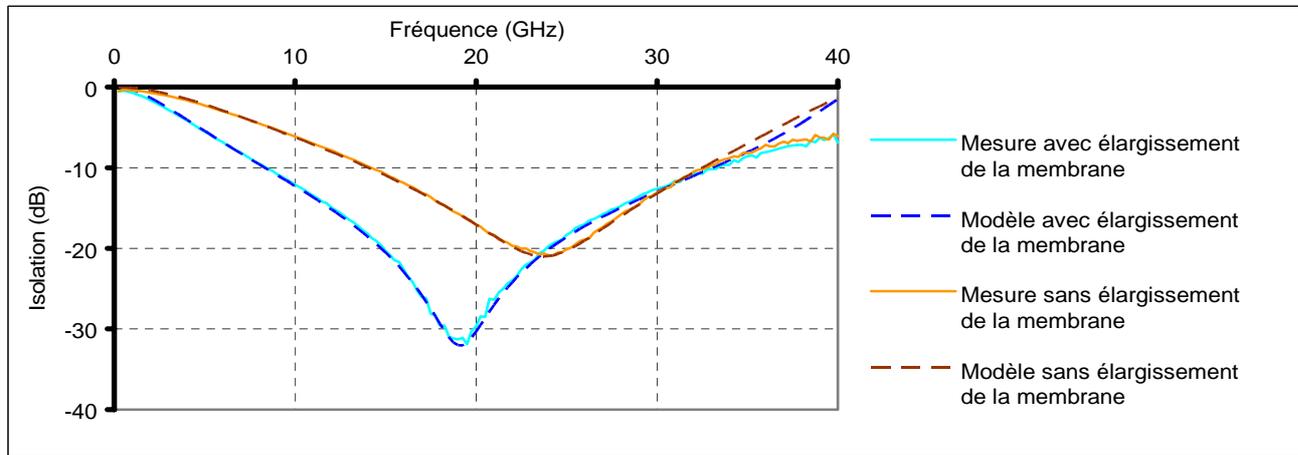
Notons, qu'en raison de leur faible épaisseur ( $\sim 1 \mu\text{m}$ ), les membranes s'effondraient entièrement sur les lignes coplanaires lors de ces mesures, comme illustré sur la figure 3.35b. Le pic de résonance parallèle, obtenu entre 20 GHz et 40 GHz sur les résultats de simulation pour ce type de déformation de la membrane (cf. Figures 1.71 et 1.72), a également été constaté lors de nos mesures, mais à des fréquences supérieures à 40 GHz. Nous pouvons toutefois deviner la présence d'un pic de résonance atténué, autour de 37 GHz, sur la mesure du commutateur avec une membrane de  $480 \mu\text{m}$  élargie en son centre. Ce pic est nettement plus visible sur la réponse du modèle expérimental correspondant à ce commutateur (cf. Figure 3.45c).

L'isolation de nos commutateurs est sensible à la déformation de la membrane. Sur ces figures, l'isolation maximale mesurée varie de 20 à 27 dB lorsque la membrane n'est pas élargie au dessus de la ligne RF ; dans le cas contraire, elle est de l'ordre de 30 dB.

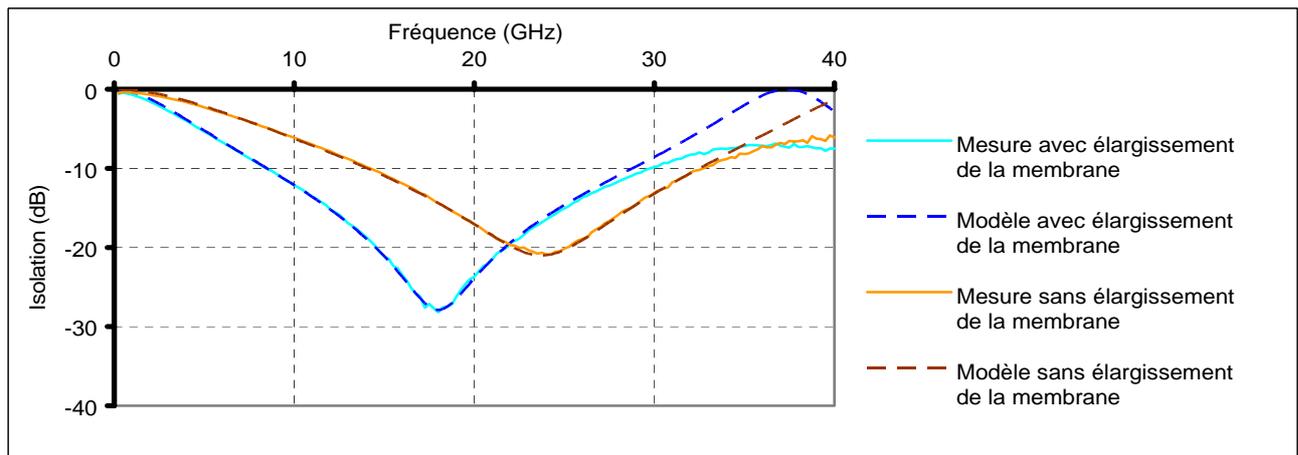
Afin de vérifier la validité du modèle électrique utilisé pour nos commutateurs, que nous rappelons sur la figure 3.46 (cf. paragraphe I.6.2), ses paramètres ont été ajustés à l'aide du logiciel ADS en essayant de superposer au mieux les réponses fréquentielles modélisées et mesurées. Les figures 3.45a, b et c montrent un parfait accord entre les résultats mesurés et modélisés, et valident notre modèle électrique. Les paramètres de ce modèle, obtenus pour chacune des configurations de membrane, sont donnés dans le tableau 3.3.



(a) Commutateurs avec des membranes de 370  $\mu\text{m}$ .



(b) Commutateurs avec des membranes de 425  $\mu\text{m}$ .



(c) Commutateurs avec des membranes de 480  $\mu\text{m}$ .

**Figure 3.45 :** Coefficients de transmission, mesurés et modélisés expérimentalement, de nos commutateurs utilisant des lignes coplanaires non épaissies sous les membranes.

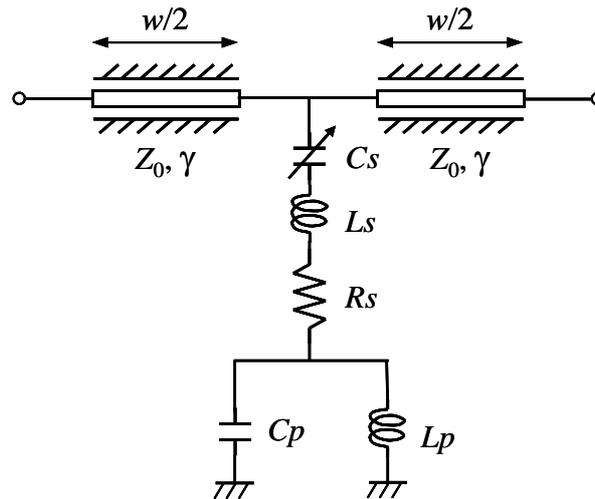


Figure 3.46 : Modèle électrique de nos commutateurs MEMS RF.

Longueur de la membrane	Sans élargissement central de la membrane					Avec élargissement central de la membrane				
	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_p$ (pF)	$L_p$ (pH)	$C_s$ (pF)	$L_s$ (pH)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_p$ (pF)	$L_p$ (pH)
370 $\mu\text{m}$	0,73	23,10	1,24	—	—	1,53	23,93	0,41	—	—
425 $\mu\text{m}$	0,84	23,01	1,93	0,75	17,78	1,85	23,19	0,64	1,30	11,22
480 $\mu\text{m}$	0,90	19,73	2,45	0,67	20,85	1,74	21,9	1,05	1,03	17,62

Tableau 3.3 : Paramètres du modèle électrique obtenus à partir des mesures sur les commutateurs à l'état OFF.

Bien que les valeurs de ce tableau ne soient qu'indicatives car obtenues à partir d'échantillons individuels, et non à partir de statistiques, elles permettent de vérifier l'influence des dimensions de la membrane sur le schéma électrique équivalent de nos commutateurs.

La résonance parallèle des membranes de 370  $\mu\text{m}$  se produisant à une fréquence nettement supérieure à 40 GHz, la capacité et la self parallèles de ces membranes ne peuvent pas être déterminées à partir de ces mesures.

A partir de l'analyse de ces données, nous constatons une diminution des capacités de contact ( $C_s$ ) qui devraient être proches, en considérant les capacités à plans parallèles équivalentes, de 1 pF lorsque la membrane n'est pas élargie et de 2 pF lorsque qu'elle est élargie. Plusieurs causes, pouvant éventuellement s'ajouter, sont susceptibles d'être à l'origine de cette diminution de capacité. Plusieurs d'entre elles concernent la couche diélectrique. En effet, lors de son dépôt, il est assez difficile de contrôler très précisément l'épaisseur de la couche déposée. Une erreur de l'ordre de 20 % sur l'épaisseur du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  peut expliquer les valeurs de capacité obtenues sur nos commutateurs. Si tel est le cas, ce problème pourra très

facilement être résolu en contrôlant plus précisément nos dépôts. Par ailleurs, nous avons vu dans le paragraphe I.5.1.2, qu'une rugosité de seulement 10 nm à la surface de la couche diélectrique peut entraîner une dégradation de la capacité de contact d'environ 35 %. La qualité du diélectrique, qui est étroitement liée aux conditions de dépôt, détermine sa permittivité relative et contribue donc fortement à la valeur de la capacité. S'il s'avérait que la perte de capacité est due à la qualité du diélectrique, nous serions contraint de changer la technique de dépôt (HD-ICP CVD) ou de choisir un autre diélectrique (STO). Cette dégradation de la capacité peut aussi être due à un mauvais plaquage de la membrane sur la ligne RF lors de l'actionnement pouvant, lui-même, être causé soit par une mauvaise déformation de la membrane, soit par la présence de résidus sous la membrane après sa libération.

