

N° d'ordre : 3825

THÈSE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

En vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ

Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Par

Alexandre BOË

— Ingénieur POLYTECH'LILLE —



CONCEPTION ET RÉALISATION DE COMMUTATEURS MEMS MILLIMÉTRIQUES POUR ANTENNES INTELLIGENTES

Soutenue le 10 juillet 2006 devant la commission d'examen :

M. A. CAPPY	<i>Professeur, Université de Lille1</i>	Président
M. P.-A. ROLLAND	<i>Professeur, Université de Lille1</i>	Directeur de thèse
M ^{me} N. ROLLAND	<i>Maître de Conférence, Université de Lille1</i>	Co-directrice de thèse
M. R. PLANA	<i>Professeur, Université de Toulouse</i>	Rapporteur
M. R. SORRENTINO	<i>Professeur, Université de Perugia</i>	Rapporteur
M. L. BUCHAILLOT	<i>Chargé de Recherche, IEMN</i>	Examinateur
M. M. HIMDI	<i>Professeur, Université de Rennes1</i>	Examinateur
M ^{me} C. ZANCHI	<i>Ingénieur de Recherche, CNES</i>	Examinatrice



Peinture murale (Ducs de Bourgogne et histoire de Lydéric) - mairie de Lille

« Aux alentours de l'an de grâce 620, le prince de **Dijon**, Salvaert, se rend au Royaume d'Angleterre accompagné de sa femme, Ermengaert, enceinte. Lors de leur trajet dans les **Flandres**, ils tombent dans une embuscade tendue par le seigneur local, le géant Phinaert. Phinaert fait assassiner le prince et ses hommes. Ermengaert s'enfuit et trouve refuge auprès d'un ermite dans la forêt, où elle accouche d'un fils qu'elle confie à l'ermite. L'ermite nourrit l'enfant au lait de biche et l'élève. Il le baptisera de son propre nom : Lydéric. Après avoir appris la vérité et être devenu adulte, Lydéric retrouve la trace de Phinaert à la cour du roi Dagobert I^{er} à Soissons. Au terme d'un duel judiciaire, Lydéric passe le géant Phinaert au fil de son épée et venge ainsi ses parents. Les terres de Phinaert échoient à Lydéric sur lesquelles il fonde la cité de **Lille** en 640. »

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (I.E.M.N.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (D.H.S), dans le groupe Circuits-Systèmes Applications des Microondes (C.S.A.M.). J'exprime ma gratitude à M. A. Cappy — directeur de l'IEMN — et à M. P.-A. Rolland — responsable du groupe CSAM.

Ce travail a été soutenu par le Centre National de la Recherche Scientifique (C.N.R.S.), la région Nord-Pas de Calais, l'Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée (I.R.C.I.C.A.) et le Réseau d'excellence Advanced MEMS for RF and Millimeter Wave Communication (NoE A.M.I.C.O.M.).

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers M. P.-A. Rolland et M^{me} N. Rolland qui ont assuré la direction et le suivi de ma thèse. Leurs compétences scientifiques et leur grande disponibilité m'ont permis de mener ce travail dans d'excellentes conditions.

J'exprime ma gratitude à l'ensemble du jury qui a bien voulu juger ce travail. Je remercie M. A. Cappy, président de ce jury ainsi que MM. R. Plana et R. Sorrentino qui m'ont fait l'honneur d'évaluer et de corriger ce manuscrit. Je remercie aussi M^{me} C. Zanchi et M. M. Himdi d'avoir accepté de juger mon travail.

Cette étude a été menée en collaboration avec le groupe Microsystèmes Silicium de l'IEMN, dirigé par M. L. Buchailot. Je lui adresse mes remerciements pour toute l'aide qu'il m'a apportée, essentiellement pour les nombreux problèmes de mécanique. Je voudrais également le remercier pour sa participation dans le jury en tant qu'examinateur.

Une partie de cette thèse a été réalisée à l'Institute for Industrial Science de l'Université de Tokyo au Japon sous la direction de M. H. Toshiyoshi. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude ainsi que M. D. Collard qui a permis ce fantastique voyage d'étude.

Ce travail n'aurait pas été possible sans le remarquable travail du personnel des salles blanches de l'IEMN et notamment de M^{me} C. Legrand qui a réalisé de très nombreux dépôts pour faire avancer mon travail.

Je remercie très chaleureusement le personnel et les étudiants — en particulier ceux de la salle de calcul 226 — du groupe CSAM pour la bonne humeur qu'ils cultivent (avec barbecues, raclettes et autres gâteaux...) et la sympathie qu'ils m'ont témoignée durant ces presque quatre années. J'accorde une attention particulière à Michel Fryziel pour sa collaboration dans cette étude et son soutien dans les moments les plus difficiles (dédicace spéciale) et à Loïc Le Garrec pour son aide sur les commutateurs parallèles.

Je n'oublie pas mes amis — Beaujolais, Fred, Laura, Pack, Root, Sandra, Soon's — qui grâce à leur présence et leurs moqueries sur ma situation m'ont permis de toujours garder le moral, aimer mon travail et ainsi rester un an de plus à l'IEMN. Je n'oublie pas non plus Patrick (F6CRK) qui m'a fait découvrir et aimer l'électronique et plus particulièrement la « radio ».

Je tiens aussi à remercier Armelle et Claude Maton pour leurs corrections et dans le désordre, Cécile, Julien (pour le tartinage) et Roman.

Enfin ces remerciements sont l'occasion de dire à ma famille — Catherine et Jacques mes parents, Javotte, Émeline, Jérôme et Corentin (mes sœurs et frère) et Gwénaëlle — que je l'aime et que c'est en partie grâce à elle que j'ai pu faire tout ce travail.

Table des matières

Introduction Générale	11
Bibliographie de l'introduction	15
1 Les micro-commutateurs MEMS RF	16
1.1 Introduction — bref historique	17
1.2 Les configurations électriques des commutateurs MEMS	18
1.3 Les types de commutateurs MEMS	19
1.3.1 Le <i>cantilever</i>	20
1.3.2 Le pont	22
1.3.3 Résumé	25
1.4 Les contacts utilisés	25
1.4.1 Le contact ohmique	25
1.4.2 Le contact capacitif	26
1.5 Les différents types d'actionnement	28
1.5.1 Actionnement magnétostrictif	28
1.5.2 Actionnement électromagnétique	29
1.5.3 Actionnement piézoélectrique	29
1.5.4 Actionnement thermique	30
1.5.5 Actionnement électrostatique	32
1.6 Les limitations des commutateurs MEMS	33
1.6.1 Problèmes mécaniques	33
1.6.2 Problèmes d'encapsulation, contamination	34
1.6.3 Problèmes des contacts ohmiques	34
1.6.4 Problèmes de diélectrique	35
1.6.4.1 Claquage et auto-actionnement	35
1.6.4.2 Chargement du diélectrique — collage (<i>stiction</i>)	36
1.7 Conclusion	38
Bibliographie du chapitre 1	40
2 Conception et réalisation du commutateur MEMS série	44

2.1	Introduction	45
2.2	Simulations mécaniques	46
2.2.1	Simulations sous Coventorware	46
2.2.2	Limitations et motifs de test	49
2.2.2.1	Bref rappel sur les contraintes dans un film mince	49
2.2.2.2	Contraintes résiduelles	50
2.2.2.3	Motifs de test <i>in situ</i>	50
2.3	Simulations électromagnétiques	53
2.3.1	Lignes coplanaires	53
2.3.2	Commutateurs MEMS	54
2.3.3	Schéma équivalent du commutateur MEMS à membrane diélectrique	55
2.3.4	Motifs de test choisis pour la mise au point du procédé technologique	56
2.4	Réalisation	57
2.4.1	Résumé du procédé de réalisation des commutateurs MEMS à membrane diélectrique	58
2.4.2	Premières étapes : réalisation de la ligne RF, des plans de masse et des piliers	58
2.4.2.1	Étape n°1 : couche d'amorce	59
2.4.2.2	Étape n°2 : nitrure de silicium pour le contact capacitif	61
2.4.2.3	Étape n°3 : électrolyse de la ligne RF, masses et piliers	62
2.4.3	Étape n°4 : dépôt de la membrane	65
2.4.3.1	Couche d'accrochage	65
2.4.3.2	Contraintes résiduelles du nitrure de silicium	66
2.4.3.3	Gradient de contrainte	68
2.4.4	Étape n°5 : formation de la membrane	70
2.4.4.1	Masque métallique — premier procédé	70
2.4.4.2	Masque en résine optique — deuxième procédé	71
2.4.5	Étape n°6 : attaque de la couche d'amorce	74
2.4.6	Étape n°7 : libération de la membrane	76
2.5	Test des commutateurs	77
2.5.1	Tests mécaniques	77
2.5.1.1	Planéité de la membrane	77
2.5.1.2	Module de Young et contraintes résiduelles (membranes)	78
2.5.1.3	Gradients de contraintes et contraintes résiduelles (<i>cantilever</i>)	79
2.5.1.4	Tension d'actionnement	80
2.5.2	Tests hyperfréquences	80
2.5.2.1	Lignes coplanaires	80

2.5.2.2	Commutateurs	81
2.6	Conclusion	84
	Bibliographie du chapitre 2	86
3	Conception et réalisation de l'antenne quasi-Yagi	87
3.1	Le canal de propagation	87
3.2	Les antennes plaquées	88
3.2.1	Les dipôles et consorts	89
3.2.2	Les antennes pastilles (<i>patch antennas</i>)	91
3.2.3	Les antennes fentes (<i>slot antennas</i>)	93
3.2.4	Les antennes nœuds papillons (<i>bow-tie antennas</i>)	94
3.2.5	Les antennes à onde de fuite (<i>leaky-wave antennas</i>)	95
3.2.6	Les antennes à fente progressive (<i>Tapered Slot Antennas</i>)	96
3.2.7	Quelques « améliorations » possibles	97
3.2.7.1	Utilisation de fractale	97
3.2.7.2	Dispositif à bande interdite	98
3.2.7.3	Utilisation de lentille	98
3.2.8	Résumé des caractéristiques des antennes imprimées	99
3.3	Propriétés de l'antenne Yagi-Uda plaquée ou quasi-Yagi	100
3.4	Conception de l'antenne quasi-Yagi	103
3.4.1	Antenne quasi-Yagi	103
3.4.1.1	Génération des ondes de surface	103
3.4.1.2	Transformateur d'alimentation	106
3.4.1.3	Conception et optimisation des dimensions de l'antenne	107
3.4.2	Motifs de test des antennes quasi-Yagi	111
3.5	Réalisation de l'antenne	111
3.6	Caractérisation hyperfréquence de l'antenne	112
3.6.1	Mesures hyperfréquences sous pointes	112
3.6.1.1	Difficultés de mesure — Rétrosimulations	113
3.6.1.2	Apport des mesures sous pointes	114
3.6.2	Antenne avec connectique coaxiale « V »	115
3.6.2.1	Adaptation de l'antenne	116
3.6.2.2	Diagramme de rayonnement	117
3.7	Conclusion	119
	Bibliographie du chapitre 3	120
4	Conception de l'antenne intelligente	124
4.1	Introduction	125
4.2	Commutateur deux voies	125

4.3	Commutateurs trois et six voies	126
4.4	Amélioration des commutateurs deux et trois voies : micro-commutateur MEMS parallèle	128
4.4.1	Principe des commutateurs parallèles — procédé de fabrication . .	128
4.4.2	Performances électromagnétiques du commutateur parallèle	130
4.4.3	Commutateurs deux et trois voies avec micro-commutateurs paral- lèles	131
4.5	Encapsulation des commutateurs	132
4.5.1	Choix du matériau du boîtier	133
4.5.2	Choix de la méthode d'assemblage	134
4.5.2.1	Collage par fusion	134
4.5.2.2	Collage anodique	134
4.5.2.3	Collage avec métal eutectique	134
4.5.2.4	Collage par laser	135
4.5.2.5	Collage avec couche intermédiaire polymère	136
4.5.3	Conception et réalisation de l'encapsulation	136
4.5.3.1	Choix du polymère utilisé	136
4.5.3.2	Conception du capot	137
4.5.3.3	Réalisation du capot	140
4.5.3.4	Collage du capot	143
4.6	Conclusion	145
	Bibliographie du chapitre 4	147

Conclusion Générale

Introduction générale

Généralités

Depuis quelques années, nous assistons à un réel engouement pour les réseaux de télécommunication. Cet engouement a amené la création de nouveaux réseaux permettant de relier différents « objets ».

Ainsi, l'apparition du GSM (*Global System for Mobile Communications* ou historiquement Groupe Spécial Mobile) en 1982 a permis la mise en réseau d'appareils de téléphonie mobile. Les différents utilisateurs se partagent une ressource fréquentielle en temps partagé et peuvent communiquer avec d'autres mobiles et/ou postes fixes en se connectant à une station de base. Cette station de base est elle même connectée à des réseaux filaires traditionnels. Le positionnement des stations de base est optimisé pour limiter tant les interférences entre stations que les zones non-couvertes (sans possibilité de se connecter à une station de base). Cette architecture centralisée permet une grande simplicité d'utilisation puisque l'utilisateur n'a pas à se soucier ni de sa position ni de celle de son correspondant. Elle est de plus idéale pour des communications de type « voix » (ne nécessitant que peu de ressources en terme de bande passante) et pour des distances importantes entre les utilisateurs. En effet, les macro-cellules définies par la portée maximale d'une station de base ont couramment une taille variant entre 1 et 30 km. Donc, deux utilisateurs proches devant communiquer entre eux avec un réseau de type GSM devront nécessairement passer *via* la station de base. Ceci conduit à un gaspillage de puissance avec, de plus, un débit limité à quelques centaines de kbit.s^{-1} .

Pour permettre la construction de petits réseaux locaux s'affranchissant de ce partage de ressources nuisible au débit, de nouvelles normes ont été développées. Nous pouvons citer les normes Bluetooth ou Wi-Fi qui permettent de mettre en relation deux utilisateurs. La communication peut se faire à très haut débit (jusque plusieurs dizaines de Mbit.s^{-1}) mais les possibilités d'interconnexion sont limitées.

Pour essayer de s'affranchir des défauts de ces deux types de réseau, il est possible de « mélanger » un réseau *ad hoc* et un réseau traditionnel. Il est ainsi possible, dans des situations d'urgence (catastrophe naturelle), de transmettre des données avec des téléphones portables même avec un faible taux de stations de base accessibles [1].

Le projet COM (Communications haut débit entre Objets Mobiles)

L'émergence des nouveaux services multimédia interactifs pour les radiocommunications et la convergence des domaines d'applications (internet rapide, vidéo, données) conduisent les concepteurs des systèmes de radiocommunication à viser des débits de

transmission de plus en plus élevés, tout en garantissant une qualité de service performante et une capacité importante vis-à-vis de l'hétérogénéité des services et l'interopérabilité des réseaux d'accès. La convergence des terminaux fixes-mobiles est également un élément fondamental pour la définition des systèmes. Le bureau européen des fréquences (ERO, *European Radiocommunications Office*) a identifié la bande 59-62 GHz pour le raccordement hertzien intra-bâtiment dans le cadre des réseaux locaux sans fil. La largeur de bande allouée permet d'envisager des débits de transmission supérieurs à 150 Mbit.s⁻¹. Le projet COM s'inscrit dans cette thématique et a pour but de développer de tels réseaux dans le cadre de l'IRCICA (Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée). Il est développé en étroite collaboration avec le LIFL (Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille). Le projet COM propose de prendre en considération l'ensemble de ces contraintes pour

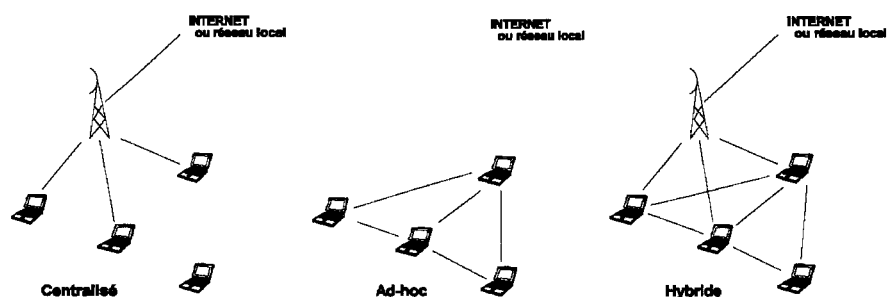


FIG. 1 – Évolution des réseaux, le projet COM s'intéresse plus particulièrement aux réseaux *ad hoc*

définir et spécifier un réseau domestique sans fil multimédia offrant un débit supérieur à 155 Mbit.s⁻¹ par utilisateur et doit donc réaliser un compromis complexité-performance-coût. Il couvre un très vaste champ d'application :

- La caractérisation du canal radio 60 GHz intrabâtiment. Pour cela, un sondeur de canal en intégration monolithique a été développé. Ce sondeur est large bande et a une résolution temporelle de 1 ns. Des campagnes de mesures systématiques ont permis l'établissement d'un premier modèle statistique du canal radio 60 GHz en milieu confiné [2].
- Le développement de protocoles permettant le contrôle de topologie et la découverte de routes pour minimiser la consommation énergétique [3].
- La mise au point de logiciels de communication et intergiciels permettant le déploiement d'applications réparties sur plusieurs objets.
- La définition des schémas de modulation et techniques d'accès multiples avec prise en compte des imperfections du système (bruit de phase des sources et non linéarités de la chaîne d'émission en particulier).
- L'établissement d'un bilan de liaison, compte tenu des caractéristiques du canal radio incluant les antennes, la bande passante nécessaire pour assurer les débits et les accès multiples, ainsi que la gestion de puissance pour minimiser la consommation énergétique.
- La conception de circuits MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) génériques et des réseaux d'antennes planaires, techniques de report et d'interconnexion, assemblage et test.

À ces différents points, viennent s'ajouter la possibilité de localiser des objets par interférométrie microonde à corrélation [4] et de télé-alimenter les objets les plus simples.

L'obtention de hauts débits est limitée en milieu confiné par les phénomènes d'interférence entre symboles (IES) liés aux trajets multiples. Pour des techniques monoporteuses, le débit numérique est, de plus, fortement pénalisé par le bruit de phase des sources stables programmables. Ainsi, les modulations vectorielles à haute efficacité spectrale telles que les modulations QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ne sont pas envisageables dans cette application. Pour palier ce problème et celui de l'IES, un multiplexage en fréquence de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ou DMT (*Discrete Multi-Tone*) pourrait être envisagé. Malheureusement, cette technique est très vulnérable aux non linéarités de la chaîne d'émission. Par ailleurs, ces techniques de modulations vectorielles et de multiplexage en fréquence nécessitent des sources stables programmables à haute pureté spectrales qui sont complexes, encombrantes et gourmandes en énergie. Enfin, à 60 GHz, le canal comporte localement de nombreux évanouissements à petite échelle et la puissance disponible est limitée (pour des raisons de sécurité de l'utilisateur et de disponibilité de filières technologiques), ce qui ne permet pas d'utiliser des modulations complexes.

La technique d'accès multiples peut être une limitation forte pour des liaisons haut débit entre objets. En effet, les accès multiples à répartition en fréquence (allocation statique ou dynamique) nécessitent l'utilisation de sources stables programmables à faible temps d'établissement, ce qui n'est pas envisageable. Les techniques d'accès multiples par code (CDMA, *Code division Multiple Access*) limitent fortement le débit utile. Pour augmenter ces débits, il est nécessaire d'utiliser une répartition multi-porteuses (MC-CDMA, *Multi Carrier CDMA*) mais cette technique est relativement lourde à mettre en œuvre. De plus, les techniques d'accès à répartition temporelle nécessitent des logiciels de communication plus complexes.

Comme nous disposons d'une bande de 3 GHz autour de 60 GHz, nous nous sommes tournés vers des techniques non cohérentes qui sont plus simples à mettre en œuvre. La solution retenue est une technique ULB (Ultra Large Bande) transposée à 60 GHz [5]. Le signal ULB est généré en bande de base puis converti dans la bande 59-62 GHz. Pour conserver une grande simplicité, tant à l'émission qu'à la réception, la modulation se fait par PPM (*Pulse Position Modulation*), *i.e.* les données sont codées par leur position temporelle par rapport à une référence. L'accès multiple se fait par TH (*Time Hopping*) : chaque utilisateur se voit attribuer un temps qui lui est propre et pendant lequel il peut émettre des données. Cet accès multiple permet de conserver la simplicité de l'architecture choisie. La figure 2 présente les schémas de principe des émetteur et récepteur proposés pour réaliser le système de communication ; nous pouvons remarquer la simplicité du synoptique retenu. L'utilisation d'antennes à faisceaux fixes ne permet pas d'assurer une couverture radio globale en milieu confiné et en environnement dynamique et ne répond pas aux problèmes posés par les objets mobiles communicants. Des antennes intelligentes à commutation ou balayage de faisceaux se sont donc avérées indispensables pour cette application. Pour conserver les avantages introduits par les antennes « intelligentes », l'alimentation de l'antenne devra être très faible perte et large bande. C'est pour cela que nous avons orienté nos travaux vers les micro-commutateurs en technologie MEMS (*MicroElectroMechanical System* ou micro-système électromécanique) qui permettent d'atteindre de très faibles pertes. Une étude bibliographique a montré que les

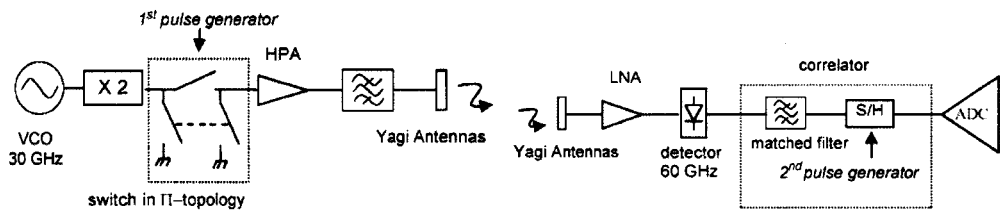


FIG. 2 – Schémas de l'émetteur et du récepteur ULB transposé

antennes à balayage de faisceaux sont réalisées à l'aide de réseaux d'antennes. L'alimentation de ces antennes amènent des pertes supplémentaires (réseau déphasé ou alimenté par une matrice de Butler par exemple) et qui compliquent (en terme d'architecture, de commande. . .) la réalisation de l'antenne. Nous avons donc décidé de réaliser une antenne à faisceaux commutés.

Le premier chapitre présente une étude bibliographique des commutateurs MEMS. Notre étude aborde les différentes configurations d'un micro-commutateur tant électriques que mécaniques ainsi que les différents types d'actionnement possibles. Cette étude permettra ainsi d'effectuer un choix de topologie pour réaliser l'alimentation des antennes. Pour finir, une rapide étude des principales limitations des MEMS permettra de prendre en compte, dès le début de la conception, les problèmes de collage et d'encapsulation.

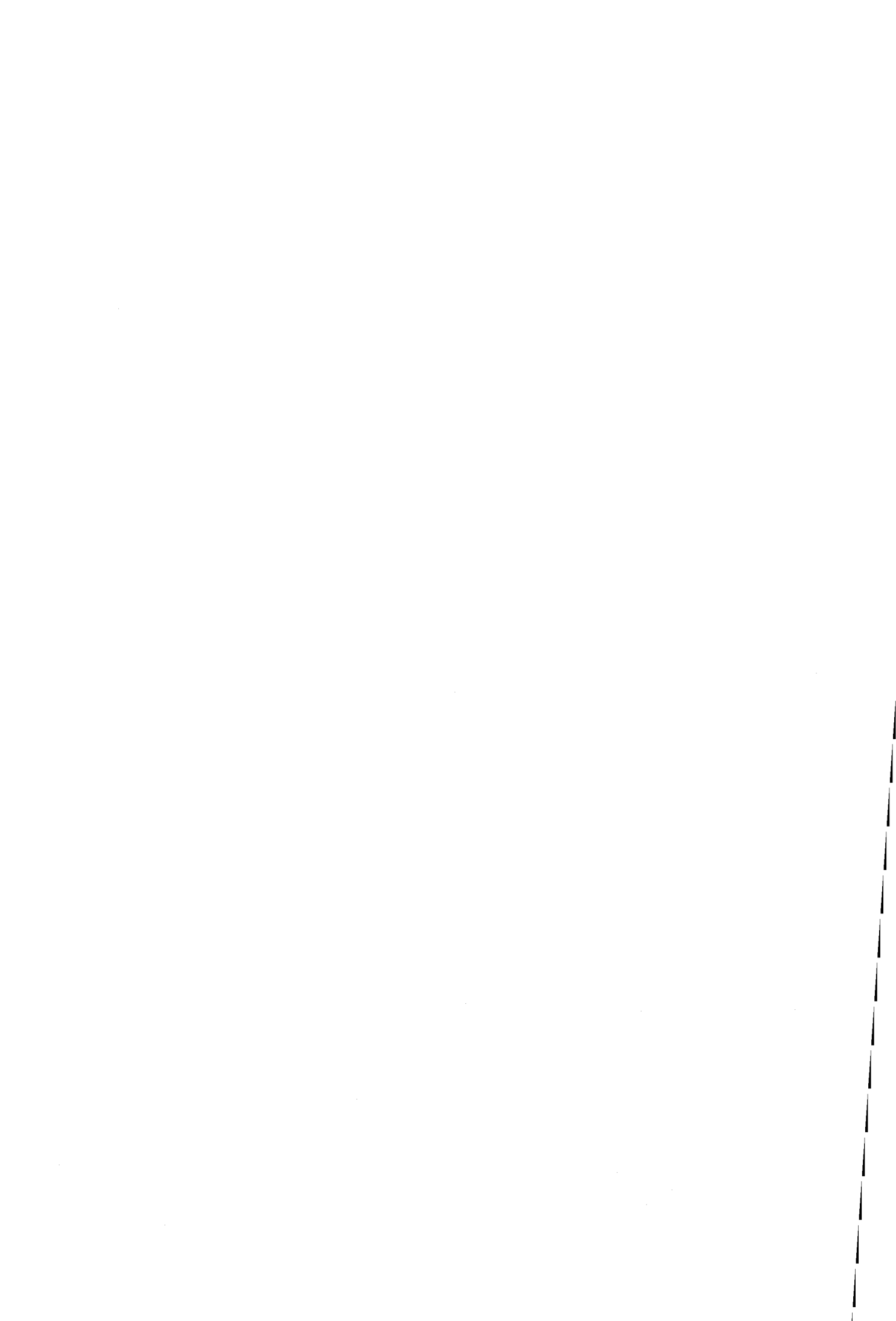
Le second chapitre est consacré à la présentation du commutateur MEMS développé au cours de cette thèse. Nous insistons tout d'abord sur la conception du micro-commutateur qui s'est révélée être un compromis entre fonctionnement mécanique, électromagnétique et technologie de réalisation. Ensuite, nous présentons en détail le processus de fabrication du commutateur et exposons les résultats obtenus.

Le troisième chapitre s'intéresse à la conception de l'antenne. Après une rapide étude bibliographique permettant de comparer les différentes antennes plaquées utilisables, nous présentons en détail les propriétés de l'antenne choisie. Ensuite, nous présentons la conception de l'antenne pour répondre aux nécessités du projet ainsi que les premiers résultats obtenus.

Le quatrième et dernier chapitre présente la conception du sous-système antenne « intelligente » dans son ensemble. Nous exposerons tout d'abord la conception de l'alimentation des antennes puis nous nous attarderons sur une amélioration possible de celle-ci. Enfin, nous décrirons la méthode d'encapsulation du système (antennes et commutateurs MEMS) permettant plus particulièrement de protéger les commutateurs.

Bibliographie de l'introduction

- [1] T. Fujiwara, N. Iida, and T. Watanabe, "An ad-hoc routing protocol in hybrid wireless networks for emergency communications," In *Distributed Computing Systems Workshops, 2004. Proceedings. 24th International Conference on*, pages 748–754, 2004.
- [2] M. Fryziel, "Caractérisation large bande du canal radio intra-bâtiment," Rapport de Master, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2001.
- [3] J. Cartigny, D. Simplot, and I. Stojmenovic, "Localized minimum-energy broadcasting in ad-hoc networks," In *INFOCOM 2003. Twenty-Second Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies. IEEE*, vol. 3, pages 2210–2217, 2003.
- [4] M. Bocquet, C. Loyez, and A. Benlarbi-Delai. Using enhanced-TDOA measurement for indoor positioning. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, n°. 10 pages 612–614, 2005.
- [5] N. Deparis, A. Bendjabballah, A. Boe, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland, and P.-A. Rolland. Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15, n°. 10 pages 609–611, 2005.



Premier Chapitre

LES MICRO-COMMUTATEURS MEMS RF

1.1 Introduction — bref historique

Il est difficile de donner une définition concise et explicite des composants MEMS. En effet, l'acronyme indique que ce sont des systèmes de petite taille mettant en jeu des parties mécaniques et électroniques (ou électriques); c'est là, à ne pas en douter, la définition « originelle » de ces composants. Cependant, les composants MEMS regroupent en plus des systèmes sans partie mécanique. Tous ces composants ont comme principale caractéristique d'être fabriqués à l'aide de techniques photolithographiques conventionnelles (déjà utilisées dans la fabrication des circuits intégrés) auxquelles s'ajoutent des techniques nouvelles appelées micro-usinage (ou *micromachining*).

Les techniques de photolithographie, combinées aux techniques dites en films minces, permettent d'obtenir des couches avec une précision micrométrique voire sub-micrométrique dans le plan. Les techniques de micro-usinage permettent d'atteindre un degré de liberté supplémentaire, en autorisant la fabrication de structures en volume, en trois dimensions.

On considère généralement que R.P. Feynman — dans une conférence du 26 décembre 1959 — a été le précurseur (ou le visionnaire) des techniques MEMS [1]. Dès les années 1970-1980, ces techniques MEMS ont été utilisées pour réaliser des capteurs tels que capteurs de pression, de température... En juillet 1976, K.E. Peterson publie un article sur un commutateur à membrane sur silicium [2]. Cependant, ils restent de simples objets de laboratoire jusqu'au début des années 1990. En 1995, les compagnies américaines Rockwell et Texas Instrument démontrent la validité industrielle du concept MEMS dans le domaine des commutateurs RadioFréquence (RF). Dès 2003, les premiers composants du type filtres SAW (*Surface Acoustic Waves*) sont mis sur le marché. En 2004, plus de 60 entreprises matures (parmi lesquelles Agilent, Infineon, LG, Fujitsu pour ne citer que les plus avancées) et jeunes pousses s'intéressent à la production de MEMS; on dénombre aussi une soixantaine de laboratoires s'intéressant aux technologies MEMS [3]. Cependant, de nombreux problèmes restent en suspens dans cette fabrication. Ceci montre bien que le champ de recherche sur les MEMS, même s'il est déjà bien avancé reste un vaste sujet de recherches tant académiques qu'industrielles. Le sujet de cette thèse s'inscrit dans cette optique. Nous avons cherché à trouver des solutions innovantes pour les micro-commutateurs MEMS qui pourront à terme être transférés dans un processus industriel. Il sera ainsi possible de fabriquer, à terme, des circuits mixtes mélangeant une

partie électronique « classique » (oscillateurs [4], amplificateurs, déphaseurs [5], filtres [6], voire microprocesseurs, convertisseurs A/N et N/A...) et des composants MEMS (micro-commutateurs, capacités variables [7], inductances à fort coefficient de qualité [8]...).

Ce chapitre bibliographique va permettre de choisir les différentes caractéristiques de notre commutateur afin de respecter le cahier des charges suivant : faibles pertes d'insertion, isolation élevée, faible tension d'actionnement et fabrication compatible avec les circuits MMIC. Nous présentons ici les commutateurs en technologie MEMS en partant du point de vue le plus simple et le plus général pour aller jusqu'aux caractéristiques les plus particulières.

1.2 Les configurations électriques des commutateurs MEMS

Les commutateurs RF en technologie MEMS doivent généralement fonctionner avec des circuits hautes fréquences réalisés sur des lignes coplanaires telles que les lignes CPW (*CoPlanar Waveguide*, soit guide d'onde coplanaire) et CPS (*CoPlanar Stripline*, soit ruban coplanaire) ou sur des lignes micro-ruban (*microstrip*). Les commutateurs servent à laisser passer ou interrompre un signal hyperfréquence. Nous pouvons donc distinguer deux configurations électriques simples : le commutateur série et le commutateur parallèle. Classiquement, ces deux configurations fonctionnent en réflexion : dans une des positions, le commutateur laisse passer le signal, dans l'autre, il réfléchit le signal. Cependant, quelques publications présentent, au prix d'une plus grande complication (utilisation d'une configuration série/parallèle, réalisation de charges adaptées 50Ω), des commutateurs à absorption. Le commutateur à absorption présenté dans [9] possède des caractéristiques moyennes, puisqu'il fonctionne depuis le continu jusque 26 GHz avec une isolation de 20 dB mais avec des pertes d'insertion de l'ordre de 3 à 5 dB. Ses performances sont fortement limitées par la précision de réalisation des charges adaptées.

Les commutateurs fonctionnant en réflexion peuvent être modélisés par un interrupteur en parallèle sur la ligne RF (cf. figure 1.1). Quand le commutateur est ouvert (ou non actionné), il ne perturbe pas la ligne, quand il est fermé (état actionné), il réfléchit la totalité du signal RF vers l'entrée. Ce type de commutateur semble être le plus répandu à l'heure actuelle.

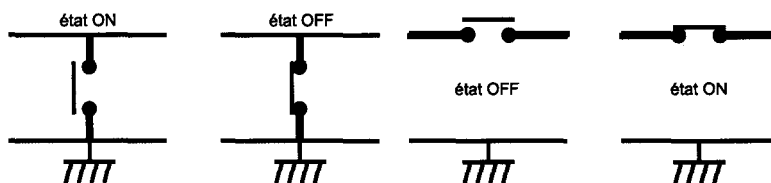


FIG. 1.1 – Configuration électrique des commutateurs parallèle et série à l'état OFF et ON

Les commutateurs parallèles possèdent une membrane métallique qui doit court-circuiter la ligne RF et la masse. On peut, en première approximation, modéliser la ou les électrodes de commande du commutateur MEMS comme une petite capacité parasite. À haute fréquence, la membrane (en général longue pour diminuer les tensions d'effondre-

ment) peut être modélisée par une inductance qui va former avec la capacité parasite un filtre résonant [30]. Il est donc relativement difficile de concevoir un tel commutateur à très haute fréquence puisqu'il va falloir optimiser la longueur de la membrane pour obtenir un fonctionnement correct. Chaque nouvelle modification (par exemple pour changer le comportement mécanique) modifie cette inductance et contraint donc le concepteur à retoucher tous les paramètres géométriques du commutateur à l'aide d'une coûteuse optimisation électromagnétique (généralement à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D).

Les commutateurs série, quant à eux, sont modélisés comme des interrupteurs en série sur la ligne RF (cf. figure 1.1). Quand le commutateur est ouvert (état non actionné), le signal RF est réfléchi vers l'entrée du système, tandis que fermé (état actionné) il ne perturbe pas la ligne.

Malgré les différences de procédé généralement rencontrées entre les commutateurs de topologie série et ceux de topologie parallèle, il est possible de « mélanger » les deux types pour obtenir des performances plus élevées en isolation par exemple [10]. Dans cet article, les auteurs obtiennent des isolations de l'ordre de 70 dB aux basses fréquences (moins de 1 GHz) avec des commutateurs ayant une isolation de l'ordre de 30 dB à ces fréquences.

1.3 Les types de commutateurs MEMS

On peut aussi classer les commutateurs MEMS RF par leur topologie mécanique, sans prendre en compte les topologies électriques. Les commutateurs MEMS sont constitués d'une partie mobile (qui réalise le contact) et d'une partie fixe. La partie mobile peut se mouvoir soit dans le plan (contact latéral) soit hors plan (contact vertical). À notre connaissance, il existe peu d'exemples de micro-commutateurs RF à déplacement latéral, qui sont souvent utilisés à plus basse fréquence comme celui de E.J.J. Kruglick [11].

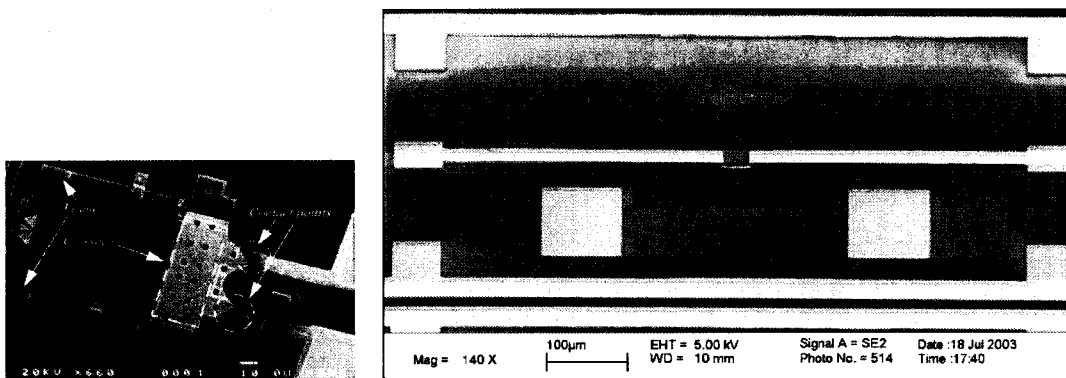


FIG. 1.2 – Commutateurs à déplacement latéral

Il faut cependant noter une réalisation de micro-commutateur à déplacement latéral dans [12] qui fonctionne jusque environ 20 GHz (cf. figure 1.2). Le processus de fabrication est relativement simple (uniquement quatre masques) et les performances sont assez bonnes : une isolation de l'ordre de 20 dB pour des pertes d'insertion de moins de 0,2 dB

jusque 20 GHz. De plus, la tension de commande est de 3,5 V, ce qui est parfaitement compatible avec une intégration dans une technologie CMOS (*Complementary Metal-Oxyde Semiconductor*).