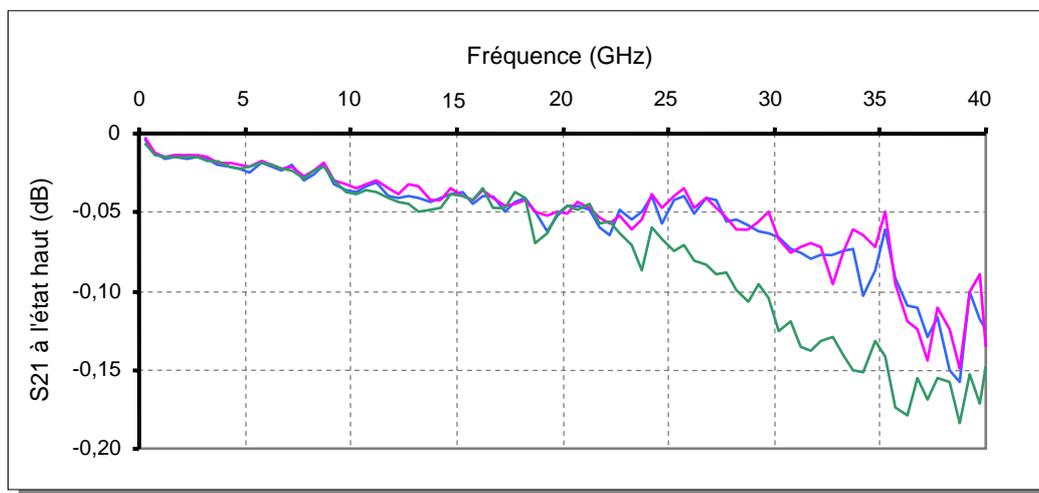
La valeur de l'inductance série ( $L_s$ ), proche de 23 pH, est relativement constante, ce qui est tout à fait normale puisqu'elle correspond à la partie de la membrane qui se situe entre les deux plans masse de la ligne coplanaire ; la distance intermasse restant constante quelque soit la longueur de la membrane. Par contre, nous vérifions bien l'augmentation de la valeur de l'inductance parallèle ( $L_p$ ) avec la longueur de la membrane. Notons, cependant, que les valeurs des inductances série et parallèle sont nettement supérieures à celles issues des simulations électromagnétiques (cf. Tableau 1.6).

Une augmentation de la valeur de la capacité parallèle ( $C_p$ ) en fonction de la longueur de la membrane est prévue par les simulations électromagnétiques ; ceci du fait que plus la membrane est longue, plus les surfaces en vis-à-vis sont importantes. Nous obtenons ici une évolution inverse. De plus, d'après les résultats de simulations, les valeurs de cette capacité devraient être largement supérieures à celles que nous venons de déterminer (cf. Tableau 1.6). L'explication la plus plausible à ce phénomène est le manque de précision pour ajuster notre modèle autour de la fréquence de résonance parallèle qui se situe à la limite de la bande fréquentielle des mesures.

Le dernier point à remarquer est l'évolution croissante de la résistance série ( $R_s$ ) avec la longueur de la membrane qui correspond bien à l'évolution attendue. En revanche, les valeurs de résistance obtenues en ajustant les réponses du modèle sur celles mesurées sont relativement importantes. Ceci est probablement dû au fait que nous intégrons dans les valeurs de la résistance série des effets qui ne correspondent pas à des pertes de conduction. Puisque la résistance série se détermine à la fréquence de résonance et dépend donc directement de l'isolation maximale, il pourrait s'agir d'un manque d'isolation due à la trop faible valeur de la capacité à l'état bas (mauvais plaquage sur la ligne RF). Nous pouvons d'ailleurs constater que les membranes non élargies au dessus de la ligne RF, qui présentent des isolations moins importantes à la fréquence de résonance (cf. Figures 3.45a, b et c), présentent aussi des valeurs de résistance série nettement plus élevées que celles des membranes élargies. Cette

augmentation de la valeur de résistance peut s'expliquer par un contact sur la ligne RF de moins bonne qualité lorsque la membrane n'est pas élargie. Cette hypothèse nécessite des mesures supplémentaires pour être confirmée.

Des mesures hyperfréquences ont également été effectuées sur les derniers commutateurs réalisés avec des membranes de  $2,6\ \mu\text{m}$  d'épaisseur, présentant une déformation en forme de cuvette lors de leur actionnement. Comme le montre la figure 3.47, nous obtenons des pertes de transmission extrêmement faibles sur les commutateurs à l'état haut, inférieures à 0,2 dB jusqu'à 40 GHz, et ce, grâce à l'utilisation de lignes coplanaires électrolysées sous les membranes.

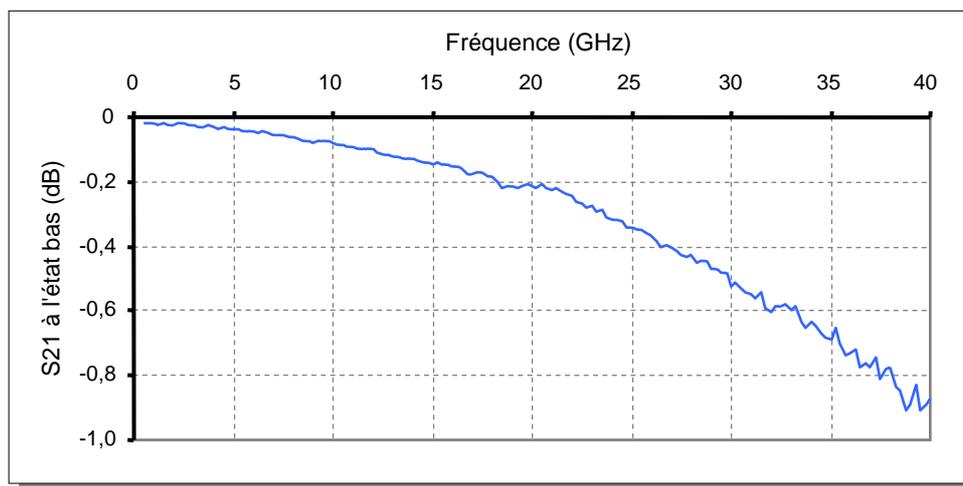


**Figure 3.47** : Pertes de transmission mesurées sur trois commutateurs à l'état ON.

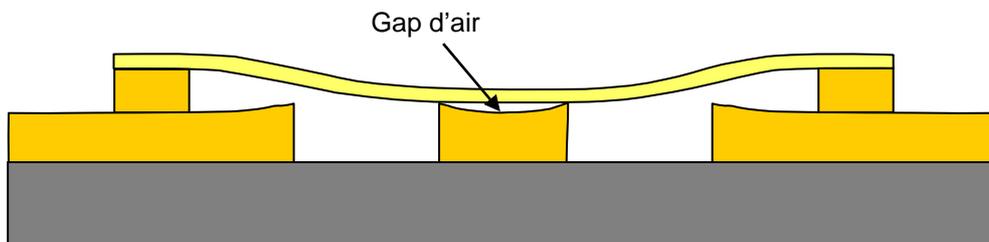
La capacité des commutateurs à l'état haut, déterminée à partir de l'ajustement du modèle électrique sur les mesures, est de l'ordre de 24 fF (avec élargissement). Nous obtenons donc une capacité à l'état haut plus importante que celle obtenue sur les premiers commutateurs mesurés. Deux explications sont possibles : soit le gap d'air est plus faible sur nos derniers commutateurs (avec piliers), soit la ligne coplanaire épaissie rayonne davantage dans l'air, ce qui augmente son couplage avec la membrane. Toutefois, cette valeur reste parfaitement acceptable.

Malheureusement, à l'état bas, alors que les membranes semblent se poser parfaitement à plat sur la ligne RF (cf. Figure 3.37), nous obtenons des résultats très différents de ceux présentés précédemment. En effet, pour tous les commutateurs testés, l'isolation à l'état OFF ne dépasse pas 1 dB sur toute la bande fréquentielle de mesure ; la résonance série se produisant à une fréquence bien au-delà de 40 GHz, comme le montre la figure 3.48. Ce problème est dû à

la valeur de la capacité de contact qui est largement inférieure à celle attendue. En effet, des rétro-simulations ont montré que la capacité à l'état bas est de seulement 75 fF ! La cause la plus probable de ce phénomène est liée à la dénivellation présente à la surface des motifs électrolysés (cf. Figure 3.7), elle-même causée par l'effet de bord rencontré lors de l'électrodéposition avec détournement des motifs (*lift-off*). Lorsque la membrane se pose sur la ligne RF, les points de contact se font essentiellement sur les bords de la ligne. Le gap d'air ainsi créé entre la membrane et la ligne RF est à l'origine de cette réduction de capacité du contact (cf. Figure 3.49). Pour vérifier cette hypothèse, nous avons calculé, à l'aide de l'équation de la capacité plan, l'espacement nécessaire entre les deux plaques d'un condensateur pour obtenir une capacité de 75 fF lorsque le diélectrique est de l'air. Cet espacement, d'environ 290 nm, correspond parfaitement à la dénivellation mesurée sur nos lignes RF électrolysées. Ainsi, malgré leur fonctionnement mécanique assez satisfaisant, ces commutateurs sont encore inutilisables du fait de leur dysfonctionnement électromagnétique.



**Figure 3.48** : Coefficient de transmission d'un commutateur à l'état OFF, utilisant une ligne coplanaire électrolysée sous la membrane.



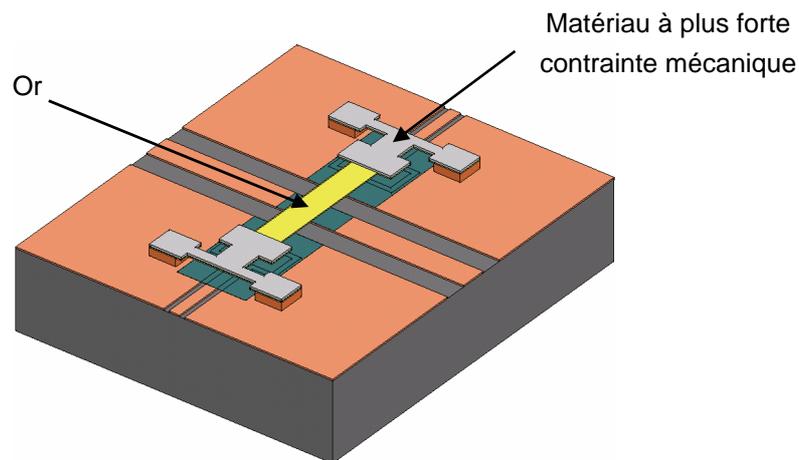
**Figure 3.49** : Illustration du contact probablement créé entre la membrane et la ligne RF électrolysée, réduisant la capacité du contact et donc l'isolation du commutateur à l'état OFF.