Les mouvements dans le plan sont assez difficiles à obtenir et ne sont rencontrés qu'avec des technologies « chaudes » sur substrat silicium et sont plutôt utilisés pour réaliser des capacités variables [13]. Nous nous intéresserons donc uniquement aux déplacements hors plan dans cette étude. Les commutateurs à déplacement hors plan sont constitués d'une membrane et d'électrodes : des électrodes de commutation permettant de déformer la membrane et une électrode RF qui va agir sur la ligne de propagation. On rencontre quelques membranes se déformant en torsion [14], mais dans la majorité des cas, le mouvement se fait en flexion. Dans ce cas, la membrane se déforme vers le bas (ou exceptionnellement vers le haut).

1.3.1 Le *cantilever*

La première structure de commutateur est le *cantilever*. C'est une structure de type encastrée-libre, *i.e.* que l'une des extrémités de la membrane est fixée au substrat, tandis que l'autre est laissée libre (cf. figure 1.3). La membrane reste plate sous l'effet des contraintes mécaniques. Si on applique une force externe (cf. section 1.5), la poutre se déforme et vient en contact avec la ligne RF.

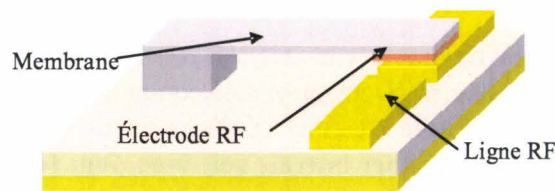
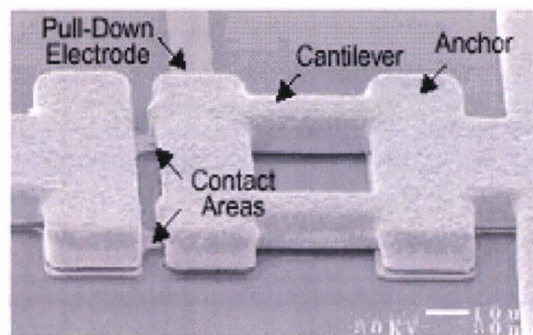


FIG. 1.3 – Vue d'un commutateur de type *cantilever* série

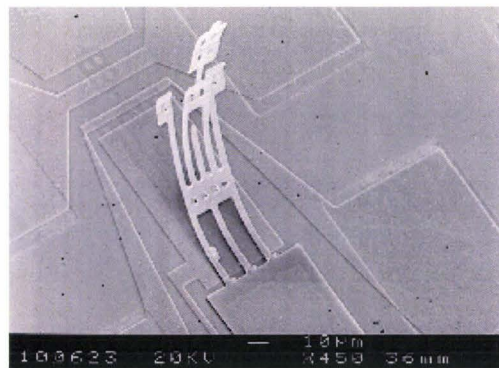
La membrane du *cantilever* peut être monocouche, composée d'une couche épaisse (environ 8 μm) d'or électrolysé (cf. figure 1.4) qui conduit à une constante de raideur importante [15]. Pour limiter la tension d'actionnement (tout de même 60 V), l'espace entre les électrodes d'actionnement est faible, de l'ordre de 1 μm . La taille de l'électrode de contact est très petite (5 μm^2), ce qui permet d'avoir de bonnes performances RF (27 dB d'isolation à 20 GHz pour des pertes d'insertion de 0,15 dB).

Cependant, les membranes des *cantilevers* sont généralement composées de plusieurs matériaux. En choisissant les matériaux, les épaisseurs et les conditions de dépôt, il est possible d'obtenir des membranes plates ou incurvées vers le haut. Motorola a ainsi développé un *cantilever* série à membrane plate en oxyde de silicium et or présentant une isolation de 44 dB à 4 GHz pour des pertes d'insertion de 0,15 dB [16]. Ce commutateur commute en 30 μs sous 40 V. Sur le même principe, le laboratoire HLR présente un *cantilever* série à membrane plate en or encapsulée dans du nitrure de silicium [17] avec des performances comparables à celui de Motorola (sauf en ce qui concerne le temps de commutation, 10 ms sous 26 V).

L'université de Taïwan a réalisé un *cantilever* parallèle à membrane incurvée en alu-

FIG. 1.4 – *Cantilever* à membrane monocouche

minium avec une deuxième couche (partielle) de chrome [18]. La différence entre les contraintes résiduelles de ces deux couches fait flamber la membrane vers le haut (cf. figure 1.5). Malgré le grand espacement entre la ligne RF et l'électrode de contact, les performances ne sont pas extraordinaires (isolation de 17 dB et pertes d'insertion de 0,2 dB à 10 GHz). Ces commutateurs commutent en environ 3 μs . Il existe quelques

FIG. 1.5 – *Cantilever* réalisé à l'université de Taïwan

variantes de ces structures comme, par exemple, un *cantilever* avec deux électrodes de commutation (cf. figure 1.6) qui permettent d'obtenir une tension de commutation faible (moins de 16 V, due aux faibles contraintes de la membrane) avec des forces de contact plus importantes [19].

Il est aussi possible d'ajouter une contre-électrode permettant de surélever la membrane (assurant ainsi une bonne isolation) tout en conservant un espacement entre électrodes de commutation assez faible (et donc des tensions d'actionnement plus faibles) [20]. Ce commutateur commute alors sous seulement 6 V.

On peut réduire l'encombrement de ces structures en réalisant le commutateur dans l'axe de la ligne RF. C'est ce qui a été fait dans le laboratoire Lincoln [21]. Ce *cantilever* mesure moins de 50 μm de long et donc pour assurer une bonne isolation, la membrane est fortement courbée vers le haut (toujours grâce aux contraintes résiduelles de la membrane, cf. figure 1.7). Les performances sont assez bonnes puisque l'isolation est de 22 dB à 30 GHz pour des pertes d'insertion de 0,15 dB. De plus, le temps de commutation est très faible (1 μs) sous 30 V.

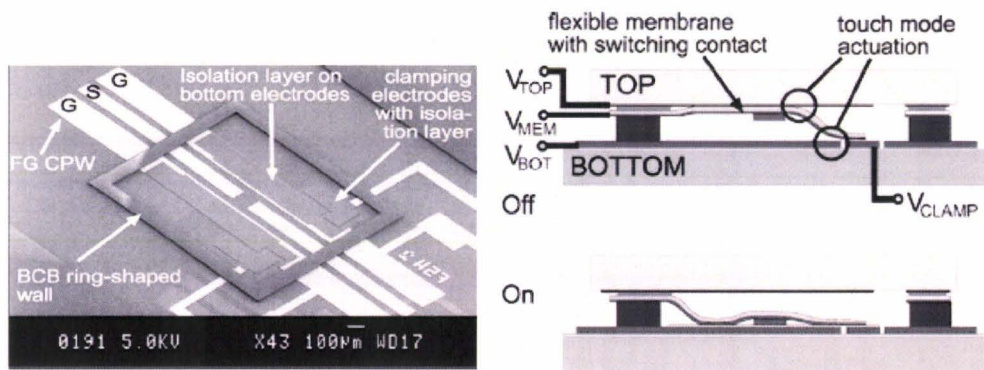


FIG. 1.6 – Vue et principe du commutateur à double électrode

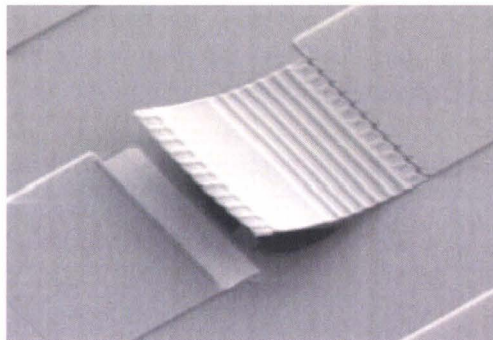


FIG. 1.7 – *Cantilever* réalisé par le laboratoire Lincoln-MIT

1.3.2 Le pont

La deuxième structure rencontrée est le commutateur à membrane encastrée-encastrée (cf. figure 1.8). De nombreuses publications traitent de telles structures, nous ne présenteront ici que les structures les plus marquantes.

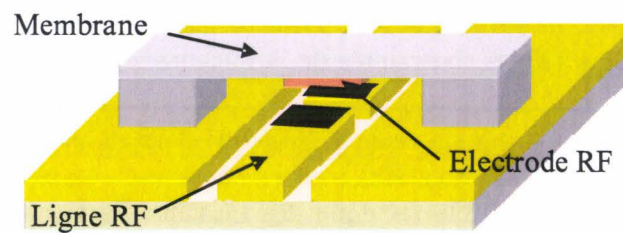


FIG. 1.8 – Vue d'un commutateur de type pont

Comme nous l'avons indiqué en introduction, le premier commutateur en technologie MEMS à vocation industrielle a été réalisé dans les laboratoires de Raytheon à partir de 1995 [22]. La membrane est en aluminium, le diélectrique est en nitrure de silicium de faible épaisseur (1000 Å, en noir sur la figure). La membrane est de plus percée de

trous permettant de mieux libérer le pont (cf. figure 1.9). Les performances obtenues sont

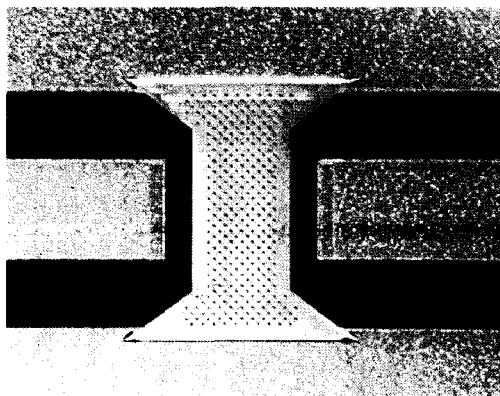


FIG. 1.9 – Le commutateur de Raytheon

bonnes puisque l'isolation est de plus de 30 dB à 30 GHz pour des pertes d'insertion de moins de 0,1 dB. Les tension et temps de commutation sont d'environ 50 V et 5 μ s. De plus, c'est de loin le commutateur le plus utilisé dans des réalisations telles que déphaseurs, matrices de commutation... et le processus de fabrication passe pour être le plus mature des processus développés jusqu'à présent. Pour limiter les tensions d'effondrement tout en conservant de bonnes performances RF, plusieurs laboratoires ont développé des commutateurs avec une membrane, non pas directement suspendue aux points d'ancrage, mais suspendue par l'intermédiaire de méandres. Ces méandres permettent de diminuer les contraintes mécaniques de la membrane et donc de limiter la tension d'effondrement [23]. Plus le nombre de méandres est grand, plus les contraintes sont basses. Ainsi à l'université du Michigan, Pacheco *et al* ont mis au point un commutateur parallèle à membrane suspendue à des méandres [24] (cf. figure 1.10). Les performances RF sont bonnes : isolation de 25 dB à 30 GHz grâce à la taille très réduite de la membrane (l'inductance équivalente est très faible) et pertes d'insertion de 0,16 dB; la tension de commande est ramenée à moins de 20 V (contre 60 V pour le commutateur de Raytheon).

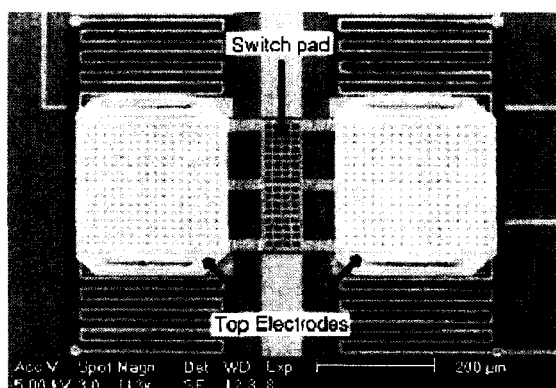


FIG. 1.10 – Commutateur à membrane suspendue à des méandres

Le problème majeur de ce type de structure est sa sensibilité aux forces d'accélération,

aux vibrations. . . Pour contrer ce phénomène, Shen et Feng de l'Université de l'Illinois ont développé le même type de commutateur avec en plus des contre-électrodes de rappel (cf. figure 1.11) permettant de fixer la membrane quand elle est en position haute [25]. Les performances de ce commutateur sont tout à fait similaires à celles du précédent.

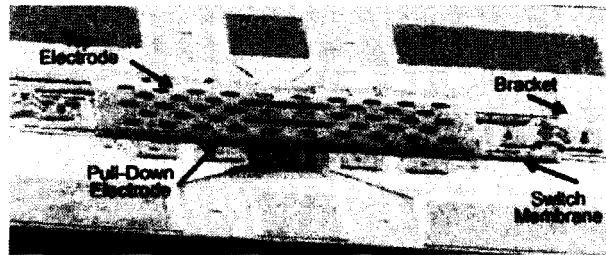


FIG. 1.11 – Commutateur à contre-électrodes de blocage

De nombreuses variations ont été réalisées. Nous pouvons citer le commutateur de Muldavin *et al* qui possède une électrode centrale pour l'actuation (ce qui permet de limiter la tension de commutation) sous la ligne RF [26]. Pour tout de même conserver un champ électrique permettant d'attirer la membrane, la ligne RF est ajourée. Cependant, même si les performances RF sont peu dégradées, la tension d'effondrement n'est réduite que de 25 % environ. Les mêmes auteurs présentent un commutateur « tout métal » [10]. Ce type de commutateur, même s'il ne présente pas des performances ni un dessin très originaux, permet de réaliser très simplement des circuits « mixtes », i.e. mêlant des commutateurs série et parallèle.

À l'Université de Californie, un processus nouveau a été mis au point consistant à réaliser un commutateur MEMS par technique dite de *flip-chip* [27]. Sur un des substrats, les lignes coplanaires sont réalisées, et sur le deuxième substrat, on réalise la membrane et les piliers. Ensuite, les deux substrats sont collés par thermo-compression (cf. figure 1.12). Ce commutateur est assez intéressant de part cette technique de fabrication, même si elle se révèle délicate, à cause des alignements à réaliser et à l'assemblage des deux substrats.

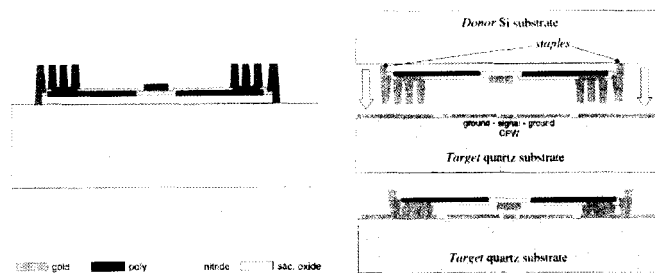


FIG. 1.12 – Commutateur fabriqué par *flip-chip*

En effet, cette technique permet de s'affranchir des étapes de libération de la membrane (et donc de l'attaque plasma ou du séchage à fluide supercritique). Elle permet aussi de ne pas avoir à travailler en trois dimensions. De plus, ce commutateur présente la curieuse propriété d'être muni de quatre jeux d'électrodes pour l'actionnement lui permettant de réaliser simultanément un commutateur parallèle et série. En fait, la

membrane est fixée sur une barre de torsion : de chaque côté de la membrane, on trouve un contact, l'un étant série, l'autre parallèle.

1.3.3 Résumé

À travers ces différents exemples, nous avons pu présenter les deux types de commutateur MEMS ainsi que leurs avantages et défauts respectifs. Nous avons ici volontairement omis de faire une étude analytique des tensions d'effondrement des deux structures. On peut trouver ces équations ainsi que leurs démonstrations dans (par exemple) le livre de G.M. Rebeiz [23]. L'information la plus pertinente pour nous est que, tous les autres paramètres étant égaux (nature des matériaux, épaisseur et conditions de dépôt), la raideur d'une membrane de type encastrée-libre est quarante-huit fois plus faible que celle d'une membrane encastrée-encastrée. Donc, *a priori*, un *cantilever* présentera des tensions d'effondrement plus faibles que les commutateurs de type pont. En revanche, d'un point de vue technologique, la sensibilité d'une membrane *cantilever* est beaucoup plus importante aux conditions de fabrication. En particulier, les conditions de dépôt de la membrane et la qualité mécanique des matériaux (contraintes, contraintes résiduelles...) vont fortement influencer sur sa forme (courbure de la membrane); il peut donc être relativement difficile d'obtenir des membranes *cantilever* ayant une forme reproductible. Il faut aussi noter qu'il est plus simple de réaliser des commutateurs série en utilisant une structure *cantilever*, dans le cas de commutateurs sur ligne coplanaire.

1.4 Les contacts utilisés

Dans les deux paragraphes précédents, nous avons vu que l'on peut classer les commutateurs MEMS selon leur configuration électrique (série ou parallèle) ou selon leur caractéristique mécanique (*cantilever* ou pont). Il existe une troisième façon de les classer : par le type de contact existant entre la ligne RF et l'électrode.

1.4.1 Le contact ohmique

Le premier type de contact que l'on rencontre est le contact ohmique. C'est un contact de type métal-métal, i.e. que l'électrode RF vient directement en contact avec la ligne RF. Le commutateur peut être modélisé, quand il est à l'état passant, par une résistance de quelques ohms (typiquement, 1 à 3 Ω). Quand le commutateur est à l'état bloqué, il devient une capacité (parasite) très faible (de l'ordre de la dizaine de picofarad, cf. figure 1.13).