### III.3.3 – Perspectives d'amélioration de notre technologie MEMS RF

Le problème de déformation des électrodes causée par le gradient de contrainte pourra probablement être résolu par l'utilisation de membranes multicouches, à plusieurs matériaux. En choisissant des matériaux appropriés et en jouant sur les paramètres de dépôt de chacun d'eux, il devrait être possible d'équilibrer les contraintes positives et négatives, et ainsi d'annuler le gradient de contrainte de la structure globale de la membrane [18].

Par ailleurs, nous avons montré que l'épaisseur des membranes doit être relativement importante (2,6  $\mu\text{m}$ ) pour leur permettre de lutter efficacement contre le phénomène de collage, ce qui se traduit par une augmentation des tensions d'actionnement ( $\sim 60$  V). Cette épaisseur nécessaire pour atteindre une force de rappel supérieure aux forces d'adhérence est étroitement liée aux propriétés du matériau utilisé pour la fabrication de la membrane. Nous pouvons donc tirer davantage profit des membranes multicouches. En effet, dans notre cas, cette rigidité est essentiellement requise aux extrémités de la membrane puisque nous comptons sur l'élasticité des barres de torsion pour redonner à la membrane sa position initiale après l'actionnement. Par conséquent, pour augmenter la flexibilité de nos membranes, tout en conservant suffisamment de rigidité, nous pourrions envisager de réaliser des membranes plus fines en leur centre, et ce, dans le but de réduire les tensions d'actionnement. Cette double épaisseur de membrane ne peut être obtenue qu'en réalisant deux dépôts successifs ; le second matériau déposé pouvant être différent du premier. La première couche serait réalisée avec un matériau présentant un module de Young assez faible et une conductivité importante afin de garantir la flexibilité au centre de la membrane et des faibles pertes électriques. L'or reste donc un bon candidat pour la réalisation de ce niveau structurel. Par contre, le matériau utilisé pour la seconde couche, ne servant qu'à augmenter la raideur aux extrémités de la membrane, pourrait être un matériau conducteur ou isolant, mais présentant un module de Young assez important (100 à 300 GPa). En nous référant au tableau 1.4, les matériaux conducteurs susceptibles de convenir pour la réalisation de la seconde couche sont, par ordre croissant de leur module de Young, le titane, le cuivre, le platine, le nickel et, dans le cas extrême, le chrome. En ce qui concerne les matériaux diélectriques, le nitrure de silicium, qui peut être déposé à basse température, semble également pouvoir convenir pour notre application.

La structure de membrane multicouche que nous proposons pour supprimer la courbure des électrodes et réduire les tensions d'actionnement de nos commutateurs est illustrée sur la figure 3.50.



**Figure 3.50** : Structure de membrane multicouche proposée pour supprimer la courbure des électrodes et réduire la tension d'actionnement du commutateur.

Notons que cette modification de la structure est parfaitement compatible avec le procédé de fabrication que nous avons développé ; seul un niveau de masquage supplémentaire sera nécessaire pour la réalisation des motifs de la seconde couche de la membrane. Toutefois, avant d'obtenir un fonctionnement mécanique correct avec cette structure, une longue phase d'optimisation est à prévoir, notamment si plus de deux matériaux entre dans la composition de la membrane.

Nous avons également étudié une solution pour résoudre le problème de dénivellation à la surface des lignes coplanaires électrolysées. Ce problème, rencontré pendant l'électrolyse, est causé par l'absence de couche conductrice autour des motifs (*lift-off* de la couche d'amorce), qui contraint les lignes de courant à dévier leur trajectoire vers les zones polarisées les plus proches, c'est-à-dire, vers les bords des motifs (cf. Figure 3.6). Ainsi, la vitesse de croissance électrolytique est plus élevée sur les contours de ces motifs. Pour annuler ce phénomène, nous envisageons d'ajouter une étape au début de notre procédé de fabrication qui consisterait à recouvrir le substrat d'un film métallique conducteur, permettant d'obtenir une densité de courant uniforme en tout point du substrat. Toutefois, pour éviter le problème de planéité entre les motifs électrolysés et la couche sacrificielle, exposé dans le paragraphe III.2.1.3, nous devons utiliser la résine du moule d'électrolyse comme couche sacrificielle. Par conséquent, le film conducteur ne pourra être retiré du substrat qu'après la suppression de la couche sacrificielle, c'est-à-dire, après la libération des membranes ; ce qui implique que les structures de commutateurs ne sont plus protégées pendant la gravure de ce film. Il faut donc trouver un matériau conducteur, dont la solution d'attaque ne dégrade pas les matériaux utilisés dans la fabrication des commutateurs. Dès lors, nous pouvons éliminer le titane et l'or. Par contre, le chrome, qui est parfois utilisé comme couche d'amorce, pourrait éventuellement convenir pour

réaliser le film conducteur. En effet, nous avons testé les effets d'une solution d'attaque chrome sur des commutateurs précédemment libérés et séchés au CO<sub>2</sub> supercritique. Pour cela le substrat a été immergé pendant une minute dans la solution, rincé, puis séché de nouveau au CO<sub>2</sub> supercritique. Après cette gravure humide, nous n'avons eu à déplorer ni de phénomène de collage, ni de détérioration des structures. Le seul inconvénient constaté lors de ce test concerne une légère gravure du substrat de GaAs. Notons, cependant, que celui-ci n'était pas protégé durant ce test que nous avons volontairement prolongé dans le temps. En réalité, le substrat sera protégé par le film de chrome à graver et, par conséquent, ne sera pas exposé immédiatement à la solution de gravure. De plus, un temps gravure d'une vingtaine de seconde s'est avéré suffisant lors de nos tests sur une couche de chrome d'environ 200 Å. Ainsi, en contrôlant parfaitement le temps de gravure, cette étape ne devrait avoir qu'un effet mineur sur nos dispositifs. Des commutateurs MEMS réalisés avec une gravure de chrome en dernière étape, juste après la libération de membrane de type cantilever, ont d'ailleurs déjà été présentés dans la littérature [19].

### III.4 – Technologie de fabrication des déphaseurs à MEMS

La technologie mise en œuvre pour la fabrication de nos déphaseurs à commutateurs MEMS RF est très proche de celle développée pour les commutateurs. Dans le cas des déphaseurs utilisant des coupleurs *branch-line* standards (cf. paragraphe II.4.3), ces deux technologies sont mêmes strictement identiques. En effet, les lignes coplanaires du coupleur sont réalisées en même temps que celles des commutateurs ; seule la durée de l'électrodéposition doit être adaptée au changement de surface à électrolyser. Les piliers des ponts à air utilisés pour l'équilibrage des masses autour des jonctions du coupleur, étant de la même hauteur que ceux des commutateurs, sont réalisés lors de la même étape. La durée d'électrodéposition des piliers doit aussi être optimisée à nouveau pour prendre en compte le changement de surface à électrolyser et garantir une bonne planéité entre les piliers et la couche sacrificielle. Enfin, les étapes de dépôt et de gravure de l'or des tabliers des ponts à air, similaires à celles correspondant à la réalisation des membranes des commutateurs, sont réalisées dans le même temps et ne demandent aucune modification du procédé de fabrication.

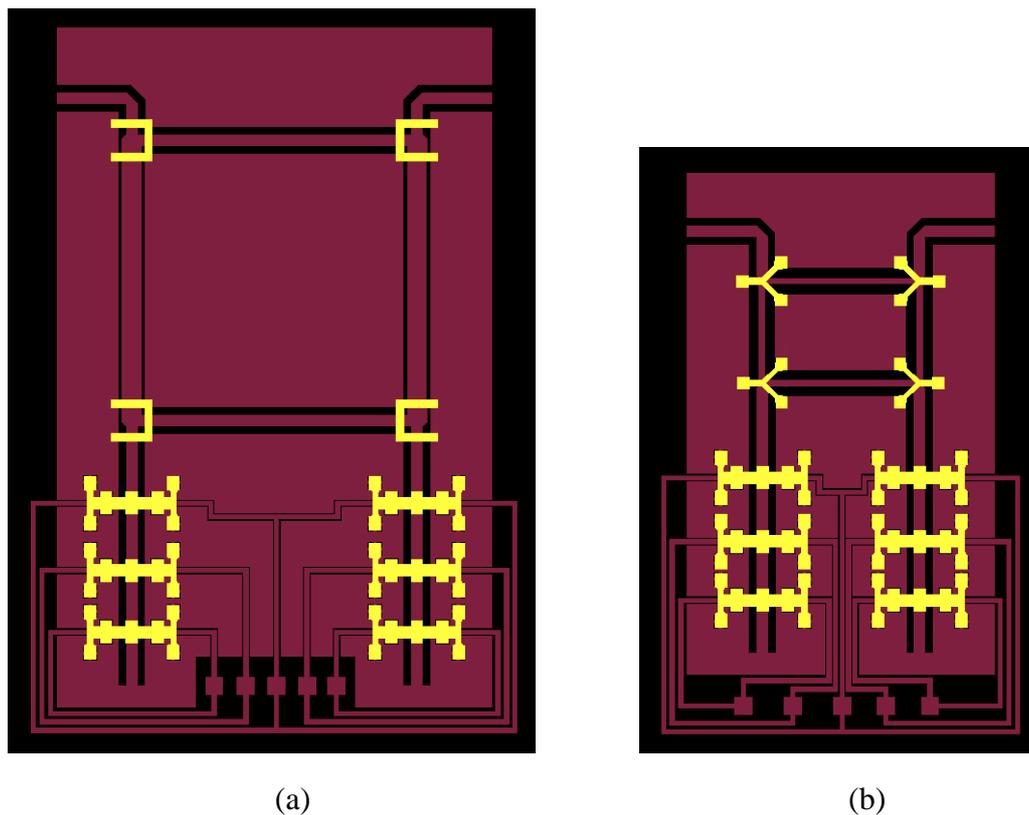
En ce qui concerne les déphaseurs à coupleur *branch-line* à taille réduite, les remarques précédentes restent valables, mais trois étapes supplémentaires sont à prévoir pour la réalisation des condensateurs MIM placés au niveau de chaque jonction (cf. paragraphe II.4.4), à savoir, le dépôt d'une couche de titane par évaporation sous vide (servant de couche d'adhérence pour la couche diélectrique), le dépôt par PECVD d'une couche diélectrique en nitrure de silicium, et la gravure simultanée au BE 7-1 des couches de nitrure de silicium et de titane. Ainsi cette modification du procédé de fabrication ne nécessite qu'un seul niveau de

masquage supplémentaire. Ces trois étapes s'intercalent entre l'électrodéposition des piliers et le dépôt par pulvérisation cathodique de la couche d'or destinée à la réalisation des membranes de commutateurs et des tabliers de pont à air.