Pour améliorer les performances de ces commutateurs, il faut réduire la résistance de contact (réduction des pertes d'insertion) et diminuer la capacité parasite (augmentation de l'isolation du commutateur). Il existe plusieurs façons de réduire la résistance de contact. Il est tout d'abord possible de prendre un métal meilleur conducteur électrique. On peut aussi augmenter la taille de l'électrode, mais au prix d'une augmentation de la capacité parasite donc d'une diminution de l'isolation. Il est aussi possible d'améliorer l'état de surface des parties en contact [28]. Enfin la dernière solution est d'augmenter la force de contact. Si la force de contact passe à quelques milli-Newton (au lieu des dizaines voire centaines de micro-Newton généralement rencontrés), la résistance de contact (avec

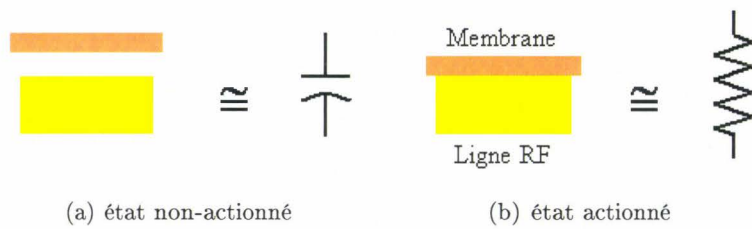


FIG. 1.13 – Contact ohmique

de l'or de bonne qualité) passe à moins de 10 mΩ. Cependant toutes ces améliorations semblent difficiles à mettre en œuvre. Les commutateurs à contact ohmique fonctionnent depuis le courant continu (DC) jusqu'aux hyperfréquences. Des commutateurs fonctionnant jusque environ 50 GHz ont été réalisés avec succès [29] (cf. figure 1.14).

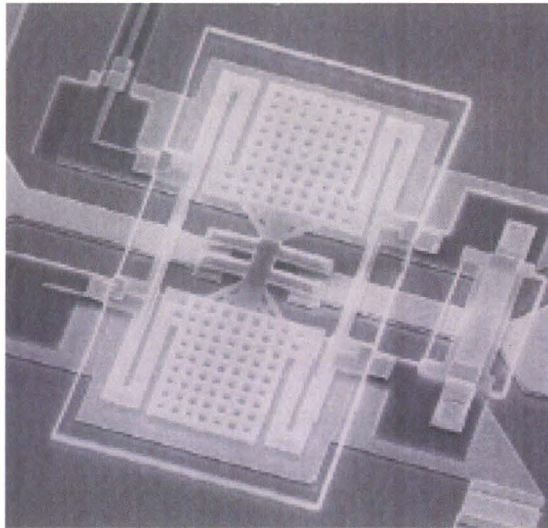


FIG. 1.14 – Commutateur à contact ohmique fonctionnant du DC jusque 50 GHz

1.4.2 Le contact capacitif

Le deuxième type de contact rencontré dans la littérature est le contact capacitif. C'est un contact de type métal-isolant-métal (ou MIM pour *Metal-Insulator-Metal*). Du point de vue technologique, les deux types de contact sont très proches puisqu'il suffit d'ajouter une couche d'isolant sur la ligne RF pour passer d'un contact ohmique à un contact capacitif. La modélisation de ce contact est plus simple puisque quelque soit la position de la membrane, il est modélisé par une capacité. Quand le commutateur n'est pas actionné, on retrouve la même capacité parasite que pour le contact ohmique ; quand il est actionné, il peut être modélisé simplement par une capacité (cf. figure 1.15) dont la valeur, en ne tenant pas compte des effets de bord est : (état actionné) $C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{e}$ et (état non-actionné) $C = \frac{\epsilon_0 S}{g_0}$; avec g_0 l'espace initial entre électrode et ligne RF, ϵ_0 la permittivité du vide (8,84 F.m⁻¹), ϵ_r la permittivité relative de l'isolant, S la surface de l'électrode et e l'épaisseur de diélectrique. On peut avoir une idée des performances du

contact capacitif, notamment en ce qui concerne la largeur de bande de fonctionnement, grâce au rapport capacité à l'état bas sur capacité à l'état haut : $\frac{C_{ON}}{C_{OFF}} = \frac{g_0}{e} \epsilon_r$. Ainsi, plus l'épaisseur de diélectrique est faible, plus la capacité est élevée et donc meilleures seront les performances RF. Cependant, nous verrons au chapitre 1.6 qu'il n'est pas forcément judicieux de trop réduire l'épaisseur de diélectrique. De plus, il existe de nombreux obstacles technologiques quand on veut réduire fortement l'épaisseur des couches, notamment pour les technologies « froides » utilisées pour la réalisation de circuits MMIC. Une autre voie pour améliorer la capacité à l'état actionné est d'augmenter la taille de l'électrode RF. Cependant, en augmentant la taille de l'électrode RF, on va augmenter la valeur de la capacité à l'état non actionné et donc diminuer l'isolation.

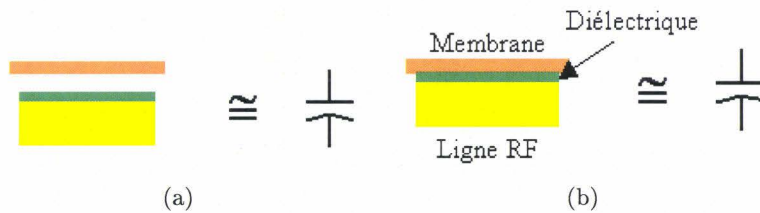


FIG. 1.15 – Contact capacitif

Cette formule ne tient pas compte des effets de rugosité de l'électrode RF et de l'isolant/ligne RF (à ϵ_r constant). Il est assez important de prendre en compte cet effet car il devient très vite pénalisant. Si la ligne RF est électrolysée sous la membrane, elle présente une rugosité importante qui va diminuer très fortement la valeur de la capacité à l'état actionné. Les performances vont alors être très dégradées et le ratio $\frac{C_{ON}}{C_{OFF}}$ devient $\frac{C_{ON}}{C_{OFF}} = K \frac{g_0}{e} \epsilon_r$, avec K un facteur dépendant de l'état de surface des électrodes. Au cours de sa thèse, M. Fryziel [30] a obtenu des commutateurs parallèles capacitifs ne présentant presque pas d'isolation (de l'ordre de 2 à 3 dB) alors qu'ils étaient actionnés, et ce, contrairement aux simulations. En rétro-simulant le comportement du commutateur sur une ligne électrolysée en forme de cuvette et avec une rugosité importante (la surface de contact entre l'électrode et la ligne RF est fortement réduite), il a obtenu les mêmes résultats. Cette modélisation très simple n'est pas, en général, valable pour un commutateur ayant une membrane en métal. En effet, celle-ci introduit un des éléments parasites, en particulier des inductances (cf. section 1.2).

L'utilisation de matériaux à haute permittivité diélectrique est aussi à l'étude à l'IEMN pour augmenter le ratio $\frac{C_{ON}}{C_{OFF}}$ sans modifier les dimensions des commutateurs. Notre choix s'est porté sur le PZT (Plomb Zirconate Titanate) pour sa haute permittivité, sa tension de claquage relativement élevée et sa facilité de dépôt (par méthode « sol-gel » en couche épaisse ou par pulvérisation). Les premiers résultats sont prometteurs puisque la permittivité relative a été mesurée à près de 30 pour du PZT non cristallin (recuit à basse température).

Du fait de la présence de la couche diélectrique, un commutateur à contact capacitif ne peut fonctionner en continu et ce type de contact est d'autant plus efficace que l'on est à hautes fréquences. Il existe cependant des « astuces » permettant d'étendre le champ de fonctionnement vers les très basses fréquences. Ainsi, X. Rottenberg *et al* présentent une conception de commutateur à contact capacitif permettant d'optimiser séparément les capacités à l'état haut et à l'état bas [31]. En partant d'une capacité classique (mé-

tal/isolant/métal), ils ajoutent un plot métallique dit « flottant » (cf. figure 1.16) qui va créer une capacité supplémentaire s'ajoutant à la capacité de l'état bas. Ainsi conçu, le commutateur capacitif fonctionne de 250 MHz à 40 GHz (soit un ratio exceptionnel de 160). Cet artifice permet d'abaisser les fréquences de fonctionnement des commutateurs MEMS. Cependant, aux très hautes fréquences, cette capacité flottante introduit une capacité parasite néfaste au fonctionnement. De plus, cette capacité risque de se charger durant le fonctionnement et ainsi dégrader encore plus les performances. Ces limitations nous empêcheront d'utiliser cette astuce.

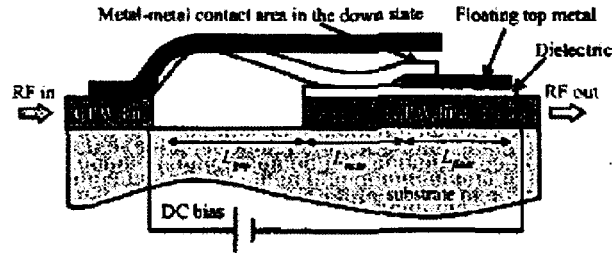


FIG. 1.16 – Commutateur capacitif fonctionnant en très basse fréquence

1.5 Les différents types d'actionnement

Nous allons maintenant voir les différents types d'actionnement possibles pour les commutateurs MEMS. Un choix pourra alors être effectué en tenant compte des processus technologiques disponibles à l'IEMN et en ne perdant pas de vue que le processus doit, à terme, être aisément transférable vers une fonderie.

1.5.1 Actionnement magnétostrictif

Le premier type d'actionnement que l'on peut rencontrer est l'actionnement magnétostrictif. Il s'appuie sur la magnétostriction de Joule (découvert par J.P. Joule en 1942). Un matériau magnétostrictif peut se déformer à volume constant lorsqu'il est soumis à un champ magnétique. Il existe deux familles de matériaux présentant cette particularité : certains métaux (principalement, le fer, cobalt et nickel), leurs alliages et les ferrites d'une part ; les terres rares d'autre part (scandium, yttrium et lanthanides). Ces dernières sont les plus sensibles à ce phénomène mais aux températures cryogéniques. Il est possible d'utiliser des composés tels que $TbFe_2$ (terbium et fer) ou $SmFe_2$ (samarium et fer) qui présentent une magnétostriction dite géante. Il est parfaitement envisageable de déposer ce type de matériau en couches minces et ils sont donc utilisables pour la fabrication de composants MEMS. On dépose une couche de matériau magnétostrictif sur une membrane (en métal ou en diélectrique). Quand la couche magnétostrictive est soumise au champ magnétique, elle s'allonge, tandis que la membrane ne se déforme pas : on observe donc un effet bilame qui fait ployer la membrane. Ainsi, on peut réaliser un commutateur avec une couche de $TbDyFe$ (terbium, dysprosium et fer) déposé par pulvérisation [32]. Les auteurs obtiennent des déflexions de plus de $200 \mu m$ pour une couche de $10 \mu m$ de matériau sous un champ de 30 mT.

La principale difficulté de mise en œuvre de cet actionnement est la création du champ magnétique. Il nécessite des courants élevés dans des bobines de grande taille, peu compatibles avec une intégration MMIC. De plus, les matériaux utilisés sont quelque peu exotiques et donc difficilement utilisables dans l'industrie (problèmes de contamination, de processus...).

1.5.2 Actionnement électromagnétique

L'actionnement électromagnétique ressemble assez à l'actionnement magnétostrictif. Un matériau ferromagnétique placé dans un champ magnétique va subir des forces magnétiques. De nombreux matériaux ont cette propriété, l'un des plus utilisés actuellement est le nickel-fer (NiFe). On peut évidemment le déposer en film mince sur une membrane en diélectrique ou en métal. Quand on applique un champ magnétique à cette membrane bicouche, elle se déforme; quand le champ magnétique cesse, la membrane revient à sa position initiale (sous l'effet des contraintes mécaniques). Il est possible d'obtenir une déflexion d'environ $4 \mu\text{m}$ pour des courants de 24 mA (soit 19 mW). Cependant, la force de contact n'est que de $20 \mu\text{N}$, ce qui est insuffisant [33]. Pour atteindre des forces de contact de $200 \mu\text{N}$, il faut recourir à des courants de 80 mA (soit 320 mW) dans les trois bobines planaires de la structure (cf. figure 1.17). De plus, cette puissance électrique (et donc consommation) doit être maintenue pour garder le commutateur à l'état actionné.

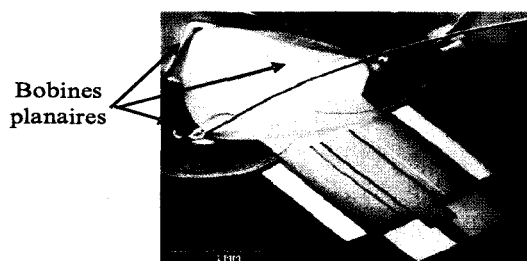


FIG. 1.17 – Commutateur à actionnement électromagnétique

Une deuxième structure intéressante a été réalisée par Microlab [34]. Elle permet d'éviter le principal inconvénient mentionné au paragraphe précédent, celui de la consommation excessive (pour maintenir le commutateur actionné). En effet, ce commutateur a un fonctionnement bistable (deux positions stables). Cette fonction est réalisée grâce aux propriétés magnétiques bidirectionnelles présentées par une membrane ferromagnétique beaucoup plus longue que large et épaisse (cf. figure 1.18) placée dans un champ magnétique permanent. La membrane est maintenue par une barre de torsion. Sous l'effet d'un second champ magnétique externe (bref et assez intense), la membrane s'aligne avec celui-ci. Quand elle est arrêtée par le substrat, elle est verrouillée. La consommation est ainsi beaucoup plus faible, mais la force de contact l'est aussi ($40 \mu\text{N}$) et le temps de commutation est élevé (environ 0,4 ms).

1.5.3 Actionnement piézoélectrique

Le troisième type d'actionnement rencontré dans la littérature est l'actionnement piézoélectrique (principe physique découvert par P. Curie vers 1880). Quand un matériau

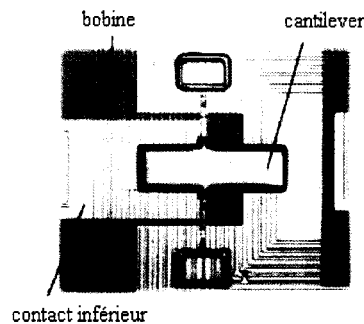


FIG. 1.18 – Commutateur bistable à actionnement électromagnétique

piézoélectrique est soumis à un champ électrique, il se déforme. Inversement, si une pression mécanique est exercée sur le matériau, une tension est produite. Le plus célèbre des matériaux piézoélectriques est le quartz utilisé dans de nombreux systèmes de communication. Il existe maintenant des céramiques artificielles telles le nitrure d'aluminium (AlN), le titanate de baryum ou le titanate zirconate de plomb (PZT) recuit à haute température possédant cette caractéristique. Il est possible d'utiliser ces matériaux en films minces. De même que pour les matériaux magnétostrictifs, on dépose une couche piézoélectrique sur une membrane. La couche piézoélectrique sur laquelle on applique une tension se déforme et fait ployer la membrane. Cette technique d'actionnement a trois principaux avantages. Tout d'abord, l'effet piézoélectrique présente un rendement proche de l'unité. L'énergie de déformation est donc très importante, ce qui permet d'obtenir des forces de contact élevées et d'être très économe en énergie. De plus, la force de déformation est linéaire avec la tension appliquée. Ainsi, si un commutateur nécessite une force de contact plus forte, il « suffit » d'augmenter la tension de polarisation. Enfin, cette force importante permet de diminuer les temps de commutation et permet aussi à la membrane de revenir à sa position initiale (en inversant la tension appliquée).

Généralement, ce type d'actionnement est utilisé avec des membranes cantilevers [35]. Le commutateur décrit est en configuration série et le matériau piézoélectrique est du PZT (plus exactement $\text{PbZr}_{0,52}\text{Ti}_{0,48}\text{O}_3$). Le temps de commutation de ce commutateur est de $2 \mu\text{s}$ sous 20 V et seulement $1 \mu\text{s}$ sous 50 V .

L'article [36] présente les avantages et inconvénients de l'actionnement piézoélectrique comparé à l'actionnement électrostatique (cf. paragraphe 1.5.5). On remarque que le principal avantage de l'actionnement piézoélectrique est la grande force qu'il développe et donc ne nécessite qu'une faible tension de commande. Son principal inconvénient est la difficulté de dépôt des matériaux piézoélectriques dans des procédés fiables et standards.

1.5.4 Actionnement thermique

L'actionnement thermique met à profit la dilatation des matériaux quand ils chauffent. L'élévation de température est souvent réalisée par passage d'un courant continu à travers un matériau résistif. On peut distinguer deux façons de réaliser ce type de commutateur : soit en chauffant un dispositif asymétrique, soit en réalisant un bilame (utilisation de la différence de dilatation entre deux matériaux). Un commutateur exploitant cet effet a été réalisé à XLIM [37]. Deux plots en aluminium (présentant un coefficient de dilata-

tion élevé) sont placés sur une membrane en nitrure de silicium (structure de type pont). La dilatation importante des plots en métal déforme la membrane qui vient se poser sur la ligne RF. La commutation se fait sous faible tension (2 V) mais est assez gourmande en énergie (courant de 12 mA à conserver pour garder le commutateur en position actionnée). Les temps de commutation sont assez élevés puisqu'il faut entre 50 et 300 μs au commutateur pour changer d'état. Pour fortement réduire la consommation d'une telle structure, on peut lui adjoindre un verrouillage électrostatique (cf. figure 1.19). Quand le commutateur arrive à sa position actionnée (stable), on applique un champ électrique (cf. paragraphe 1.5.5) qui crée une force électrostatique maintenant le commutateur dans cet état (en ne consommant pratiquement aucune énergie) et on arrête l'actionnement thermique. C'est ce qui a été fait par le CEA/LETI et ST Microelectronics sur le commutateur présenté précédemment [38]. La tension de verrouillage ne s'élève qu'à 15 V sous courant pratiquement nul.

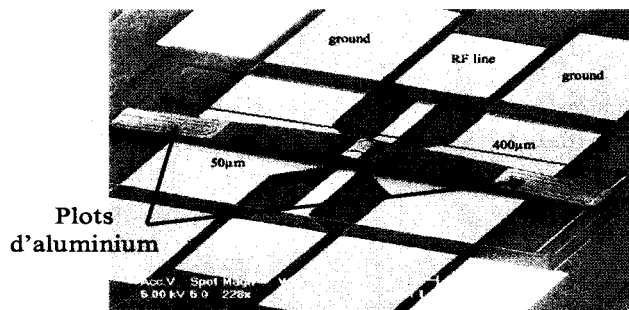


FIG. 1.19 – Commutateur à actionnement thermique et verrouillage électrostatique

Ce même type d'actionnement combiné a aussi été utilisé par F. Conseil à l'IEMN [39]. Il s'agit ici d'un commutateur à membrane bilame cantilever en forme de « U » (cf. figure 1.20) en diélectrique (à faible coefficient de dilatation thermique) dans laquelle est insérée une partie métallique (à fort coefficient de dilatation).

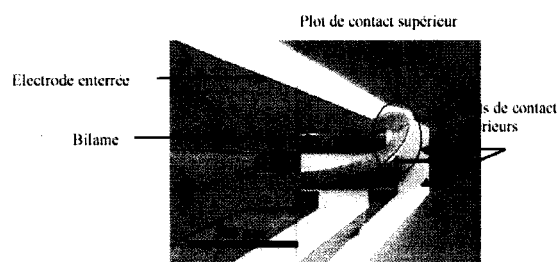


FIG. 1.20 – *Cantilever* à actionnement thermique et verrouillage électrostatique

Une autre méthode pour réaliser un actionnement thermique a été développée par Feng *et al* qui proposent une nouvelle structure [40]. Elle est basée sur la différence de dilatation entre trois bras (servant d'ancrage et d'électrodes) de la membrane du commutateur (cf. figure 1.21). Cependant, ces trois parties sont réalisées avec le même matériau. L'un des bras est polarisé tandis que les deux autres sont connectés à la masse : le courant se divise donc en deux courants et ces deux bras sont plus « froids » que le bras central. La différence de dilatation permet l'actionnement de la membrane.

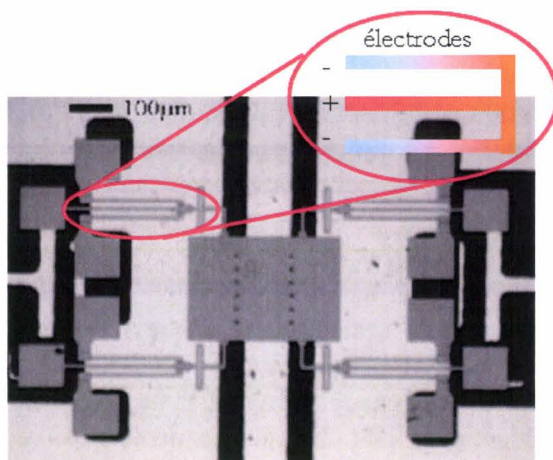


FIG. 1.21 – Commutateur à actionnement (original) thermique

Le principal avantage de cet actionnement est la force de contact élevée qu'il procure. Il est donc tout à fait adapté à la réalisation de commutateurs à contact ohmique. Le procédé de réalisation est compatible avec une fabrication MMIC. Cependant sa consommation et son temps de réponse relativement élevés sont des obstacles pour les applications mobiles.

1.5.5 Actionnement électrostatique

La dernière manière d'actionner un commutateur en technologie MEMS est d'utiliser une force électrostatique. En créant une différence de potentiel V entre deux matériaux conducteurs, on génère une force électrostatique entre les deux surfaces en regard. Cette force dépend de la taille des deux surfaces ($W w$) ainsi que de la distance entre les matériaux (g) :

$$F_e = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 W w V^2}{g^2} \quad (1.1)$$

Cet actionnement est tout à fait adapté à la fabrication de commutateur MEMS. En effet tout matériau conducteur (et plus particulièrement les métaux) qui peut se déposer en film mince est potentiellement utilisable. De nombreuses réalisations utilisant l'actionnement électrostatique existent dans la littérature (un certain nombre de ces réalisations a été présenté dans le paragraphe 1.3). Nous pouvons ajouter à cette liste (qui n'est pas exhaustive) une réalisation de Samsung [23]. C'est un commutateur dont la membrane est constituée de titane et d'or (cf. figure 1.22). La force électrostatique est créée par deux électrodes de grandes dimensions ($300 \times 150 \mu m^2$ chacune). Pour encore diminuer la tension d'effondrement, la membrane est suspendue à des méandres ; les auteurs obtiennent alors une tension de commande de seulement 5 V. Le temps de commutation est en revanche assez élevé ($100 \mu s$ environ), bien que la membrane soit percée de trous (ce qui réduit les temps de commutation). Ce commutateur illustre bien les avantages et inconvénients des commutateurs à actionnement électrostatique. Le principal inconvénient de ce type de commutation sont les tensions de commande élevées pour obtenir des forces de contact suffisantes (en effet, la force de contact dépend aussi de la tension

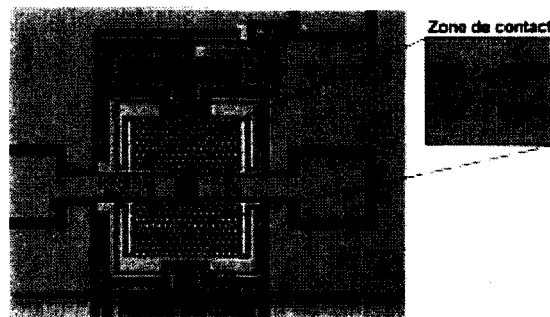


FIG. 1.22 – Commutateur à actionnement électrostatique

de commande). Pour diminuer cette tension, il est possible d'augmenter la surface des électrodes de commutation mais au détriment de la taille du commutateur et de la vitesse de commutation. Il est aussi possible de diminuer la distance entre les électrodes, généralement au détriment des performances RF. Il existe deux principaux avantages inhérents à l'actionnement électrostatique. Le premier est sa virtuelle consommation nulle. En effet, *a priori*, le commutateur ne consomme que pendant les phases d'actionnement. Quand le commutateur est « verrouillé » dans son état actionné, la consommation est pratiquement nulle. Ceci permet d'envisager l'intégration des commutateurs dans des applications portables limitées en énergie. Le second avantage est la parfaite adéquation des matériaux utilisés avec ceux que l'on rencontre couramment dans l'industrie microélectronique : n'importe quel métal conducteur déposé par pulvérisation (ou par évaporation) ou déposé par voie électrolytique convient parfaitement à la création de la force électromagnétique.

1.6 Les limitations des commutateurs MEMS

Nous allons maintenant aborder les principales limitations des commutateurs MEMS. Le problème majeur des commutateurs MEMS est la fiabilité de fonctionnement. Nous nous attacherons ici à cerner rapidement les principales causes de défaillances et les solutions que l'on trouve généralement.

1.6.1 Problèmes mécaniques

Un commutateur MEMS est constitué de parties mobiles. On peut alors penser qu'il va apparaître des défaillances mécaniques. Heureusement, de nombreux articles montrent que ces défaillances ne se produisent pas [41]. À l'échelle macroscopique, il existe de nombreuses défaillances mécaniques qui sont dues pour la plupart à la taille des grains composant le matériau. À l'échelle microscopique (films minces), la taille des grains est beaucoup plus petite et donc la majorité des défaillances ne se produisent plus. Quelques cas de défaillances mécaniques peuvent apparaître à cause des contraintes internes aux matériaux.

1.6.2 Problèmes d'encapsulation, contamination

Les commutateurs MEMS que nous avons présentés précédemment (ou tout du moins ceux les plus avancés en terme de processus de fabrication) ont généralement été testés parfaitement et fonctionnent pendant plusieurs milliards de cycle de commutation (en commutation dite « froide », i.e. une commutation sans puissance RF au travers de l'interrupteur). Par exemple, le commutateur présenté dans [25] peut commuter jusqu'à sept milliards de fois (commutation froide) et jusqu'à un peu moins de deux milliards de fois en commutation « chaude » (commutation en présence de puissance RF, ici 0,5 mW). Ce chiffre très impressionnant permet aux commutateurs MEMS de commencer à être compétitifs vis-à-vis des solutions à base de transistors ou de diodes, même si dans des applications très exigeantes telles que les systèmes militaires ou spatiaux, on vise plutôt 10^{11} à 10^{12} cycles. Cet exemple n'est pas unique et de nombreux commutateurs ont des durées de vie élevées (en ce qui concerne le nombre possible de commutation) ; cependant, ces mesures sont faites dans des conditions que l'on peut qualifier d'idéales. Les tests sont faits dans des salles blanches donc sans poussière, sous humidité contrôlée et sans polluant.

Il est évident qu'un commutateur fonctionnant à l'air libre risque de cesser de fonctionner à cause de la présence d'une poussière (qui viendrait se nicher sous une électrode de commande, par exemple). Il est non moins évident que lors de la découpe du substrat (sur lequel sont réalisés les commutateurs), pour séparer soit les commutateurs seuls soit des systèmes incluant de tels composants, des polluants risquent de venir perturber leur fonctionnement. Une solution pourrait être de ne pas libérer les commutateurs MEMS avant la découpe. Cependant, il serait alors nécessaire de les libérer individuellement, ce qui augmenterait de façon notable les coûts.

L'humidité présente dans l'air, quant à elle, met définitivement le fonctionnement des commutateurs MEMS en danger. Deux phénomènes dus à l'humidité sont rencontrés. Premièrement, quand l'humidité se condense sous une membrane, un phénomène de collage apparaît. Les forces de capillarité sont généralement plus élevées que les forces de rappel des membranes. De plus, la rugosité des surfaces augmente les forces de capillarité qui deviennent alors prééminentes. Elles conduisent alors au collage de la membrane sur la ligne RF. Il est possible de limiter le collage de la membrane en utilisant des revêtements adaptés tels que les couches auto-assemblées (SAM pour *Self-Assembled Mono layers*) ou à bases de fluoro- (ou hydro-) carbone déposées par plasma ou par vapeur chimique [42]. Deuxièmement, l'humidité de l'air va induire des réactions chimiques, principalement sur les zones de contact en métal. Si les conditions sont (dé)favorables, la présence de deux matériaux en contact, à travers une fine pellicule d'eau et sous une différence de potentiel suffisante, peut conduire à une réaction électrochimique.

La mise en boîtier des commutateurs MEMS est donc une nécessité absolue sans laquelle il n'est pas possible de les utiliser pratiquement (cf. paragraphe 4.5).

1.6.3 Problèmes des contacts ohmiques

Nous allons maintenant nous intéresser rapidement aux problèmes plus spécifiques des contacts ohmiques. Ils sont de deux natures différentes, tant sur les causes que les effets, mais mettent tous deux en jeu la qualité du contact métal-métal.

La première cause de défaillance est l'augmentation de la résistance du contact. Ceci va avoir pour conséquence de détériorer de façon très nette les performances du commutateur. La résistance dépend de l'état de surface des parties en regard. Chaque impact entre les deux parties métalliques va créer des cratères et des durcissements de la surface. Finalement, la résistance de contact va fortement augmenter.

La deuxième cause de défaillance est le collage de l'électrode RF sur la ligne. Quand un courant passe à travers un contact résistif, il provoque un échauffement qui peut conduire à des changements dans les matériaux. Il est ainsi possible d'assister à des diffusions de l'électrode vers la ligne (ou inversement) qui peuvent conduire à des microsoudures. Ces deux problèmes peuvent même devenir la principale cause de défaillance par exemple si les tests de commutation sont réalisés sous vide [43].

1.6.4 Problèmes de diélectrique

Nous allons maintenant nous intéresser à des problèmes concernant tant les commutateurs à contact ohmique (électrodes d'actionnement) que ceux à contact capacitif (électrodes d'actionnement et/ou RF).

1.6.4.1 Claquage et auto-actionnement

En général, lors de l'actionnement, les électrodes de commutation sont en contact. Pour éviter le court-circuit, elles sont séparées par une couche de diélectrique. Cette couche de diélectrique faisant aussi office de diélectrique RF dans le cas des commutateurs à contact capacitif, on cherche à en diminuer l'épaisseur de quelques milliers à centaines de nanomètres pour augmenter la capacité. Avec des tensions de l'ordre de la dizaine à la centaine de volts, le diélectrique est soumis à un champ électrique qui peut aller jusqu'à plusieurs $\text{MV}\cdot\text{cm}^{-1}$. Ce champ peut causer des dégradations puis finalement un claquage du diélectrique [42]. On peut limiter ce risque en augmentant l'épaisseur de diélectrique (au risque de diminuer les performances RF) ou en diminuant les tensions d'actionnement.

Un commutateur MEMS peut aussi subir un effet d'auto-actionnement. Sous l'effet d'une puissance RF élevée, le commutateur non actionné va être actionné. La puissance RF traversant la ligne d'impédance classiquement $50\ \Omega$ crée une force électrostatique sur la membrane. Si cette force est suffisante (i.e. la tension due à la puissance RF est supérieure à la tension d'effondrement), la membrane s'effondre. Ce phénomène est d'autant plus marqué pour les commutateurs à faible tension d'effondrement. Une étude réalisée sur les commutateurs de Raytheon montre que pour une puissance RF d'environ 4 W, il y a auto-actionnement de ce type de membrane [44].

Quand le commutateur est déjà actionné, il peut aussi être verrouillé par la puissance RF. En effet, comme dans le cas précédent, la puissance RF crée une force électrostatique qui peut maintenir le commutateur à l'état commuté, même en l'absence de tension de commande. La puissance correspondant à ce verrouillage est plus faible que la précédente puisque la tension de maintien est plus faible que la tension d'effondrement. Pour les commutateurs de Raytheon, la puissance de verrouillage se situe aux alentours de 500 mW [44]. Pour limiter ce phénomène, il faut augmenter la tension de maintien (mais bien sûr, au détriment de la tension d'actionnement).

1.6.4.2 Chargement du diélectrique — collage (*stiction*)

Nous allons maintenant évoquer le problème majeur qui limite fortement la durée de vie des commutateurs MEMS [41] à l'heure actuelle : la *stiction*. Derrière ce terme anglais, se cache un problème de chargement de la couche diélectrique servant d'isolation en courant continu. Ce phénomène physique n'est pas encore parfaitement expliqué. Cependant, il semble que la charge du diélectrique résulte de l'injection de porteurs électriques dans celui-ci, puis de leur conduction dans les pièges. Tout ceci ressemble aux conductions de type Schottky ou Frenkel Poole, i.e. avec une relation exponentielle entre injection de porteurs et champ électrique. Les charges injectées s'accumulent dans la couche diélectrique et, à terme, maintiennent le commutateur dans l'état actionné. Effectivement, Goldsmith *et al* ont montré que le nombre maximal de commutation est multiplié par dix lorsque la tension d'actionnement (et donc le champ électrique) est réduite de cinq à sept volts [45]. La conclusion de cette étude est qu'un commutateur ayant une tension d'effondrement de moins de 40 V sera susceptible de commuter plus d'un milliard de fois à « froid ». Cependant, I. de Wolf a montré que le nombre de commutations d'un commutateur n'est pas forcément le paramètre pertinent pour étudier la fiabilité [46]. En effet, le phénomène de collage de la membrane dépend plutôt du temps passé par le commutateur en position actionné ; la forme du signal de commutation, son rapport cyclique jouent beaucoup sur le nombre de commutations [47]. Ainsi, si le commutateur est maintenu suffisamment longtemps à l'état actionné (par exemple, le temps correspondant à plusieurs milliards de commutations soit environ mille heures), il restera collé. C'est aussi un problème pour les applications ne commutant que peu souvent.

On peut lutter contre ce phénomène en modifiant certains paramètres du commutateur. Il est tout d'abord possible de réduire la tension d'effondrement en optimisant la partie mécanique. Cependant, une trop faible raideur de la membrane va augmenter le phénomène de collage par verrouillage RF par exemple. Il est aussi possible de jouer sur le diélectrique utilisé. On peut choisir un diélectrique possédant de meilleures caractéristiques vis-à-vis du piégeage des charges. On sait que le taux d'hydrogène présent dans le diélectrique est un facteur important dans l'affinité pour les charges [48]. Ainsi, un nitrure de silicium déposé à plus haute température sera meilleur de ce point de vue. Il est aussi possible de changer la fréquence de dépôt du diélectrique (fréquence plus basse) pour améliorer la résistance du nitrure de silicium à l'injection de charges [41]. Toujours pour augmenter cette résistance, on peut utiliser une nouvelle technique de dépôt appelée HDICP CVD (*High Density Inductively Coupled Plasma Chemical Vapour Deposition*) qui permet de déposer le diélectrique à température faible (de 90 à 170 °C) avec des courants de fuite plus faibles [49]. Enfin, il est possible d'utiliser un autre diélectrique tel que le dioxyde de silicium qui présente de meilleures caractéristiques au prix d'une plus faible constante diélectrique [23].

Pour empêcher le diélectrique de se charger, il est aussi intéressant de modifier la forme de la tension de commande. En effet, nous savons que la tension de maintien est plus faible que la tension d'effondrement. Après avoir appliqué l'impulsion de commande proprement dite (supérieure à la tension d'effondrement), on peut diminuer la tension de commande jusqu'à une tension légèrement supérieure à la tension de maintien, ce qui limite l'injection des charges [45]. On peut même inverser la tension de commande (puisque la force électrostatique est proportionnelle au carré de la tension, cf. figure 1.23) pour essayer de décharger la couche diélectrique [50]. Cependant, il faut noter que le phénomène

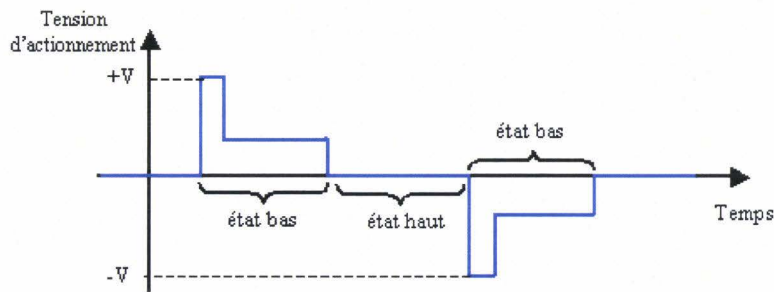


FIG. 1.23 – Tension de commande limitant la charge de la couche diélectrique

n'est pas complet et donc ne permet pas de décharger complètement le diélectrique [41]. Cette voie permettant d'augmenter la durée de vie des commutateurs (sans changement sur la conception ou le procédé) semble tout de même prometteuse mais nécessite encore de nombreuses études pour optimiser la forme des signaux appliqués aux électrodes.

Une technique originale a été développée par Texas Instrument en 1999. Elle consiste à augmenter les fuites dans le diélectrique pour aider celui-ci à se décharger [51]. Cette méthode conduit malheureusement à une tension de claquage plus faible.

Toutes les méthodes précédemment présentées consistent à limiter l'injection des charges en modifiant le diélectrique. Il est aussi possible d'ajouter des plots métalliques (cf. figure 1.24) qui empêchent les électrodes de commutation d'entrer en contact [25] et ainsi limiter l'injection des charges dans le diélectrique sans changer sa nature.