Un nouveau jeu de masques a donc été réalisé pour la fabrication de nos déphaseurs à MEMS. Le procédé développé compte neuf niveaux de masquage qui sont :

- ⇒ Masque "*lift-off*" définissant les lignes coplanaires des commutateurs et des coupleurs, ainsi que les électrodes de commande sur la couche d'amorce.
- ⇒ Masque "*électrolyse*" définissant le moule pour l'électrolyse des lignes coplanaires des commutateurs et de coupleurs, et des électrodes de commande.
- ⇒ Masque "*titane*" pour la gravure des motifs de titane servant à garantir l'adhérence de la couche diélectrique sur les motifs électrolysés pour l'isolation DC et le contact capacitif des commutateurs.
- ⇒ Masque "*nitru de silicium*" pour la gravure des motifs de nitru de silicium utilisés pour le contact capacitif et l'isolation des électrodes des commutateurs.
- ⇒ Masque "*piliers*" définissant le moule pour l'électrolyse des piliers des commutateurs et des ponts à air.
- ⇒ Masque "*condensateurs MIM*" pour la gravure des couches de titane et de nitru de silicium réalisant les condensateurs des coupleurs *branch-line* à taille réduite.
- ⇒ Masque "*membrane*" pour la gravure des membranes de commutateurs et des tabliers de ponts à air.
- ⇒ Masque "*renforts*" définissant le moule d'électrolyse des renforts de membrane et de tablier au niveau des piliers.
- ⇒ Masque "*cache*" définissant la forme du cache utilisé pour protéger les structures lors de la gravure de la couche d'amorce.

La figure 3.51 présente un empilement des masques réalisant les structures de déphaseurs à commutateurs MEMS RF. Notons que ces déphaseurs à coupleur *branch-line* standard (a) et réduit (b) sont représentés à la même échelle sur cette figure. La topologie utilisant un coupleur à taille réduite permet de réduire la surface globale du déphaseur de plus de 40 %.



**Figure 3.51** : Masques définissant les structures de déphaseurs à MEMS utilisant un coupleur *branch-line* standard (a) et un coupleur *branch-line* à taille réduite (b).

A la fin de ma thèse, les déphaseurs étaient encore en cours de réalisation dans nos salles blanches. Les contraintes temporelles, liées à la date de soutenance, ne m’ont pas permis d’achever ces travaux avant la fin de la rédaction du manuscrit. Ces travaux se poursuivent actuellement et devraient donner des premiers résultats dans un avenir proche. Signalons que des coupleurs *branch-line* standard et à taille réduite ont été insérés sur les masques, entre les déphaseurs, afin de pouvoir les tester individuellement.

### III.6 – Conclusion

Après avoir présenté les difficultés rencontrées lors du développement de notre technologie MEMS RF “basse température”, nous avons détaillé dans ce chapitre le procédé de fabrication finalement obtenu. Ce procédé est aujourd’hui maîtrisé et s’avère parfaitement reproductible.

Les tests réalisés sur nos commutateurs ont montré qu’il était extrêmement difficile d’obtenir des résultats de simulation mécaniques fiables sans une parfaite connaissance des propriétés des matériaux employés pour la fabrication des membranes, qui dépendent

étroitement des conditions de dépôt. Or, n'ayant aucune information sur les propriétés de l'or évaporé, utilisé pour la réalisation de nos membranes, les simulations ont été effectuées avec les paramètres proposés par défaut dans le logiciel CoventorWare (module de Young de l'or, pas de contrainte résiduelle dans le matériau...). De ce fait, les résultats obtenus sur le comportement mécanique de nos commutateurs sont très différents de ceux issus des simulations, tant pour la tension d'effondrement, la présence d'une hystérésis dans le cycle d'actionnement, la déformation de la membrane lors de l'actionnement, que pour la courbure des électrodes placées sur les membranes. Par conséquent, pour parvenir à fonctionnement mécanique satisfaisant, un grand nombre de réalisations et de tests ont été nécessaires. Soulignons que des simulations mécaniques fiables auraient pu apporter un gain de temps considérable lors le développement de notre technologie de commutateurs MEMS.

A l'heure actuelle, au niveau d'avancée de nos travaux, deux points noirs perdurent dans le fonctionnement de nos commutateurs. Le premier, de nature mécanique, concerne la présence d'un gradient de contrainte dans l'or de nos membranes qui entraîne la courbure de leurs électrodes. La solution proposée pour supprimer ce problème repose sur l'utilisation de membranes multicouches qui devraient aussi permettre de réduire les tensions d'actionnement des commutateurs. La phase d'optimisation d'un tel procédé, qui nécessite une parfaite connaissance des propriétés des matériaux utilisés, s'avère relativement complexe et demandera certainement beaucoup de temps. La deuxième difficulté rencontrée concerne les performances électromagnétiques de nos commutateurs. Nous avons vu que le fait d'électrolyser la ligne coplanaire sous la membrane permet d'obtenir des pertes de transmission très faibles ( $< 0,2$  dB), mais qu'en revanche l'isolation du commutateur à l'état OFF est relativement médiocre à cause du défaut de planéité des lignes. Pour résoudre ce problème, nous proposons une autre structure de commutateur dans laquelle la ligne coplanaire n'est pas électrolysée sous la membrane. Dans ce cas, la membrane se pose directement sur la couche d'amorce, parfaitement plane car déposée par évaporation sous vide directement sur le substrat, mais aussi de relativement faible épaisseur ( $\sim 1000\text{\AA}$ ). La perte de transmission du commutateur à l'état ON, obtenue avec cette structure, est nettement plus importante que celle obtenue avec une ligne coplanaire électrolysée sur toute sa longueur, et représente son principal inconvénient. En revanche, les commutateurs utilisant cette structure offrent des performances électromagnétiques satisfaisantes à l'état OFF, avec une isolation mesurée de l'ordre de 30 dB à la fréquence de résonance. Les mesures ont également montré que les dimensions de nos membranes permettent d'ajuster la fréquence de résonance des commutateurs sur les bandes K (12–40 GHz). Bien que ces résultats aient été obtenus avec des membranes qui se posaient entièrement sur les lignes coplanaires et restaient collées après l'actionnement des commutateurs, ils ont permis de valider le modèle électromagnétique de nos commutateurs. Toutefois, ces résultats restent à vérifier sur des structures de commutateur parfaitement opérationnelles. Pour cela, nos prochains commutateurs seront réalisés avec des lignes non électrolysées sous les membranes pour garantir des bonnes performances électromagnétiques,

et avec une épaisseur de membrane de 2,6  $\mu\text{m}$  pour assurer leur fonctionnement mécanique. En outre, pour supprimer le défaut de planéité des lignes électrolysées, nous envisageons de métalliser le substrat par un film de chrome dès la première étape du procédé, et de graver ce film après la libération des structures. Les résultats présentés dans ce chapitre nous permettent de rester relativement optimiste quant à l'évolution des performances de nos futurs commutateurs.

Signalons également qu'un phénomène de charge du diélectrique a été observé sur les derniers commutateurs testés, alors que la déformation des membranes lors de l'actionnement laisse un gap d'air entre les électrodes. Ce phénomène se traduit par une évolution croissante de la tension d'effondrement soit à la suite d'actionnements répétitifs, ou d'actionnements prolongés. Une étude approfondie de ce phénomène sera prochainement réalisée afin d'en définir l'ampleur et les effets engendrés sur le fonctionnement de nos commutateurs.

Le dernier paragraphe de ce chapitre est consacré à l'intégration de nos commutateurs MEMS RF dans la fabrication des déphaseurs présentés dans le chapitre précédent. Ces déphaseurs utilisent des coupleurs *branch-line* en technologie coplanaire qui les rendent parfaitement compatibles avec le procédé de fabrication des commutateurs MEMS RF que nous avons développé. A l'heure de ces conclusions, la réalisation des déphaseurs n'est pas encore achevée. Nous ne pouvons, par conséquent, faire aucun commentaire sur le fonctionnement de nos déphaseurs. Nous attendons, toutefois, des premiers résultats dans un avenir proche.



## Bibliographie du Chapitre III

- [1] B. Trémillon et G. Durand, “*Electrochimie – Présentation générale*”, Traité Génie des procédés, Techniques de l’Ingénieur, J 1 600-1 à J 1 600-4.
- [2] B. Trémillon et G. Durand, “*Electrochimie – Préliminaires à l’étude de l’électrolyse*”, Traité Génie des procédés, Techniques de l’Ingénieur, J 1 602-1 à J 1 602-18.
- [3] B. Trémillon et G. Durand, “*Electrochimie – Lois régissant les processus*”, Traité Génie des procédés, Techniques de l’Ingénieur, J 1 604-1 à J 1 604-18.
- [4] B. Nguyen, “*Electrodéposition par courants pulsés*”, Traité Matériaux métalliques, Techniques de l’Ingénieur, M 1 627-1 à M 1 627-2.
- [5] Enthone-OMI, “*Dépôt électrolytiques d’or de haute pureté pour semi-conducteurs*”, SEL-REX Pur A Gold Serie. <http://www.enthone-omi.com>
- [6] S. Boret, “*Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz*”, Thèse, IEMN – Université de Sciences et Technologies de Lille, France, 30 Sept. 1999.
- [7] <http://www.microchem.com>
- [8] J. Judy, “*MEMS Nickel Electroplating*”, UCLA Electrical Engineering Department, University of California, <http://www.ee.ucla.edu/research/judy/lab/procedures/nickelelectroplate>
- [9] Yan-mei Jiang, “*Pulvérisation cathodique assisté par ordinateur*”, Thèse, Université de Paris XI – Orsay, France, 4 décembre 1992.
- [10] G. P. Li and H. Guan, “*Exploring Low Temperature High Density Inductive Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition (HDICPCVD) Dielectric Films for MMICs*”, Department of Electrical & Computer Engineering University of California, Irvine, California, 92697, Project Report 2002-03 for MICRO Project 02-041, [http://www.ucop.edu/research/micro/02\\_03/02\\_041.pdf](http://www.ucop.edu/research/micro/02_03/02_041.pdf)
- [11] Y.C. Chou, R. Lai, G. P. Li, H. Guan, R. Grundbacher, P. Nam, H. K. Kim, Y. Ra, M. Biedenbender, E. Ahlers, and A. Oki, “*On the Development of High Density Nitrides for MMIC*”, in Proceedings of International GaAs Mantech Conference, pp. 61-64, 2003.
- [12] K. Elgaid, H. Zhou, C.D.W. Wilkinson, and I.G. Thayne, “*Low temperature high density Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> MIM capacitor technology for MMMIC and RF-MEMs applications*”, Microelectronic Engineering, Vol. 73 –74, pp. 452 –455, June 2004.

- [13] C. H. Chang, J. Y. Qian, B. A. Cetiner, Q. Xu, M. Bachman, H. K. Kim, Y. Ra, F. De Flaviis, and G. P. Li, “**RF MEMS capacitive switches fabricated with HDICP CVD SiNx**”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 1, pp. 231-234, Seattle, Washington, USA, 2-7 June 2002.
- [14] H.-P. Chang, J. Qian, B. A. Cetiner, F. De Flaviis, M. Bachman, and G. P. Li, “**RF MEMS switches fabricated on microwave-laminate printed circuit boards**”, Electron Device Letters, IEEE, Vol. 24, Issue 4, pp. 227-229, April 2003.
- [15] Rapport final du projet RNRT ARRESAT, Décembre 2003.
- [16] A. Ziaei, T. Dean, M. Charrier, P. Bondavalli, H. Legay, B. Pinte, E. Girard, R. Gillard, “**Commutateur MEMS pour la réalisation d’Antenne à Réseau Réflecteur à faibles pertes**”, 13<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes, Lille, France, 21-22-23 mai 2003.
- [17] <http://www.fogale.com>
- [18] K. D. Leedy, R. Cortez, J. L. Ebel, R. E. Strawser, A. P. Walker, G. C. DeSalvo, and R. M. Young, “**Metallization schemes for radio frequency microelectromechanical system switches**”, J. Vac. Sci. Technol. A 21(4), pp. 1172-1177, Jul/Aug 2003.
- [19] K. Lee, R. Liu, and B. C. Kim, “**Double beam RF MEMS switches for wireless applications**”, Electronics Letters, Vol. 39, No. 6, pp. 532-533, 20<sup>th</sup> March 2003.

## Conclusion

Pour répondre à la demande des utilisateurs de télécommunication sans fil, dont le nombre est en perpétuelle croissance, les opérateurs s'orientent vers des services hauts débits tels que les services multimédia de haute qualité ou l'accès rapide à Internet sans fil. Aussi, il devient très important de prévoir une forte augmentation de la capacité des systèmes, indispensable à ces nouveaux services. Pour cela, les fournisseurs d'accès se tournent vers de nouvelles architectures de réseaux sans fil. Les systèmes terrestres micro-cellulaires fonctionnant aux fréquences millimétriques et les systèmes stratosphériques (HAPS) permettront de fournir ces services hauts débits à l'ensemble de utilisateurs nomades dans un futur proche. Ces systèmes modernes utilisent des nouvelles techniques de plus en plus sophistiquées pour atteindre les performances envisagées ; parmi celles-ci, l'une des plus prometteuses concerne l'utilisation d'antennes "intelligentes" (ou antennes *smart*). Ces antennes à réseaux déphasés, qui sont aujourd'hui des systèmes à elles seules, sont capables de modifier dynamiquement leur diagramme de rayonnement pour s'adapter continuellement à l'environnement radio. Du fait des possibilités offertes par ce type d'antennes, celles-ci connaissent un vif succès à travers le monde, que ce soit pour leur utilisation dans les systèmes de communications terrestres, stratosphériques ou par satellites. La mise en œuvre de ces antennes à réseaux déphasés requiert des déphaseurs qui, jusqu'à présent, étaient principalement réalisés à partir de composants semi-conducteurs (FET GaAs ou diodes PIN). Aujourd'hui les commutateurs MEMS RF, qui présentent des consommations et des pertes relativement faibles, peuvent avantageusement remplacer les commutateurs électroniques. Les performances obtenues sur les déphaseurs à commutateurs MEMS RF, notamment au niveau des pertes, permettent de réduire considérablement la complexité des antennes à réseaux déphasés ainsi que leur consommation et leur poids. Ce qui se traduit par une très importante réduction des coûts lorsque l'antenne utilise un réseau de grande taille.

C'est précisément dans ce contexte que l'IEMN a débuté ces travaux sur les commutateurs MEMS RF, en participant aux projets ARRESAT (Réseau National de Recherche en Télécommunications) et TESS (Réseau Terre et Espace). Un déphaseur à

MEMS RF, destiné à être intégré dans une antenne à réseau déphasé, a également été développé à l'IEMN. Ces travaux, qui ont fait l'objet de ma thèse, sont présentés en détail dans ce manuscrit.

Les configurations mécaniques et électriques des commutateurs MEMS RF sont nombreuses et ont été présentées en détail dans le premier chapitre. Nous avons vu que les structures mécaniques les plus répandues sont les structures à membrane de type cantilever ou pont. Les différents modes d'actionnement permettant le déplacement de ces membranes ont ensuite été passés en revue. Les possibilités offertes sont l'actionnement piézo-électrique, l'actionnement électromagnétique, l'actionnement par magnétostriction, l'actionnement électrothermique et l'actionnement électrostatique. Nous avons également vu que certains de ces modes d'actionnement pouvaient être couplés pour améliorer les performances des dispositifs. L'actionnement électrostatique est à l'heure actuelle le mode d'actionnement le plus répandu dans les applications à base de MEMS RF ; nous lui avons donc consacré une attention particulière. Ses principaux atouts sont sa faible consommation, ses temps de commutation rapides (de l'ordre de la  $\mu\text{s}$ ) et ses forces d'actionnement assez importantes. En outre, la taille des actionneurs électrostatiques peut être fortement réduite par rapport à celles des autres modes d'actionnement et leur fabrication est parfaitement compatible avec celle des circuits MMIC. L'actionnement électrostatique présente aussi quelques inconvénients qui sont principalement les tensions élevées nécessaires pour générer un déplacement de seulement quelques micromètres et les problèmes de charge de la couche diélectrique utilisée pour l'isolation des actionneurs. Toutefois, nous avons vu que ces inconvénients peuvent être atténués en concevant une structure mécanique appropriée.

D'un point de vue électrique, les commutateurs MEMS RF utilisent principalement deux types de contact : le contact métallique (ou ohmique) et le contact capacitif. Le contact métallique permet de faire fonctionner les commutateurs MEMS RF à très basse fréquence, mais souffre d'un manque de fiabilité causé soit par les phénomènes de collage dus aux forces interatomiques ou aux microsoudures lorsque des puissances importantes sont mises en jeu, soit par l'augmentation de la résistance de contact liée à sa détérioration à la suite d'un grand nombre d'actionnements. Le contact capacitif permet de supprimer ces problèmes, mais en revanche, il est très difficile de faire fonctionner un commutateur capacitif en deçà d'une dizaine de gigahertz. Nous avons également vu que la cause principale de limitation de la durée de vie de ces commutateurs est liée au phénomène de collage engendré par la charge électrique de la couche diélectrique lorsque l'actionnement s'effectue directement par l'intermédiaire de la ligne RF. Des solutions mécaniques permettant de réduire ce phénomène, voire même de l'éliminer, ont été présentés dans le premier chapitre.

Suite à une étude bibliographique approfondie, notre choix s'est orienté vers une structure de commutateurs parallèles à contact capacitif et à membrane de type pont sur ligne coplanaire. Les simulations mécaniques et électromagnétiques, présentées dans le premier

chapitre, nous ont permis de concevoir des commutateurs fonctionnant sur la bande K (12 - 40 GHz) et présentant des propriétés mécaniques qui devraient permettre à nos commutateurs d'atteindre des durées de vie remarquables.

Le second chapitre de ce mémoire présente les différentes topologies de déphaseurs à commutateurs MEMS RF proposées dans la littérature scientifique. Les principes de fonctionnement des différents types de déphaseurs sont détaillés et nous illustrons nos propos par des exemples concrets de réalisation. Les avantages et les inconvénients de chacune des topologies sont présentés et un état de l'art donné sous forme de tableaux comparatifs vient compléter notre étude. Les déphaseurs à MEMS RF peuvent être classés dans deux catégories : les déphaseurs en transmission et les déphaseurs en réflexion. Les déphaseurs en transmission regroupent les déphaseurs à lignes commutées, les déphaseurs à réseaux commutés, les déphaseurs à ligne chargée et les déphaseurs à ligne distribuée. Les déphaseurs en réflexion compte parmi eux les déphaseurs de type réflexion à réactances conjuguées et les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable.

Du fait des performances présentées par les déphaseurs de type réflexion à lignes à retard variable et de leur parfaite compatibilité avec le procédé technologique que nous avons développé pour la fabrication de commutateurs MEMS RF, ce type de déphaseur a été retenu pour notre étude.

Les différentes topologies de coupleurs -3 dB, nécessaires pour la réalisation de ce type de déphaseur, ont aussi été présentées dans le second chapitre. Les mieux adaptés à notre application semble être le coupleur *branch-line* et le coupleur à recouvrement avec gap d'air. Ce dernier a l'avantage de présenter de bonnes performances et d'être beaucoup plus compact, mais sa conception et sa réalisation sont nettement plus complexes. Aussi, nous avons choisi le coupleur *branch-line* en technologie coplanaire pour la réalisation de notre déphaseur. Deux types de coupleurs ont été conçus pour notre application : un coupleur *branch-line* standard et un coupleur *branch-line* à taille réduite, ce dernier permettant une réduction d'environ 62 % de la surface occupée par le coupleur. La conception de ces coupleurs a été validée par des simulations électromagnétiques 3D sous HFSS. La réalisation du coupleur standard utilise exactement les mêmes étapes que celles du procédé technologique de nos commutateurs MEMS RF. Pour la fabrication du coupleur à taille réduite, seule une étape supplémentaire de dépôt et de gravure d'une couche diélectrique est nécessaire pour la réalisation des condensateurs MIM placés au niveau des jonctions du coupleur.

La conception du déphaseur à la fréquence centrale de 22 GHz a été réalisée à l'aide du simulateur électrique ADS à partir des résultats de simulations électromagnétiques obtenus sur nos commutateurs MEMS RF et sur nos coupleurs. Les résultats obtenus ont été présentés à la fin du second chapitre.

Les travaux menés dans le cadre de ma thèse ont permis d'aboutir, pour la première fois à l'IEMN, à la réalisation de commutateurs MEMS RF. De ce fait, des efforts considérables ont été consacrés au développement d'un nouveau procédé technologique, qui fait l'objet du troisième chapitre de ce mémoire. Ce procédé basse température permettant la co-intégration de nos commutateurs MEMS RF avec des circuits MMIC présentait certains risques et un véritable déficit technologique. Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons les difficultés rencontrées tout au long du développement de ce procédé et les solutions apportées pour lever les verrous technologiques. Nous détaillons ensuite le procédé finalisé et parfaitement reproductible.