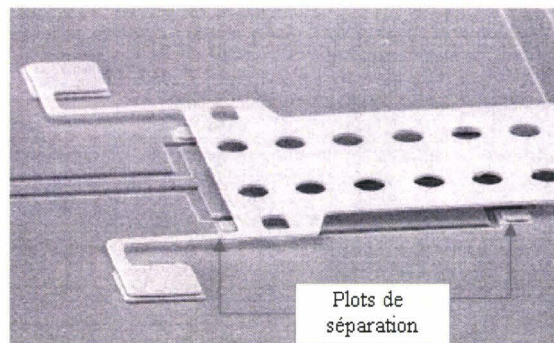


FIG. 1.24 – Plots de séparation pour éviter le collage

Enfin, on peut ajouter une contre-électrode de rappel au dessus de la membrane (cf. figure 1.25). Quand on veut faire passer le commutateur de l'état actionné vers l'état non actionné, on utilise cette électrode qui crée une force supplémentaire (s'ajoutant à la raideur de la membrane) et lutte ainsi contre le collage [52].

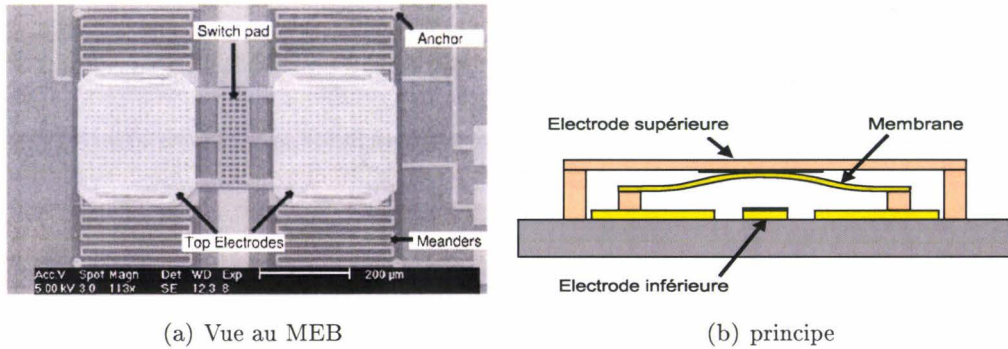


FIG. 1.25 – Commutateur avec électrodes de rappel

1.7 Conclusion

Le tableau 1.1 présente un tableau comparatif des performances des différents commutateurs vus dans la première partie de ce manuscrit.

	Procédé de fabrication	Taille	Tension d'actionnement	Vitesse de commutation
Cantilever	-	++	+	+
Pont	++	-	-	+

	BF	HF	Fiabilité
Contact Ohmique	+	-	-
Contact Capacitif	-	+	+

Actionnement	Taille	Force de contact	Compatibilité technologique	Consommation	Tension	Commutation
Thermique	+	+	++	-	++	-
Électromagnétique	-	+	-	-	+	=
Magnétostrictif	-	+	-	-	+	=
Piézoélectrique	=	++	-	+	+	+
Électrostatique	-	-	++	+	=	=

(les signes « - », « = », « + » et « ++ » indique que la caractéristique est, respectivement, peu, moyennement, bien et très bien adaptée)

TAB. 1.1 – Récapitulatif des possibilités de fabrication de commutateurs MEMS

Cette étude bibliographique permet d'orienter nos choix quant aux caractéristiques de notre commutateur MEMS pour que le système réponde au cahier des charges donné en introduction.

- **Type de contact** : Le contact de type capacitif semble le plus adapté à notre système. En effet, il présente de très bonnes performances en gamme millimétrique. De plus, la fiabilité attendue d'un commutateur à contact capacitif est supérieure à celle d'un commutateur à contact ohmique qui se dégrade dans le temps ;

- **Type de commutateur** : Nous avons retenu un commutateur de type pont à membrane encastrée-encastrée. La raideur d'une telle membrane est plus élevée que celle d'un cantilever (tous les autres paramètres étant constants), donc la tension d'effondrement sera supérieure. Cependant, la sensibilité au procédé technologique est moindre notamment en ce qui concerne la sensibilité aux gradients de contraintes très difficiles à maîtriser. Pour notre projet qui va nécessiter de nombreux commutateurs, la reproductibilité du procédé de fabrication est un point essentiel ;
- **Matériau de la membrane** : La membrane sera réalisée en matériau diélectrique. Ce choix de matériau complique quelque peu la mise au point du procédé technologique mais simplifie considérablement la conception du commutateur MEMS. L'effet inductif d'une membrane en métal disparaît et donc la résonance inhérente aussi ;
- **Type d'actionnement** : Nous avons choisi de développer un commutateur à actionnement électrostatique. En effet, ce type d'actionnement est parfaitement compatible avec un procédé technologique « classique » ne mettant en œuvre que des équipements et des matériaux habituellement rencontrés en microélectronique. De plus, ce type d'actionnement est faible consommation, ce qui est un avantage non négligeable pour les applications portables ou mobiles.

Bibliographie du chapitre 1

- [1] R. P. Feynman. There's plenty of room at the bottom. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 1, n°. 1 pages 60–66, March 1992.
- [2] K. E. Peterson. Micromechanical membrane switches on silicon. *IEEE Transaction on Electronic Devices*, vol. 23, n°. 23 pages 376–386, July 1976.
- [3] J. Bouchaud, “RF MEMS : status of the industry in 2004, application roadmap and market forecasts,” In *34th European Microwave Conference*, pages 1569–1672, Amsterdam, 2004.
- [4] A. Dec and K. Suyama. Microwave MEMS-based voltage-controlled oscillators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48 pages 1943–1949, Nov. 2000.
- [5] A. Malczewski. X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications. *Microwave and Guidedwave Letters*, vol. 9, n°. 12 pages 517–519, Dec. 1999.
- [6] P. Blondy, C. Champeaux, P. Tristant, D. Mercier, D. Cros, A. Catherinot, and P. Guillon, “Applications of RF MEMS to tunable filters and matching networks,” In *Semiconductor Conference CAS*, vol. 1, pages 111–116, Oct. 2001.
- [7] A. Dec and K. Suyama. Micromachined varactor with wide tuning range. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pages 357–360, Jun. 1998.
- [8] S. Balachandran, B. Lakshminarayanan, T. Weller, and M. Smith, “MEMS tunable planar inductors using DC-contact switches,” In *34th European Microwave Conference*, pages 717–720, Amsterdam, 2004.
- [9] G.L. Tan and G.M. Rebeiz. DC-26 GHz MEMS series-shunt absorptive switches. *IEEE MTT-S Digest*, vol. 1 pages 325–328, 2001.
- [10] J.B. Muldavin and G.M. Rebeiz. All-metal high-isolation series and series/shunt MEMS switches. *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n°. 9 pages 373–375, Sep. 2001.
- [11] E.J.J. Kruglick and K.S.J. Pister. Lateral MEMS microcontact considerations. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 8, n°. 3 pages 264–271, Sep. 1999.
- [12] Y. Wang, L. Zhihong, D. T. McCormick, and N. C. Tien. A low-voltage lateral MEMS switch with high RF performance. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 13, n°. 6 pages 902–911, Dec. 2004.
- [13] W.D. Yan, R.R. Mansou, and A. Khajepour, “A MEMS variable capacitor with high self-resonance frequency,” In *34th European Microwave Conference*, pages 1153–1156, 2004.
- [14] F. Plötz, S. Michaelis, R. Aignier, H.-J. Timme, J. Binder, and R. Noé. A low-voltage torsional actuator for application in RF-microswitches. *Sensor and Actuator*, vol. 92 pages 312–317, 2001.
- [15] P.M. Zavracky, N.E. McGruer, R.H. Morrison, and D. Potter. Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications. *International Journal RF Microwave CAE*, vol. 9 pages 338–347, 1999.
- [16] A.P. de Silva, C. Vaughan, D. Frear, L. Liu, S. M. Kuo, J. Foerstner, J. Drye, J. Abrokwah, H. Hughes, C. Amrine, C. Butler, S. Markgraph, H. Denton, and

- S. Springer, "Motorola MEMS switch technology for high frequency applications," In *Microelectromechanical Systems Conference*, pages 22–24, Aug. 2001.
- [17] 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*, vol. 35, n°. 3 pages 224–225, Feb. 1999.
- [18] R. Ramadoss, Y.C. Lee, V.M. Bright, and K.C. Gupta. GaAs-compatible surface-micromachining RF MEMS switches. *Electronics Letters*, vol. 35, n°. 3 pages 224–226, Feb. 1999.
- [19] 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*, vol. 13, n°. 3 pages 421–428, Jun. 2004.
- [20] J.-C. Chiao, Y. Fu, L.-Y. Lin, and D. Choudhury, "MEMS millimeter-wave components," In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1515–1518, Anaheim, Jun. 1999.
- [21] C. Bozler, R. Drangmeister, S. Duffy, M. Gouker, J. Knecht, L. Kushner, R. Parr, S. Rabe, and L. Travis, "MEMS microswitch arrays for reconfigurable distributed microwave components," In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 153–156, Boston, Jun. 2002.
- [22] C. Goldsmith, Y. Zhimin, S. Eshelman, and D. Denniston. Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches. *Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, n°. 8 pages 269–271, Aug. 1998.
- [23] G.M. Rebeiz. *RF MEMS : Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, 2003.
- [24] S.P. Pacheco, L.P.B. Katehi, and C.T.C. Nguyen. Design of low actuation voltage RF MEMS switch. *Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pages 165–168, Jun. 2000.
- [25] R. Chan, R. Lesnick, D. Becher, and F. Milton. Low-actuation voltage RF MEMS shunt switch with cold switching lifetime of seven billion cycles. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 12, n°. 5 pages 713–719, Oct. 2003.
- [26] J.B. Muldavin and G.M. Rebeiz. Inline capacitive and DC-contact MEMS shunt switches. *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n°. 8 pages 334–336, Aug. 2001.
- [27] V. Milanovic, M. Maharbiz, and K.S.J. Pister. Batch transfer integration of RF microrelays. *Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, n°. 8 pages 313–315, Aug. 2000.
- [28] D. Hyman and M. Mehregany. Contact physics of gold microcontacts for MEMS switches. *Transactions on Components and Packaging Technology*, vol. 22, n°. 3 pages 357–364, Sep. 1999.
- [29] R. Mihailovich, M. Kim, J.B. Hacker, E.A. Sovero, and J. Studer. MEM relay for reconfigurable RF circuits. *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, n°. 2 pages 55–56, Feb. 2001.
- [30] M. Fryziel. *Conception et Réalisation Technologique de Commutateurs Micro-Électromécaniques en bande K pour Antennes à Réseau déphasé*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.

- [31] X. Rottenberg, J. Geerlings, R.P. Mertens, B. Nauwelaers, and W. de Raedt, "MEMS near-DC to RF capacitive series switches," In *European Microwave Conference*, vol. 3, pages 975–978, 2003.
- [32] N.J. Grabham, N.M. White, and S.P. Beeby. Thick-film magnetostrictive material for MEMS. *Electronics Letters*, vol. 36 pages 332–334, 2000.
- [33] J.A. Wright and Y.-C. Tai, "Micro-miniature electromagnetic switches fabricated using MEMS technology," In *Proceedings of the 46th Annual International Relay Conference, NARM'98*, pages 13–1 to 13–4, Oak Brook, Illinois, April 1998.
- [34] M. Ruan, J. Shen, and C.B. Wheeler. Latching micromagnetic relays. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 10, n°. 4 pages 511–517, Dec. 2001.
- [35] S.J. Gross, S. Tadigadapa, T.N. Jackson, S. Trolrier-McKinstry, and Q.Q. Zhang. Lead-zirconate-titanate-based piezoelectric micromachined switch. *Applied Physics Letters*, vol. 83, n°. 1 pages 174–176, Jul. 2003.
- [36] G. Klaasse, R. Puers, and H.A.C. Tilmans. Piezoelectric versus electrostatic actuation for a capacitive RF-MEMS switch.
- [37] 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*, pages 47–49, 2001.
- [38] P. Robert, 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," In *TRANSDUCERS International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol. 2, pages 1714–1717, 2003.
- [39] F. Conseil. *Simulation, Conception, et Réalisation d'un Commutateur en Technologie Microsystème pour Dispositifs Logiques Sécuritaires*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003.
- [40] 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. *MTT-S Digest*, vol. 1 pages 1507–1510, 1999.
- [41] S. Melle, F. Flourens, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, F. Presseccq, J. Kucherbecker, J.L. Muraro, L. Bary, and R. Plana, "Reliability behavior of RF MEMS," In *International Semiconductor Conference*, vol. 1, page 26, Oct. 2003.
- [42] W.M. van Spengen. MEMS reliability from a failure mechanisms perspective. *Microelectronics Reliability*, vol. 43 pages 1049–1060, 2003.
- [43] D. Becher, R. Chan, M. Hattendorf, and M. Feng, "Reliability study of low-voltage RF MEMS switches," In *GaAs MANTECH Conference*, 2002.
- [44] B. Pillans, J. Kleber, C. Goldsmith, and M. Eberly. Rf power handling of capacitive RF MEMS devices. *MTT-S Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pages 329–332, 2002.
- [45] C. Goldsmith, J. Ehmke, A. Malczewski, and B. Pillans. Lifetime characterization of capacitive RF MEMS switches. *MTT-S Symposium Digest*, vol. 1 pages 227–230, May 2001.
- [46] I. de Wolf, "Reliability investigation of RF MEMS," In *MEMSWAVE*, Toulouse, 2003.

- [47] W.M. van Spengen, R. Puers, R. Mertens, and I. de Wolf. A low frequency electrical test set-up for the reliability assessment of capacitive RF MEMS switches. *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol. 13 pages 604–612, May 2003.
- [48] T. Lisec, C. Huth, and B. Wagner, “Dielectric material impact on capacitive RF MEMS reliability,” In *GaAs Symposium*, pages 471–474, Amsterdam, 2004.
- [49] C. Hung-Pin, Q. Jianguyan, B.A. Cetiner, and F. de Flaviis. RF MEMS switches fabricated on microwave-laminate printed circuit boards. *Electron Device Letters*, vol. 24, n°. 4 pages 227–229, Apr. 2003.
- [50] 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*, vol. 11, n°. 3 pages 106–108, Mar. 2001.
- [51] J. Ehmke, C. Goldsmith, Z. Yao, and S. Eshelman, “Method and apparatus for switching high frequency signals,” In *United States patent 6,391,675, Raytheon Co.*, vol. 1, 2002.
- [52] D. Peroulis, S.P. Pacheco, and L.P.B. Katehi. RF MEMS switches with enhanced power-handling capabilities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n°. 1 pages 59–68, Jan. 2004.

CONCEPTION ET RÉALISATION DU COMMUTATEUR MEMS SÉRIE

2.1 Introduction

Les premiers commutateurs MEMS de l'équipe CSAM ont été réalisés en 2000. Ces premières réalisations étaient basées sur un procédé technologique peu reproductible. À partir des bases, un nouveau procédé technologique fiable a été mis au point pour les commutateurs à membrane métallique. Le travail de cette thèse s'inscrit dans cette dynamique ; il nous faut mettre au point un procédé technologique fiable température fiable pour la réalisation de commutateurs MEMS séries à membrane diélectrique et compatible avec le procédé des commutateurs à membrane métallique. Pour assurer cette totale compatibilité, les deux procédés ont été développés dans le même temps.

La figure 2.1 présente une vue en 3D de la structure optimisée (les dimensions verticales ne sont pas respectées). Cette optimisation résulte d'une approche globale, mêlant des optimisations électromagnétique et mécanique et des améliorations dans le procédé technologique. Nous verrons que la membrane de la structure retenue a une forme de

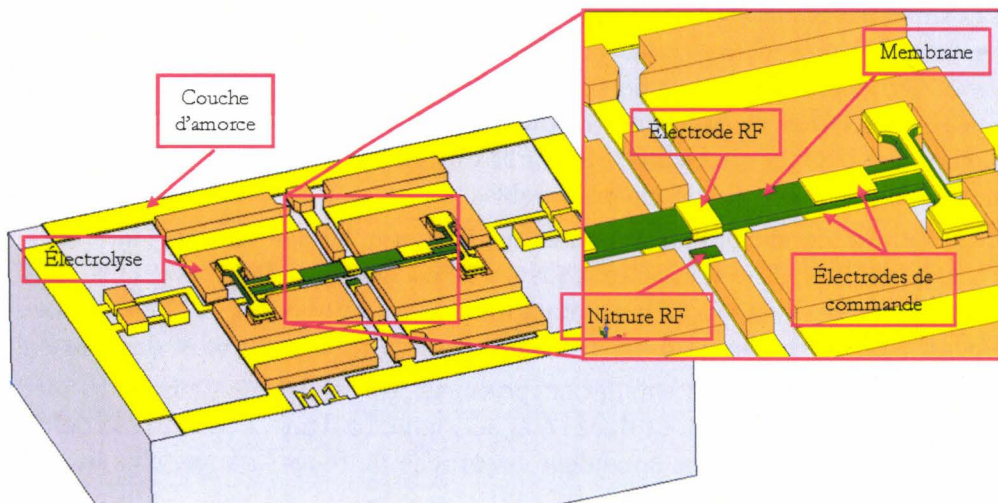


FIG. 2.1 – Vue du commutateur à réaliser

« H », contrairement aux membranes généralement rencontrées dans la littérature. Cette forme originale plus complexe doit apporter des bénéfices en terme de fonctionnement

et d'optimisation mécanique. Nous pouvons remarquer que les électrodes de commande sont au nombre de deux et excentrées par rapport à la ligne RF. Nous attendons de nombreux bénéfices de cette topologie. L'emplacement choisi permet, tout d'abord, de mieux découpler les paramètres mécaniques de ceux électromagnétiques. En effet, nous pourrions changer la taille de l'électrode RF (pour changer les performances électromagnétiques) sans changer la taille des électrodes de commande. De plus, nous avons vu au chapitre 1 que la fiabilité des commutateurs à actionnement électrostatique dépendait étroitement des problèmes de charge du diélectrique. Notre structure permet de conserver un mince film d'air entre les électrodes de commande qui limite la charge du diélectrique et améliore la fiabilité du système.

Cependant, le placement excentré des électrodes augmente la tension d'actionnement (ce qui diminue la fiabilité, cf. paragraphe 1.6.4.2). Pour diminuer la raideur de la membrane et donc la tension d'effondrement, deux bras de torsions ont été ajoutés à la membrane. Ces bras permettent en outre de mieux répartir les contraintes mécaniques sur l'ensemble de la structure.

2.2 Simulations mécaniques

Les premières simulations faites sur la structure avaient pour but de prévoir le comportement mécanique statique et dynamique du micro-commutateur. Ces simulations ont été menées par L. Buchaillet de l'équipe Microsystèmes Silicium de l'IEMN.

2.2.1 Simulations sous Coventorware

Les simulations mécaniques ont été faites à l'aide du logiciel commercial Coventorware [1] qui permet d'estimer les tensions d'effondrement (*pull-in*), de maintien (*pull-up*) ainsi que d'étudier les déformations de la membrane pendant son déplacement.

Ces simulations ont été effectuées sur une structure avec une membrane en or. Néanmoins, les résultats obtenus pour la déformation doivent être sensiblement identiques avec des membranes en nitrure de silicium. En revanche, du fait de la grande différence entre les caractéristiques élastiques (module de Young, coefficient de Poisson, contraintes résiduelles, gradient de contrainte) de l'or et du nitrure de silicium, les tensions d'effondrement et de maintien ne seront pas valables.

Les résultats de simulation présentés sur la figure 2.2 démontrent l'intérêt de notre structure en « H ». En effet, nous pouvons remarquer que les contraintes sont maximales sur les barres de torsion du commutateur et non au niveau de la membrane. Cette topologie particulière permet d'avoir un commutateur plus robuste et donc plus fiable.

Le deuxième résultat de simulation pertinent est la déformation de la membrane durant l'actionnement et surtout dans l'état actionné. La figure 2.3 montre la déformation simulée de la membrane (plus la couleur est proche du rouge/orange, plus la membrane est déformée).

Nous voyons que les électrodes de commande situées sur les extrémités de la membrane ne sont pas en contact avec les plans de masse. Cette caractéristique de la topologie est très intéressante pour la fiabilité du commutateur. Comme les électrodes supérieures ne touchent pas le diélectrique d'isolation des électrodes inférieures, le collage par char-

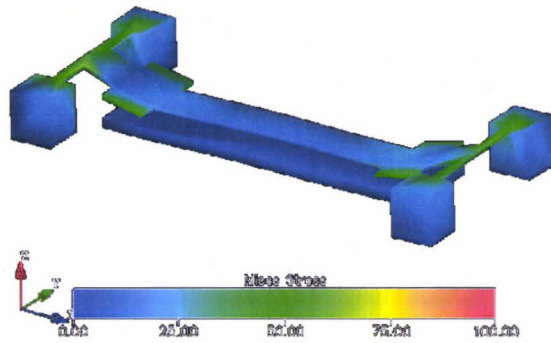


FIG. 2.2 – Contraintes sur la membrane en « H »

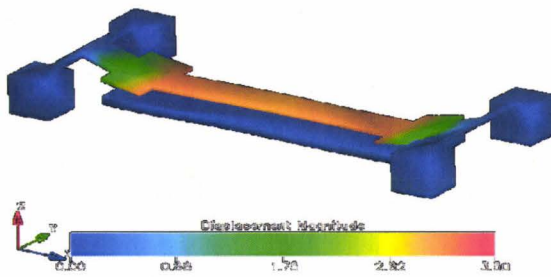


FIG. 2.3 – Déformation d'une membrane en « H »

gement de la couche diélectrique sera limité. De plus, les éventuelles déformations de la membrane dues aux contacts avec les électrodes vont être réduites puisque seule l'électrode RF centrale est au contact.

La figure 2.4 montre un cycle complet d'actionnement, de maintien puis de relâchement d'un commutateur. Nous observons que la tension de maintien de la membrane est, classiquement, inférieure à la tension d'effondrement. Il est important de noter que, contrairement aux structures plus classiques généralement rencontrées dans la littérature, notre topologie ne présente pas de phénomène de seuil. Cette caractéristique doit, elle aussi, permettre d'améliorer la fiabilité de notre commutateur en limitant la vitesse de la membrane quand celle-ci vient au contact.

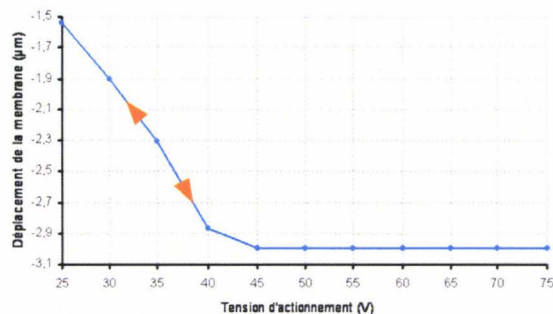


FIG. 2.4 – Déformation d'une membrane en « H »

Nous avons vu qu'il n'était pas possible d'utiliser ces simulations pour déterminer un ordre de grandeur des tensions d'actionnement et de maintien. Nous avons donc décidé de

calculer des approximations grossières de ces tensions en utilisant le modèle classique de la poutre de type encastrée-encastrée. Cette approximation n'est pas strictement valable puisque nous pouvons noter une torsion ainsi qu'une déformation vers le bas des bras du commutateur. Néanmoins, cette structure en « H » devant diminuer les tensions de tirage, nous pouvons utiliser ces valeurs comme des maxima. Pour obtenir des valeurs numériques des tensions, il nous faut posséder les valeurs des constantes élastiques du nitrure de silicium utilisé. Ces deux valeurs sont intimement liées à la composition du matériau, mais aussi aux conditions de dépôt de celui-ci. Ainsi, un nitrure déposé grâce à un procédé *Low-Pressure Chemical Vapor Deposit* (LPCVD) et un nitrure déposé grâce à un procédé *Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposit* (PECVD) n'auront pas les mêmes propriétés élastiques. Les propriétés élastiques sont tellement dépendantes du procédé de dépôt que deux dépôts PECVD effectués dans deux réacteurs différents (en changeant la passivation du réacteur par exemple) ne donneront pas forcément les mêmes matériaux du point de vue du comportement mécanique. Nous avons donc étudié rapidement l'influence des constantes élastiques du matériau sur la tension d'effondrement. La figure 2.5 montre la variation de la tension d'actionnement en fonction des contraintes résiduelles pour différents modules de Young ($E=170, 250$ et 330 MPa), en fixant le coefficient de Poisson à $0,27$ et en utilisant la formule classique donnant la tension d'actionnement d'une membrane encastrée-encastrée [2].

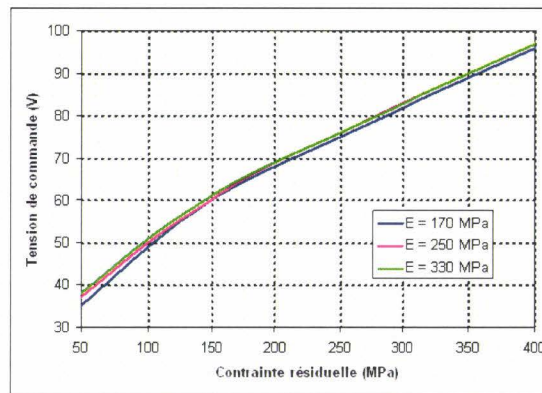


FIG. 2.5 – Comparaison des tensions de commande en volts en fonction des contraintes résiduelles

Les paramètres géométriques du commutateur ont été fixés, à $480 \mu\text{m}$ pour la longueur de la membrane, $50 \mu\text{m}$ pour sa largeur, $1 \mu\text{m}$ pour son épaisseur et $70 \times 50 \mu\text{m}^2$ de surface d'électrode. La figure 2.6 présente les variations de la tension d'effondrement de ce même commutateur en fonction des contraintes résiduelles pour trois coefficients de Poisson ($\nu=0,22, 0,27$ et $0,32$). Nous avons utilisé comme limites pour ce coefficient les bornes couramment retenues ; le module de Young a été fixé à 250 MPa.

On peut remarquer que, pour des valeurs de contrainte résiduelle relativement faibles (moins de 200 MPa), le paramètre le plus important pour déterminer la tension d'actionnement d'un commutateur est la contrainte résiduelle. Le coefficient de Poisson a une petite influence (de 3 à 4 V) tandis que l'influence du module de Young est quasi nulle (environ 1 V). Nous attacherons donc une importance particulière à l'optimisation de cette caractéristique du matériau de la membrane. De plus, il faut noter que la tension

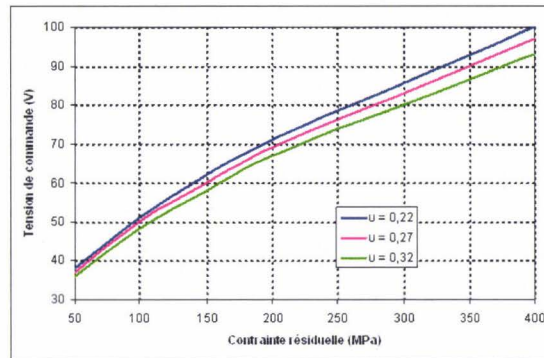


FIG. 2.6 – Comparaison des tensions de commande en volts pour différents coefficients de Poisson

de commande dépend de la longueur et de l'épaisseur de la membrane (cf. formule 2.4) ; cependant, ces deux paramètres dépendent de la géométrie des membranes.

2.2.2 Limitations et motifs de test

Dans le paragraphe précédent, nous avons vu que les tensions d'actionnement et de maintien dépendent fortement des constantes élastiques des matériaux utilisés. Ceci est aussi vrai pour les simulations mécaniques permettant de prévoir la déformation de la membrane ou les contraintes présentes. Les tests réalisés par M. Fryziel au cours de sa thèse [3] montrent des variations extrêmement importantes entre les simulations et les valeurs de mesure. Ces erreurs importantes proviennent, *a priori*, de la mauvaise connaissance de toutes les caractéristiques élastiques du matériau. Il est donc très important de pouvoir mesurer ou tout du moins estimer ces constantes dans le cas de notre dépôt. Comme la mesure des paramètres élastiques d'un film mince est difficile et que celles-ci peuvent varier d'un dépôt à l'autre, nous avons donc conçu des motifs de test inclus dans les masques des commutateurs.

2.2.2.1 Bref rappel sur les contraintes dans un film mince

Quand on dépose un film mince, celui-ci est soumis à des contraintes internes qui vont le déformer. La contrainte résiduelle d'un film mince peut, par approximation à l'ordre un, être représentée par la superposition d'une contrainte moyenne constante σ_0 et d'un gradient de contraintes σ_1 . La contrainte moyenne provient, quand le film est déposé à une température faible vis-à-vis de la température de fusion, d'un ordonnancement incomplet dans la structure ; le gradient de contraintes est provoqué par des effets plus localisés tels que la diffusion atomique aux interfaces, des défauts dans le film [4] ou de l'*atomic peening* (martèlement du film par des ions à haute énergie lors du dépôt) [5].

Les deux paragraphes suivants présentent les méthodes que nous utilisons pour estimer les propriétés élastiques des matériaux déposés.

2.2.2.2 Contraintes résiduelles

Les contraintes résiduelles globales (sur l'ensemble du substrat) peuvent être estimées à l'aide de la déformation d'un substrat de silicium sur lequel on a déposé le film mince de nitrure de silicium. La méthode est décomposée en deux phases, l'une avant le dépôt et l'autre après celui-ci. Avant le dépôt, on mesure l'épaisseur du substrat et on enregistre, à l'aide d'un profilomètre, sa courbure. On dépose la couche en film mince (dont l'épaisseur est très faible vis-à-vis de celle du substrat) et on mesure la nouvelle courbure de l'ensemble substrat/film mince. On utilise alors la formule de Stoney :

$$\sigma = \frac{E_s}{6(1-\nu_s)} \frac{h_s^2}{h_f} \left(\frac{1}{R^2} - \frac{1}{R_1} \right) \quad (2.1)$$

Où E_s et ν_s sont les module de Young et coefficient de Poisson du substrat, h_s son épaisseur ; h_f représente l'épaisseur du film, R_2 et R_1 sont les rayons de courbure après et avant le dépôt du film mince. Cette mesure ne donne qu'un ordre de grandeur des contraintes résiduelles (ce qui est suffisant dans notre cas). La principale source d'erreur est la mesure des rayons de courbure. En effet, les deux mesures doivent être faite au même endroit alors que le positionnement est manuel.

2.2.2.3 Motifs de test *in situ*

La seconde méthode permet d'estimer localement les contraintes du film mince. Pour ce faire, nous avons inclus des motifs de test *in situ*. Les réticules de motifs de test (au nombre de cinq) sont disposés sur toute la surface du substrat (au centre, et aux quatre « coins »). Ils permettent d'estimer les contraintes moyennes, les gradients de contraintes ainsi que le module de Young des films déposés.

- Membranes encastrées-encastrées : ce motif de test permet, en général de mesurer des films en compression (ce qui ne doit pas arriver dans notre cas). Nous utilisons ces membranes pour estimer le module de Young ainsi que les contraintes résiduelles du film en mesurant le profil d'une membrane encastrée-encastrée à l'aide d'un profilomètre dont l'aiguille de mesure est placée au centre de la poutre [6]. En connaissant la force appliquée par le stylet de mesure, on peut obtenir les valeurs des modules de Young et de la contrainte résiduelle par ajustement du profil de déflexion mesuré et celui calculé. Cette méthode relativement simple pour la partie mesure (il est seulement nécessaire de positionner correctement le stylet de mesure, i.e. proche du centre de la membrane) est assez difficile à mettre en œuvre. En effet, il faut ajuster les courbes mesurée et calculée; une erreur sur la force du stylet entraîne une imprécision dans l'estimation des constantes. L'article [6] rapporte qu'il peut être nécessaire de prendre en compte une longueur effective (en lieu et place de la longueur réelle) à cause de l'encastrement qui n'est pas parfait (sous-gravure importante). Avec notre procédé, cette erreur doit être relativement faible puisque la sous-gravure est réduite.
- Membranes encastrées-libres : ce motif de test permet de mesurer dans le même temps les gradients de contrainte et les contraintes résiduelles. La mesure du gradient de contrainte est relativement aisé si l'on connaît la valeur du module de Young : il suffit de mesurer la déflexion de la membrane. On applique alors la

formule suivante :

$$\sigma_1 = \frac{Eh}{L^2} \delta \quad (2.2)$$

avec h l'épaisseur de la membrane, L sa longueur, E son module de Young et δ la déflexion initiale. Nous disposons de membranes ayant deux largeurs différentes (20 et 50 μm) avec des longueurs allant de 20 à 150 μm . Ces dimensions permettent d'estimer des gradients de contraintes allant d'environ 30 MPa à plus de 1 GPa. Pour mesurer dans le même temps le module de Young et les gradients de contrainte, nous utilisons la méthode décrite dans [4]. Lors de la gravure de la couche sacrificielle sous le *cantilever*, les contraintes se relâchent et sous l'effet des gradients de contraintes la membrane se déforme vers le haut (gradients positifs) ou vers le bas (gradients négatifs). La partie de la membrane qui est encastrée n'est pas libre et n'est donc pas sensible à ce phénomène. Cependant, comme elle est solidaire du substrat, elle le déforme. La condition aux limites de la membrane entre la zone libre et la zone encastrée implique un déplacement nul de celle-ci mais va ajouter une pente initiale non nulle qui est fonction des contraintes résiduelles du film. La figure 2.7 présente les quatre cas possible en fonction du signe des contraintes résiduelles et des gradients.

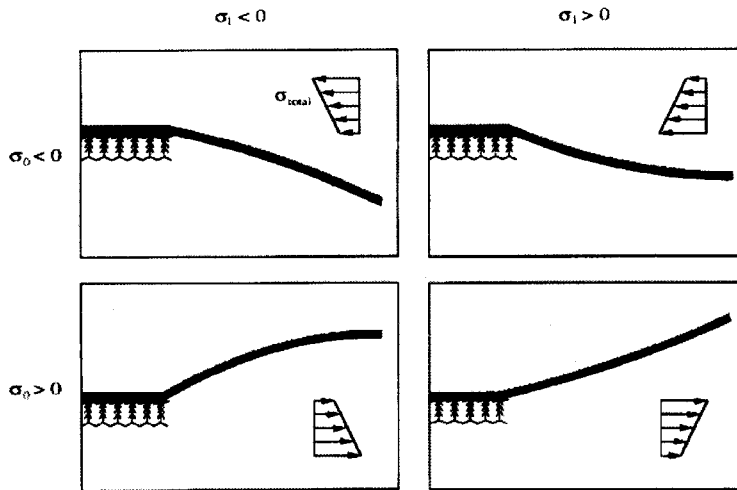


FIG. 2.7 – Déformation d'un *cantilever* en fonction des gradients et contraintes résiduelles du film

- Membranes encastrées-encastrées avec métallisation : ces motifs sont des membranes encastrées encastrées sur lesquelles nous déposons une électrode de commande supérieure permettant de les actionner. Nous faisons varier la largeur et la longueur des membranes. En mesurant les tensions d'effondrement des différentes membranes, il est possible de déterminer différentes constantes élastiques en utilisant la formule suivante :

$$V_{\text{effondrement}} = \sqrt{\frac{8k_c}{27\epsilon_0 W w} g_0^3} \quad (2.3)$$

$$k_c = 32Ew \left(\frac{t}{l}\right)^3 \frac{1}{8 \left(\frac{x}{l}\right)^3 - 20 \left(\frac{x}{l}\right)^2 + 14 \left(\frac{x}{l}\right) - 1} + 8\sigma(1-\nu)w \left(\frac{t}{l}\right) \frac{1}{3 - 2 \left(\frac{x}{l}\right)} \quad (2.4)$$

où Ww est la surface de l'électrode de commande, g_0 la séparation entre la membrane et l'électrode et ϵ_0 la permittivité diélectrique du vide.

La figure 2.8 présente les motifs de tests mécaniques retenus et le tableau 2.1 leurs caractéristiques. Nous pouvons distinguer les membranes encastrées-libres (1, gradient et contraintes résiduelles); les membranes de différentes longueurs et largeurs, avec (2,4) et sans trou (3,5), avec possibilité de les actionner pour évaluer leur raideur. Les trous dans la membrane ont deux buts : le premier est de donner des règles de dessin pour les futures conceptions (taille, espacement), le deuxième est d'évaluer l'apport de trous dans la membrane pour la commutation. À droite de cette figure, nous présentons les membranes simples (6) permettant la mesure du module de Young et des contraintes résiduelles ainsi que l'évaluation de la longueur maximale d'un pont.