Des tests mécaniques ont été réalisés sur nos commutateurs en utilisant un microscope interféromètre permettant de contrôler la planéité de la membrane et sa déformation lors des actionnements. Ces tests ont d'abord révélé la présence d'un gradient de contrainte à l'intérieure de la membrane qui entraîne peu de temps après la libération une courbure de ses électrodes. Ils ont également montré qu'il était extrêmement difficile d'obtenir des résultats de simulation mécaniques fiables sans une parfaite connaissance des propriétés des matériaux employés pour la fabrication des membranes. Ces propriétés, qui dépendent étroitement des conditions de dépôt, n'étaient pas connues au moment où les simulations mécaniques ont été réalisées ; les simulations ont donc été effectuées avec les paramètres proposés par défaut dans le logiciel CoventorWare (module de Young de l'or, pas de contrainte résiduelle dans le matériau...). De ce fait, les résultats obtenus sur le comportement mécanique de nos commutateurs sont très différents de ceux issus des simulations, tant pour la tension d'effondrement, la présence d'une hystérésis dans le cycle d'actionnement, la déformation de la membrane lors de l'actionnement, que pour la courbure des électrodes placées sur les membranes. Par conséquent, pour parvenir à fonctionnement mécanique satisfaisant, un grand nombre de réalisations et de tests ont été nécessaires. Soulignons que des simulations mécaniques fiables auraient pu apporter un gain de temps considérable lors le développement de notre technologie de commutateurs MEMS. Une solution basée sur l'utilisation d'une membrane multicouche utilisant plusieurs matériaux est proposée dans ce manuscrit pour supprimer la courbure des électrodes et éventuellement réduire les tensions d'actionnement qui sont d'environ 60 V sur nos commutateurs.

Les résultats des mesures électromagnétiques réalisées sur nos commutateurs sont aussi présentés dans le dernier chapitre. Les performances obtenues sur des commutateurs à l'état ON avec la ligne coplanaire épaissie par électrolyse sur toute sa longueur sont excellentes, avec des pertes de transmission très faibles ( $< 0,2$  dB). En revanche l'isolation du commutateur à l'état OFF est relativement médiocre à cause du défaut de planéité des lignes causé par la technique d'électrolyse utilisée. Pour résoudre ce problème, nous proposons une autre structure de commutateur dans laquelle la ligne coplanaire n'est pas électrolysée sous la membrane. Dans ce cas, la membrane se pose directement sur la couche d'amorce, parfaitement plane car déposée par évaporation sous vide directement sur le substrat, mais aussi de relativement faible

épaisseur ( $\sim 1000\text{\AA}$ ). La perte de transmission du commutateur à l'état ON, obtenue avec cette structure, est nettement plus importante que celle obtenue avec une ligne coplanaire électrolysée sur toute sa longueur, et représente son principal inconvénient. En revanche, les commutateurs utilisant cette structure offrent des performances électromagnétiques satisfaisantes à l'état OFF, avec une isolation mesurée de l'ordre de 30 dB à la fréquence de résonance. Les mesures ont également montré que les dimensions de nos membranes permettent d'ajuster la fréquence de résonance des commutateurs sur les bandes K (12–40 GHz) et ont permis de valider le modèle électrique de nos commutateurs qui avait été proposé lors de la conception. Toutefois, ces résultats obtenus sur des commutateurs qui restaient collés sur la ligne RF après leur actionnement doivent encore être vérifiés sur des structures de commutateur parfaitement opérationnelles. Ce phénomène de collage qui était dû à un manque de raideur de la membrane a été résolu en augmentant progressivement l'épaisseur de celle-ci. Nos prochains commutateurs seront réalisés avec des lignes non électrolysées sous les membranes pour garantir des bonnes performances électromagnétiques à l'état OFF, et avec des membranes épaisses pour assurer leur fonctionnement mécanique. En outre, pour supprimer le défaut de planéité des lignes électrolysées, nous envisageons de métalliser le substrat par un film de chrome dès la première étape du procédé, et de graver ce film après la libération des structures. Les résultats présentés dans ce chapitre nous permettent d'être relativement optimiste quant à l'évolution des performances de nos futurs commutateurs.

Enfin, nous présentons brièvement en fin de troisième chapitre la réalisation de nos déphaseurs à commutateurs MEMS RF. Leur fabrication étant actuellement en cours, nous n'avons, aujourd'hui, malheureusement pas encore pu faire de tests sur leur fonctionnement. Toutefois, le procédé technologique mis en œuvre étant très proche de celui de nos commutateurs MEMS RF, nous ne devrions pas rencontrer de grosses difficultés durant cette phase de fabrication, et nous espérons pouvoir caractériser nos déphaseurs dans un avenir proche.



## Annexe A

### Pertes d'un commutateur MEMS RF parallèle

A cause de l'impédance non nulle du commutateur dans l'état basse impédance et de son impédance non infinie dans l'état haute impédance, le commutateur n'est pas parfait. Lorsqu'une onde se propage vers la charge via le commutateur, une partie de la puissance de cette onde incidente est réfléchiée sur le commutateur à cause de la désadaptation d'impédance entre la ligne et le commutateur ; cette perte de puissance est appelée perte de réflexion ( $RL$  : Return Loss). L'autre partie de l'onde incidente se propage vers la charge en subissant une atténuation lors de son passage à travers le commutateur ; cette seconde perte de puissance est appelée perte d'insertion ( $IL$  : Insertion Loss) lorsque le commutateur est dans l'état ON, et isolation ( $IS$ ) lorsque le commutateur est dans l'état OFF. Ainsi, les performances d'un commutateur réel peuvent être exprimées en spécifiant sa perte d'insertion, son isolation et sa perte de réflexion. La puissance fournie à la charge à travers le commutateur,  $P_L$ , est définie par :

$$\begin{cases} P_L(\text{dBm}) = P_S(\text{dBm}) - RL_b(\text{dB}) - IS(\text{dB}) & \text{à l'état bas} \\ P_L(\text{dBm}) = P_S(\text{dBm}) - RL_h(\text{dB}) - IL(\text{dB}) & \text{à l'état haut} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

où  $P_S$  est la puissance délivrée par la source,  $IS$  est l'isolation du commutateur,  $IL$  est la perte d'insertion, et  $RL_b$  et  $RL_h$  sont, respectivement, les pertes de réflexion à l'état bas et à l'état haut. Toute ces pertes, exprimées en décibels, ont des valeurs positives.

Ces pertes peuvent être définies à l'aide des paramètres S du commutateur. En effet nous avons :

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{Puissance réfléchiée sur l'entrée du commutateur}}{\text{Puissance incidente sur l'entrée du commutateur}} \quad (\text{A.2})$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{Puissance délivrée à une charge d'impédance } Z_0}{\text{Puissance fournie par une source d'impédance } Z_0} \quad (\text{A.3})$$

où  $|S_{11}|^2$  et  $|S_{21}|^2$  sont, respectivement, le coefficient de réflexion en puissance et le coefficient de transmission en puissance du commutateur.

Nous avons donc :

$$P_L = P_S - P_S |S_{11}|^2 - P_S |S_{21}|^2 = P_S (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (\text{A.4})$$

La perte totale du commutateur est alors définie par :

$$L = \frac{P_L}{P_S} = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (\text{A.5})$$

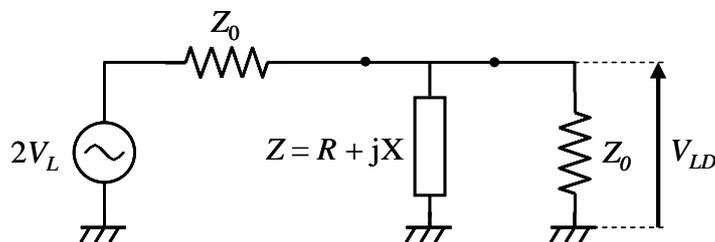
où  $|S_{11}|^2$  correspond à la perte de réflexion du commutateur et  $|S_{21}|^2$  à la perte d'insertion ou à l'isolation, en fonction de l'état du commutateur.

## A.1 – Calcul de la perte d'insertion d'un commutateur

La perte d'insertion ( $IL = \text{Insertion Loss}$ ) est définie par [1] :

$$IL = \frac{\text{Puissance délivrée à la charge par un commutateur idéal à l'état ON}}{\text{Puissance délivrée à la charge par le commutateur réel à l'état ON}} \quad (\text{A.6})$$

Dans le cas du commutateur parallèle, la perte d'insertion peut être calculée à partir du circuit équivalent de la figure A.1.



**Figure A.1** : Circuit équivalent d'un commutateur parallèle sur une ligne de transmission d'impédance  $Z_0$ .

Si  $V_L$  dénote la tension fournie à la charge dans le cas d'un commutateur idéal, alors la perte d'insertion,  $IL$ , est définie par :

$$IL = \left| \frac{V_L}{V_{LD}} \right|^2 \quad (\text{A.7})$$

où  $V_{LD}$  est la tension fournie à la charge par le commutateur réel.

L'analyse du circuit permet d'écrire :

$$V_{LD} = V_L \frac{2ZZ_0}{2ZZ_0 + Z_0} \quad (\text{A.8})$$

où  $Z_0$  et  $Z$  sont, respectivement, les impédances de la ligne de transmission et du commutateur.

En combinant les équations (A.7) et (A.8), nous obtenons :

$$IL = \left| 1 + \frac{Z}{2Z_0} \right|^2 \quad (\text{A.9})$$

Et après développement, nous avons :

$$IL = 1 + \frac{RZ_0 + \frac{Z_0^2}{4}}{R^2 + X^2} \quad (\text{A.10})$$

où  $R$  et  $X$  sont, respectivement, la résistance et la réactance du commutateur.

La perte d'insertion est généralement donnée en décibels, elle s'exprime alors par :

$$IL_{\text{dB}} = 10 \log(IL) \quad (\text{A.11})$$

Notons que comme la puissance fournie à la charge par un commutateur idéal à l'état ON est toujours supérieure à la puissance fournie à la charge par le commutateur réel, la perte d'insertion est toujours supérieure à 1 en valeur linéaire, ce qui se traduit par des valeurs positives en décibels.

Bien que la perte d'insertion s'exprime habituellement en décibels, on peut aussi l'exprimer en Neper.

Rappel :  $1 \text{ Np} = (20 \log e) \text{ dB} = 8,686 \text{ dB}$   
 $1 \text{ dB} = (0,05 \ln 10) \text{ Np} = 0,1151 \text{ Np}$

## A.2 – Calcul de l'isolation d'un commutateur

L'isolation,  $IS$ , est une mesure des performances du commutateur quand il est dans son état OFF. Elle est définie par :

$$IS = \frac{\text{Puissance délivrée à la charge par un commutateur idéal à l'état ON}}{\text{Puissance délivrée à la charge par le commutateur réel à l'état OFF}} \quad (\text{A.12})$$

En remplaçant  $R$  et  $X$  par leurs valeurs correspondantes à l'état OFF, l'équation (A.10) définit l'isolation d'un commutateur parallèle.

L'isolation s'exprime généralement en décibels par :

$$IS_{\text{dB}} = 10 \log(IS) \quad (\text{A.13})$$

Pour la même raison que celle énoncée précédemment, la valeur de l'isolation exprimée en décibels est toujours positive.

## A.3 – Perte de réflexion du commutateur

La présence du pont au-dessus de la ligne de transmission crée une désadaptation d'impédance qui se traduit par une réflexion de l'onde incidente ( $V_i, I_i$ ). Une onde réfléchie ( $V_r, I_r$ ) va donc se propager vers la source, comme le montre la figure A.2. La perte de réflexion est une perte de puissance du signal incident due à la désadaptation du commutateur.

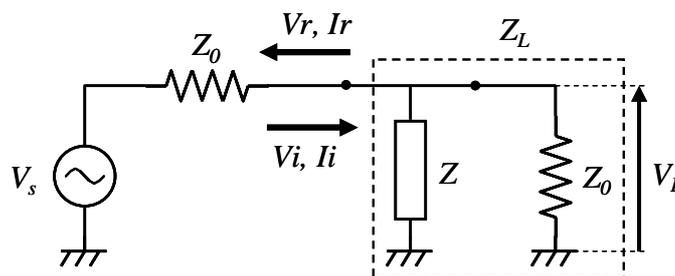


Figure A.2 : Réflexion de l'onde incidente sur le commutateur.

Nous avons vu précédemment que la perte de réflexion correspond au coefficient de réflexion en puissance  $|S_{11}|^2$ , défini par :

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad \text{avec } P_r = V_r I_r \text{ et } P_i = V_i I_i$$

$$|S_{11}|^2 = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right|^2 \quad (\text{A.14})$$

D'après le schéma de la figure A.2, l'expression de  $Z_L$  est donnée par :

$$Z_L = Z // Z_0 = \frac{(R + jX)Z_0}{R + jX + Z_0} \quad (\text{A.15})$$

Après développement, nous obtenons la perte de réflexion du commutateur :

$$RL = \left| \frac{-Z_0}{2(R + jX) + Z_0} \right|^2 \quad (\text{A.16})$$

Avec :

$$RL(\text{dB}) = -10 \log(RL) \quad (\text{A.17})$$

Le signe négatif devant le logarithme permet d'obtenir une perte positive en décibels. En effet, comme  $P_r$  est forcément inférieure à  $P_i$ , le terme  $\log(RL)$  est négatif.

## Bibliographie de l'annexe A

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

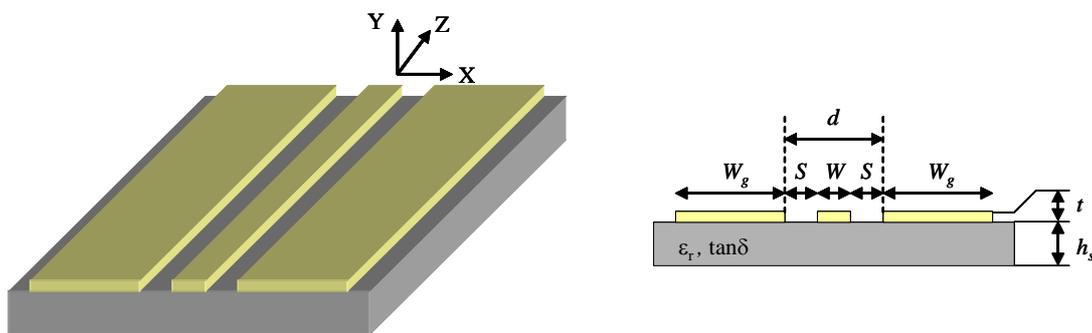


## Annexe B

### La ligne coplanaire

#### B.1 – Structure de la ligne coplanaire

Une ligne coplanaire se compose d'un substrat diélectrique sur lequel sont déposées trois rubans métalliques. La figure B.1 illustre la géométrie d'une telle ligne. Le ruban central transporte le signal hyperfréquence, alors que les deux rubans latéraux constituent les plans de masse.



**Figure B.1 :** Géométrie de la ligne coplanaire et son plan de section droite.

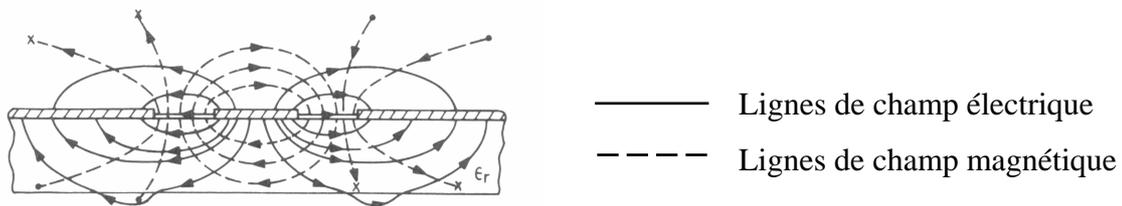
Par définition, un mode TEM ne peut exister qu'en présence d'au moins deux conducteurs métalliques disjoints baignant dans un milieu homogène. C'est un mode de propagation non dispersif et sans fréquence de coupure. La ligne coplanaire étant une ligne de propagation ouverte, les champs électromagnétiques se propagent à la fois dans le substrat et dans l'air (cf. Figure B.2). Il y a donc apparition de composantes longitudinales  $E_z$  et  $H_z$  non nulles. Cependant, leurs amplitudes restent relativement faibles et on parle alors de mode quasi-TEM. Dans ces conditions, la théorie de lignes de transmission TEM peut s'appliquer aux lignes coplanaires.

## B.2 – Les différents modes de propagation de la ligne coplanaire

La ligne coplanaire idéale possède des plans de masse semi-infinis déposés à la surface d'un substrat diélectrique d'épaisseur infini. De par sa géométrie et sa symétrie, elle supporte alors deux modes de propagation fondamentaux sans fréquence de coupure :

- ✓ un mode impair quasi-TEM, encore appelé mode coplanaire
- ✓ un mode pair quasi-TE, également appelé mode fente

La figure B.2 donne une représentation schématique des champs électromagnétiques correspondant au mode impair (ou mode coplanaire) qui est le mode de propagation souhaité sur la ligne [1]. Dans cette configuration, le signal RF se propage dans le conducteur central et les plans de masse sont alors équipotentiels. Le mode pair, quant à lui, peut être excité par la présence d'une discontinuité sur la ligne, telle qu'une jonction. Il se traduit par la présence de potentiels opposés sur les plans de masse et d'un potentiel nul sur le conducteur central. Dans la pratique, le placement de pont à air au niveau des discontinuités permet de filtrer ce mode fortement dispersif.



**Figure B.2 :** Représentation schématique des lignes de champs électrique et magnétique du mode coplanaire

En pratique, le substrat et les plans de masse ont nécessairement des dimensions finies. La ligne coplanaire s'apparente alors à trois lignes couplées déposées sur un substrat diélectrique qui est généralement en contact avec une surface métallique, soit par une mise en boîtier du circuit, soit par une métallisation volontaire de sa face arrière. Dans une telle structure, plusieurs modes parasites peuvent être excités ; leur interaction avec le mode coplanaire entraîne alors une dispersion fréquentielle de l'onde propagée. De plus, cette interaction contribue également à une augmentation des pertes de propagation par effet de rayonnement.

Les différents modes susceptibles de se propager sur une ligne coplanaire dépendent :

- ✓ de l'épaisseur du substrat  $h_s$  et de sa permittivité  $\varepsilon_r$
- ✓ des dimensions transversales de la ligne coplanaire ( $S$ ,  $W$  et  $W_g$ )
- ✓ de la fréquence de l'onde

La propagation des modes parasites peut être limitée en prenant quelques précautions lors du dimensionnement géométrique des lignes coplanaires [2].

### B.3 – Dimensionnement de la ligne coplanaire

La présence d'un plan de masse en face arrière peut entraîner la propagation d'ondes de volume (modes TE, TM et modes à plaques parallèles). Ces modes indésirables peuvent être minimisés en appliquant les deux critères suivants :

$$h_s < 0,12\lambda_d \quad (\text{B.1})$$

et,

$$d \leq \frac{\lambda_d}{20} \quad (\text{B.2})$$

avec

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{B.3})$$

où  $\lambda_d$  est la longueur d'onde dans le diélectrique,  $f$  est la fréquence de l'onde et  $c$  est la vitesse de la lumière.

Le plan de masse en face arrière risque également d'entraîner la propagation d'un mode microruban. Toutefois, en respectant les conditions suivantes, l'excitation de ce mode peut être évitée :

$$d \ll h_s \quad (\text{B.4})$$

$$d \ll W_g \quad (\text{B.5})$$

Nos commutateurs MEMS RF ont été réalisés sur des substrats AsGa, présentant une épaisseur de 400  $\mu\text{m}$  et une permittivité relative de 12,9. Avec ce type de substrat, le critère (B.1) est respecté jusqu'à 25 GHz.

Un paramètre important pour la conception de la ligne est la distance intermasse, notée  $d$  ( $d = W + 2S$ ), qui doit rester relativement faible devant  $\lambda_d$  afin d'éviter la propagation de modes parasites. D'après les équations (B.2) et (B.3), cette distance doit respecter la relation :

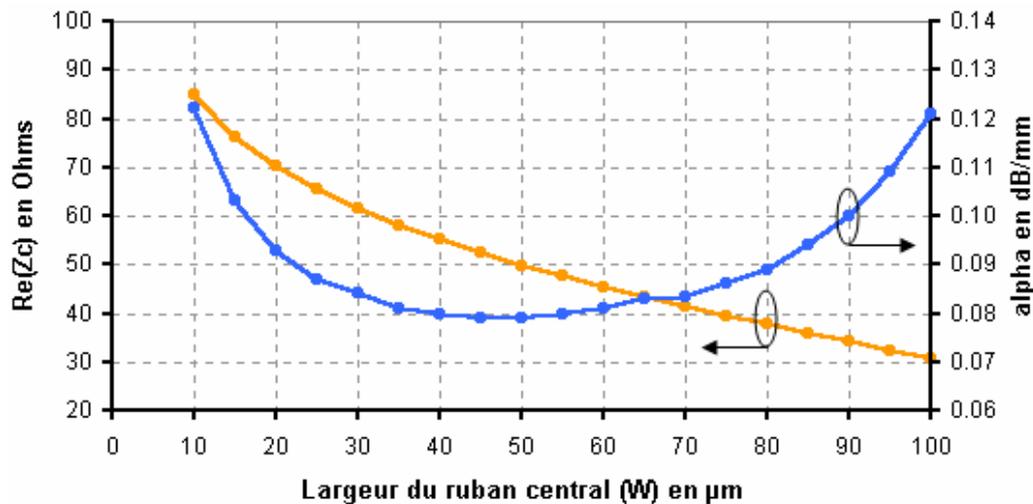
$$d \leq \frac{c}{20 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B.6})$$

Pour obtenir un comportement quasi-TEM de la ligne coplanaire jusqu'aux fréquences de la bande K (26 GHz), la distance intermasse maximale est donc d'environ 160  $\mu\text{m}$ .

Un second critère influence le choix de la valeur de  $d$ . En effet, les pertes de propagation sont inversement proportionnelles à la distance  $d$ . Il est donc judicieux de choisir  $d$  proche de sa valeur maximale [2].

Nous avons également pris en compte un troisième critère lors du choix de la distance  $d$ . Il s'agit de la longueur minimale des membranes de nos commutateurs MEMS qui dépend, elle aussi, de la distance intermasse. Pour éviter le phénomène de *stiction* qui est lié à la constante de raideur de la membrane, nous avons réalisé des membranes de différentes longueurs. Or, comme notre structure utilise des électrodes de commande excentrées dans les plans de masse, la longueur minimale de la membrane est en partie fixée par la taille des actionneurs. Nous avons donc intérêt à choisir une distance intermasse pas trop importante pour garder une certaine souplesse dans le dimensionnement de nos membranes.

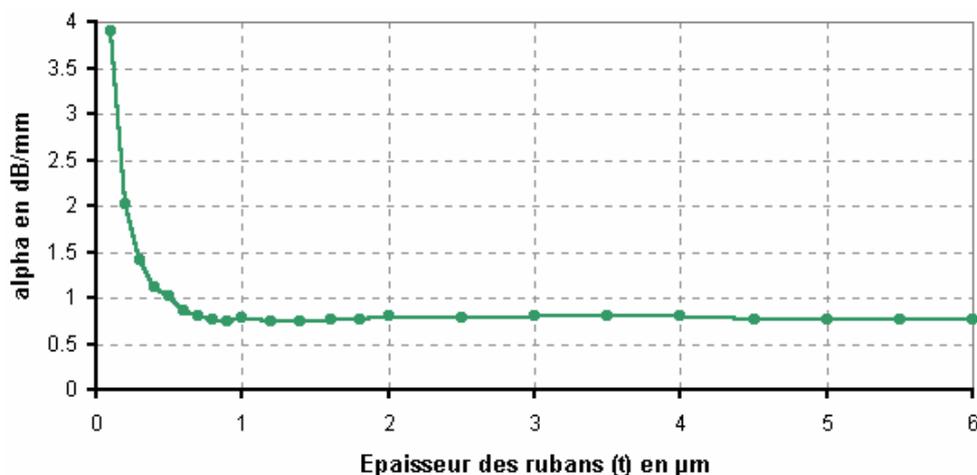
La distance intermasse,  $d$ , a finalement été fixée sensiblement égale à 130  $\mu\text{m}$  pour respecter ces trois critères. Nous avons ensuite utilisé l'option d'analyse du logiciel LineCalc d'Agilent Technologie qui permet de déterminer, à partir des données physiques d'une ligne de transmission, ses propriétés électriques. Les résultats obtenus sont donnés sur le graphe de la figure B.3, sur lequel nous avons tracé la partie réelle de l'impédance caractéristique et le coefficient d'atténuation de la ligne pour différentes largeurs du ruban central, la distance intermasse étant fixée à 129  $\mu\text{m}$ . Pour cette étude nous avons considéré des rubans en or (conductivité électrique de  $4,5 \cdot 10^7$  S/m) d'une épaisseur de 3  $\mu\text{m}$  et une fréquence de 20 GHz.



**Figure B.3 :** Evolution de la partie réelle de l'impédance caractéristique,  $Z_c$ , et de l'atténuation,  $\alpha$ , en fonction de la largeur du ruban central de la ligne coplanaire pour une distance intermasse de 129  $\mu\text{m}$ .

Nous pouvons constater sur ce graphique que le coefficient d'atténuation de l'onde est minimal lorsque la largeur du ruban central est comprise entre 40–60  $\mu\text{m}$ , et que l'impédance caractéristique de la ligne est proche de 50  $\Omega$  pour une largeur d'environ 50  $\mu\text{m}$ . Compte tenu de ces résultats, nous avons fixé la largeur du ruban central ( $W$ ) à 49  $\mu\text{m}$ , ce qui implique un espacement entre ruban central et plans de masse ( $S$ ) de 40  $\mu\text{m}$ .

La dernière étape dans le dimensionnement de la ligne coplanaire concerne l'épaisseur de métallisation des rubans. En reprenant les dimensions fixées précédemment, le coefficient d'atténuation de l'onde a été calculé en fonction de l'épaisseur des rubans. Les résultats obtenus pour une fréquence de 20 GHz sont présentés sur la figure B.4.



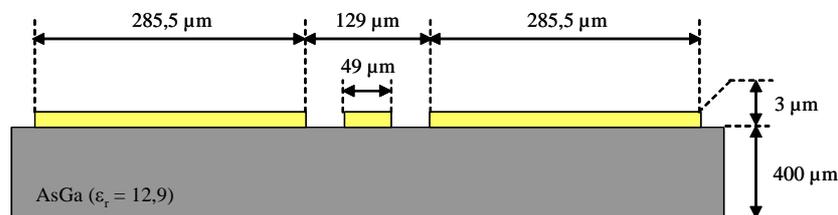
**Figure B.4 :** Influence de l'épaisseur des rubans sur le coefficient d'atténuation,  $\alpha$ .

On constate que les pertes évoluent en  $1/t$  tant que l'épaisseur de métallisation reste inférieure à approximativement trois fois l'épaisseur de peau,  $\delta$ , définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot f}} \quad (\text{B.7})$$

où  $\sigma$  représente la conductivité électrique du métal,  $\mu_0$  la perméabilité du vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m) et  $f$  la fréquence de l'onde. A 20 GHz, l'épaisseur de peau est donc d'environ  $0,5 \mu\text{m}$ . Pour les épaisseurs supérieures à environ  $3\delta$ , l'atténuation de l'onde devient quasiment indépendante de l'épaisseur des rubans. Ainsi, pour éviter les pertes liées à une épaisseur métallique trop faible, nous avons choisi une épaisseur des rubans de  $3 \mu\text{m}$ .

Enfin, la largeur des plans de masse, qui doit être grande devant la distance intermasse pour éviter la propagation du mode microruban, a été fixée à  $285,5 \mu\text{m}$  pour obtenir une largeur totale de la ligne égale à  $700 \mu\text{m}$ . La topologie finale de la ligne coplanaire est schématisée sur la figure B.5.



**Figure B.5** : Topologie de la ligne coplanaire pour une application en bande K.

## Bibliographie de l'annexe B

- [1] K. C. Gupta, Garg, Ramesh, and Bahl, "*Microstrip lines and slotlines*", Artech House Inc., Dedham, Massachusetts, USA, 1979.
- [2] S. Boret, "*Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz*", Thèse, IEMN – Université de Sciences et Technologies de Lille, France, 30 Sept. 1999.

## ***Conception et réalisation technologique de commutateurs micro-électromécaniques en bande K pour antennes à réseaux déphasés***

---

Le nombre croissant des utilisateurs de systèmes de communications sans fil et l'introduction de services hauts débits, tels que les services multimédia ou l'accès rapide à Internet, vont entraîner une forte augmentation du trafic à l'échelle mondiale. L'utilisation d'antennes intelligentes se présente actuellement comme l'une des techniques les plus prometteuses pour l'accroissement de la capacité des systèmes de télécommunication. L'agilité de faisceau, qui constitue la principale caractéristique de ces antennes, nécessite des déphaseurs qui, jusqu'à présent, étaient essentiellement réalisés à l'aide de composants semiconducteurs. Aujourd'hui, les déphaseurs peuvent tirer profit de la technologie des microsystèmes électromécaniques (MEMS) qui permet la réalisation de commutateurs présentant d'excellentes performances RF jusqu'aux fréquences millimétriques, et dont la très faible consommation d'énergie revêt une importance capitale pour les systèmes de communications mobiles du futur.

**Mots clés** : MEMS RF, Microsystèmes, Micro-commutateurs, Technologie MEMS, Actionnement électrostatique, Coupleurs *branch-line*, Déphaseurs à MEMS RF, Antennes intelligentes, Antennes à réseaux déphasés

## ***Design and technological realization of microelectromechanical switches in K band for phased array antennas***

---

The growth of wireless communication system users and the introduction of bandwidth-hungry applications, such as the multi-media services or fast Internet access, will lead to strong increase in worldwide traffic. Presently, one of the most promising techniques for increasing the capacity in telecommunications systems consists in using smart antennas. The beam agility, which constitutes the main characteristic of these antennas, requires the design of phase-shifters which were mainly produced using semiconductor components until now. Today, the phase-shifters can benefit from the technology of the microelectromechanical systems (MEMS) which allows the realization of switches exhibiting excellent RF performances up to the millimetre-wave range, while offering very low power consumption capability which of main importance for the next generation mobile communication systems.

**Key words** : RF MEMS, Microsystems, Micro-switches, MEMS Technology, Electrostatic actuation, *Branch-line* couplers, RF MEMS phase shifters, Smart antennas, Phased array antennas.

IEMN – Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie Département Hyperfréquences et Semiconducteurs Cité Scientifique – Avenue Poincaré, BP 69, 59652 Villeneuve d'Ascq Cedex – FRANCE
---