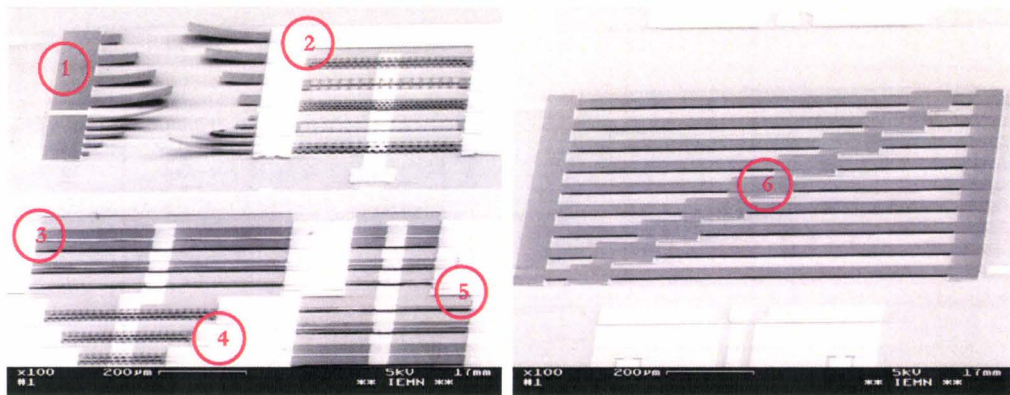


FIG. 2.8 – Motifs de test in situ

	Longueur (μm)	Largeur (μm)	Trous	Electrodes
1	50/100/150/200	20/50	non	non
2	400	50	oui	oui
3	600	20/50/100	non	oui
4	200/300/400	50	oui	oui
5a	200	20/50/100	non	oui
5b	400	20/50/100	non	oui
6	de 50 à 800	50	non	non

TAB. 2.1 – Résumé des caractéristiques des motifs de test mécanique

Cependant, nous verrons qu'expérimentalement, il est en fait relativement difficile d'utiliser de façon correcte ces différents motifs de test (cf. paragraphe 2.5).

2.3 Simulations électromagnétiques

La deuxième campagne de simulations concerne les performances électromagnétiques de notre structure. Ces simulations ont tout d'abord permis de valider le fonctionnement de notre commutateur en vérifiant le rapport de la capacité entre l'état haut et bas. Ensuite, nous avons pu voir l'effet de chacune des parties du commutateur et ainsi optimiser sa topologie.

2.3.1 Lignes coplanaires

Nous avons simulé des lignes coplanaires de différentes tailles (largeur de ligne et de fente) tout en conservant une impédance caractéristique égale à 50Ω et une longueur égale à 1 mm. Nous utilisons un substrat de GaAs ayant une épaisseur de $400 \mu\text{m}$. La largeur des plans de masse est de plus de $350 \mu\text{m}$ pour que les champs électriques se referment correctement et ainsi obtenir un mode coplanaire. Les pertes en haute fréquence sont plus élevées pour les lignes ayant une plus grande largeur (ligne et fente); elles sont vraisemblablement dues au rayonnement des fentes et à l'apparition de modes supérieurs. Au vu de ces résultats, nous avons choisi d'utiliser des lignes de caractéristiques $w = 30 \mu\text{m}$ et $s = 25 \mu\text{m}$. Ces lignes présentent des pertes relativement limitées et leurs dimensions sont suffisamment grandes pour ne pas être critiques au niveau technologique.

Ensuite, nous avons simulé une ligne coupée avec différents espaces g entre les deux tronçons de ligne (cf. figure 2.9). La figure 2.10 présente les résultats de ces simulations qui

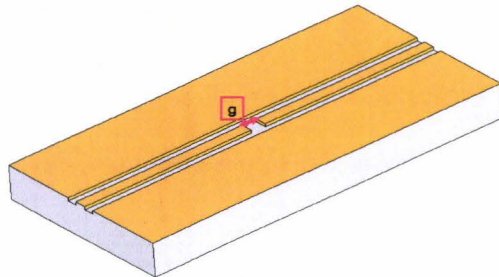


FIG. 2.9 – Vue des tronçons de lignes coplanaires simulées

permettent d'optimiser l'isolation entre les deux lignes (ligne₁ en bleu : $g = 10 \mu\text{m}$, ligne₂ en rouge : $g = 20 \mu\text{m}$, ligne₃ en vert : $g = 30 \mu\text{m}$ et ligne₄ en violet : $g = 40 \mu\text{m}$). Pour mettre au point le procédé de fabrication des commutateurs MEMS, nous avons retenu des espacements entre lignes de 10, 20 et $40 \mu\text{m}$. Il est à noter que l'espacement de $10 \mu\text{m}$ ne permettra pas d'obtenir des commutateurs ayant une isolation de plus de 20 dB à 60 GHz mais que cette faible valeur d'espacement permet de relaxer les contraintes de fabrication (la largeur de la membrane est plus faible). *A contrario*, un espacement de $40 \mu\text{m}$ promet de meilleures performances au prix d'une plus grande difficulté de fabrication. Enfin l'espacement de $20 \mu\text{m}$ permet de faire un compromis entre performances et difficulté de fabrication. Les masques permettant de mettre au point le procédé comprendront des motifs de test de lignes coplanaires permettant d'évaluer les pertes des lignes électrolysées entièrement ou partiellement, des lignes coupées ainsi qu'un kit de calibrage TRL (*Thru Reflect Line*).

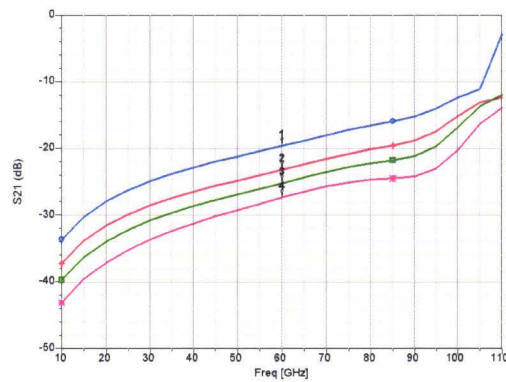


FIG. 2.10 – Isolation des différentes lignes coupées

Le modèle équivalent des lignes coupées est très simple puisqu'il ne comporte, en première approximation qu'une capacité série (cf. figure 2.11). L'optimisation de la valeur de la capacité se fait avec le logiciel de simulation système ADS [7].

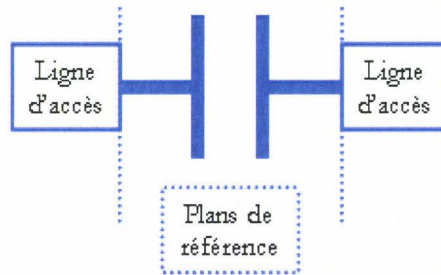


FIG. 2.11 – Modèle d'une ligne coupée

Le tableau 2.2 présente la capacité équivalente aux différents espaces (g) entre les tronçons de lignes.

$C_{gap10\mu m}(fF)$	$C_{gap20\mu m}(fF)$	$C_{gap30\mu m}(fF)$	$C_{gap40\mu m}(fF)$
2,89	2,42	1,39	1,05

TAB. 2.2 – Valeur des éléments du schéma équivalent des lignes coupées

2.3.2 Commutateurs MEMS

Nous avons ensuite simulé les commutateurs sur ces lignes coplanaires. Un grand nombre de simulations 3D a été réalisé pour mettre en évidence les zones critiques et voir l'évolution des performances en fonction des paramètres.

A priori, le commutateur peut se résumer à une capacité variable en série sur la ligne. La figure 2.12 présente une vue du commutateur (l'échelle verticale n'est pas respectée) et les variables associées.

De par la géométrie de la structure, il semble que les longueurs de pont (l_{pont}), largeur et longueur des bras (w_{bras} et l_{bras}), position et taille de l'électrode (pe et te)

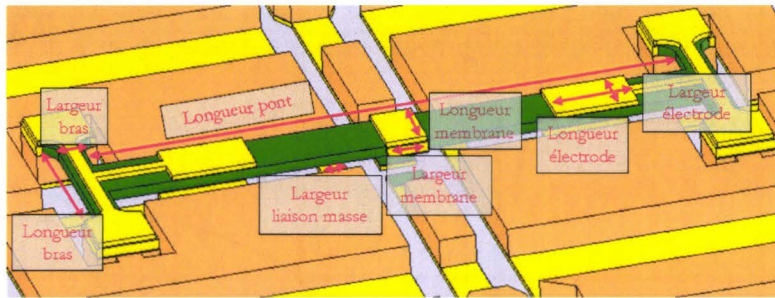


FIG. 2.12 – Vue du commutateur et des variables associées

n'ont pas de contribution directe sur le fonctionnement électromagnétique ; tandis que les variables largeur des liaisons de masse (w_{masse}), longueur (l_{elec}) et largeur de l'électrode doivent avoir une influence importante. Pour confirmer que ces différentes variables ont ou n'ont pas d'influence sur le fonctionnement électromagnétique, nous avons déterminé un schéma équivalent du commutateur.

2.3.3 Schéma équivalent du commutateur MEMS à membrane diélectrique

Sachant que la membrane du commutateur est composée de nitrure de silicium et au vu de la figure 2.12, nous pouvons raisonnablement penser que le seul élément susceptible d'influer sur le comportement électromagnétique du commutateur est l'électrode centrale. Cette assertion n'est vraie que si l'on conserve des liaisons de masse suffisamment larges pour limiter les effets inductifs. Une largeur de plus de $15 \mu\text{m}$ est suffisante pour cela ; c'est pourquoi tous les commutateurs réalisés ont une largeur de liaison de masse d'au moins $20 \mu\text{m}$ (cf. tableau 2.4 ci dessous).

Le schéma équivalent est donc extrêmement simple puisqu'il ne comporte qu'une capacité série représentant l'ensemble ligne/diélectrique de capacité/électrode RF (cf. figure 2.13). Le petit morceau de ligne qui constitue l'électrode (au maximum $140 \mu\text{m}$ pour nos commutateurs) n'est pas pris en compte dans cette modélisation du fait de sa trop petite taille (environ $0,06 \lambda_G$). Ce modèle est valable pour les deux états du commutateur en faisant varier la valeur de la capacité.

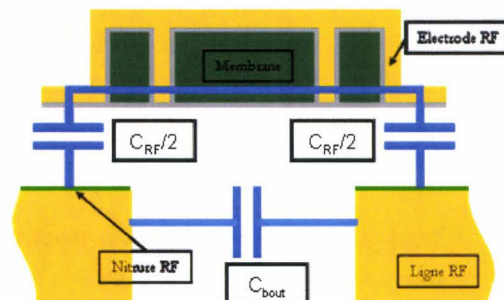


FIG. 2.13 – Schéma équivalent du commutateur MEMS série à membrane diélectrique

Le schéma équivalent est en bon accord avec les simulations 3D réalisées sous HFSS, comme le montre la figure 2.14 sur un exemple. La courbe rouge correspond au modèle

équivalent et la courbe bleue aux résultats de simulation après *deembedding* (c'est la méthode de *deembedding* utilisée qui provoque les résonances au delà de 70 GHz).

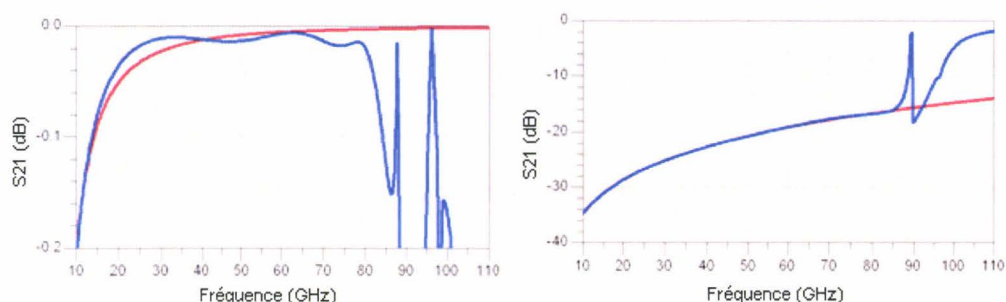


FIG. 2.14 – Comparaison du S_{21} du modèle et de la simulation 3D pour le commutateur MEMS1

Pour vérifier la validité de ce modèle, nous avons modélisé différents commutateurs ayant des dimensions différentes et calculé les capacités à l'aide de la formule de la capacité plan. La figure 2.15 présente la valeur de cette capacité plan et la valeur du modèle (extrait des simulations 3D) pour différents types de commutateurs. À l'état bas (capacité importante), nous voyons que la concordance est bonne; les variations entre les deux valeurs sont dues aux effets de bords qui ne sont pas pris en compte dans la formule de la capacité plan. À l'état haut (capacité très faible), la capacité du modèle est en réalité la somme de la capacité du bout de ligne et de la capacité C_{RF} . Après soustraction de la capacité du bout de ligne (C_{bout}), les résultats sont concordants.

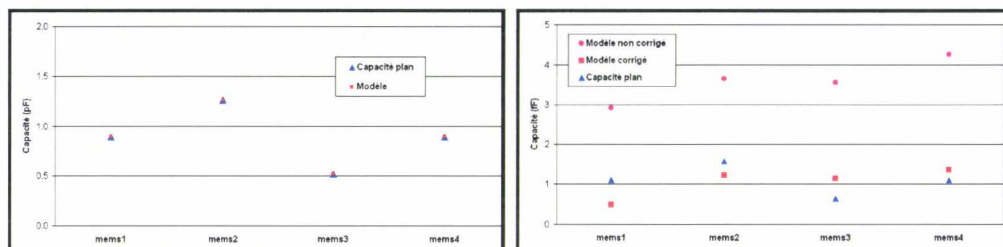


FIG. 2.15 – Comparaison entre la capacité du modèle et celle du condensateur plan

Le schéma équivalent extrêmement simple du commutateur série à membrane diélectrique justifie pleinement l'intérêt de développer une membrane non conductrice. Avec cette configuration, nous nous affranchissons des problèmes de résonance dus aux éléments parasites des membranes métalliques longues (les inductances en particulier) qui rendent ardue la conception à très haute fréquence.

2.3.4 Motifs de test choisis pour la mise au point du procédé technologique

Pour étudier l'influence de chacun des paramètres, tant sur le plan électromagnétique que sur les plan mécanique et de procédé technologique, nous avons dessiné un réticule comprenant seize motifs différents. La largeur de l'électrode centrale RF a été fixée à $30 \mu\text{m}$ (identique à la largeur de la ligne RF). Le motif M1 sert de référence pour les

quinze autres motifs. Le tableau 2.3 présente un résumé des dimensions (en μm) de cette référence.

lpont(μm)	lbras (μm)	wbras (μm)	pe (μm)	te (μm)
480	150	20	80	70
ligne CPW (G/W/G, μm)	g (μm)	wmasse (μm)	lelec (μm)	delec (μm)
25/30/25	20	20	20	4

TAB. 2.3 – Résumé des caractéristiques du commutateur M1

Le tableau 2.4 résume les variations (en μm) apportées sur chacune des structures de test. Un « x » indique une variation attendue des performances dans le fonctionnement (électromagnétique ou mécanique) ou le procédé; un « = » indique que la variation du paramètre n'implique pas de changement des performances ou du procédé; un « * » indique que la variation n'est pas voulue, mais qu'elle résulte de contraintes de dimensions sur la structure.

motif	Variations des dimensions en μm	Élec	Méca	Proc
M2	lelec=30	x	=	=
M3	lelec=10	x	=	=
M4	g=10	x	=	=
M5	g=10 — lelec=40	x	=	=
M6	g=10 — lelec=60	x	=	=
M7	g=40 — lelec=20	x	=	=
M8	g=10 — lelec=60 — te=20 — pe=10*	x	x	x
M9	lpont=330 — wmasse=10* — pe=10*	x	x	x
M10	électrodes de commande comme l'électrode centrale	=	x	x
M11	wmasse=100	=	x	=
M12	wbras=50	=	x	=
M13	te=110 — pe=40*	=	x	=
M14	pont à air	x	=	x
M15	pe=30	=	x	=
M16	ligne CPW 20/20/20	x	=	x

TAB. 2.4 – Variation des différents paramètres (dimensions en μm) et influence prévue

Il faut noter que la taille des piliers a été fixée à $50 \mu\text{m}$; aucune variation de cette dimension n'a été prévue car ce paramètre n'influe sur aucune des performances.

2.4 Réalisation

Après avoir vu la conception des commutateurs, nous consacrons cette partie à la réalisation des commutateurs. Elle est entièrement effectuée dans les salles blanches du laboratoire central de l'IEMN avec le support du personnel de salle blanche que je tiens à vivement remercier pour leur aide et leurs précieux conseils.

À terme, nous voulons intégrer les commutateurs avec des circuits MMIC, soit en co-intégration soit en procédé *above IC*. Nous avons donc des contraintes fortes en terme de température et de choix de substrat. En général, les circuits hyperfréquences en gamme millimétrique sont réalisés sur des substrats III-V tels que l'arséniure de gallium (GaAs) ou le phosphore d'indium (InP). Pour notre application, ces deux substrats sont équivalents (permittivité relative proche, pertes diélectriques du même ordre. . .) ; nous avons décidé d'utiliser un substrat GaAs. Notre procédé doit être, dans son intégralité, à basse température au sens des MMIC, i.e. avec des températures de travail inférieures à 250 °C. Ce faisant, nous permettons la réalisation des commutateurs en post-procédé, sans modifier de façon substantielle les caractéristiques des contacts métalliques préalablement réalisés au sein des transistors.

Les paragraphes qui suivent présentent le procédé technologique pas à pas en insistant sur les problèmes rencontrés lors de la réalisation en salle blanche et les solutions apportées.

2.4.1 Résumé du procédé de réalisation des commutateurs MEMS à membrane diélectrique

Chacune des étapes technologiques a nécessité des optimisations qui seront décrites dans les paragraphes suivants. Le procédé final mis au point au cours de cette thèse permet d'obtenir de façon reproductible des commutateurs MEMS à membrane diélectrique. Il comprend sept niveaux de masque.

Lift-off : réalisation de la couche d'amorce en titane/or par *lift-off* ;

Nitruure : formation de la couche diélectrique (nitruure de silicium) pour la capacité RF et de sa couche d'adhérence en titane ;

Électrolyse : définition du moule pour l'électrolyse des lignes RF, des masses et des piliers ; électrolyse de ces éléments ;

Accrochage : formation de la couche d'accrochage (titane) pour la membrane et pour l'électrode RF ;

Membrane : dépôt et formation de la membrane en nitruure de silicium faiblement contraint ;

Électrodes : réalisation des électrodes de commande et de l'électrode RF (titane/or) ;

Cache : protection des structures et gravure de la couche d'amorce.

2.4.2 Premières étapes : réalisation de la ligne RF, des plans de masse et des piliers

La première étape consiste en la réalisation des lignes coplanaires, i.e. de la ligne RF et des plans de masse. Nous utiliserons de l'or pour réaliser ces plans. En effet, l'or possède une grande conductivité électrique permettant de limiter les pertes. De plus, l'or est un métal qui ne s'oxyde pas au contact de l'air. Cependant, l'or adhère faiblement aux matériaux III-V, nous utiliserons donc une couche d'accrochage en titane.

Il est couramment admis qu'une ligne de propagation microruban doit avoir une épaisseur supérieure à deux fois l'épaisseur de peau. Comme le champ électromagnétique d'une ligne coplaire est majoritairement contenu dans la fente entre masses et conducteur

central, il faut augmenter l'épaisseur des conducteurs au maximum. Nous avons opté pour des lignes de $3\ \mu\text{m}$ d'épaisseur pour rester compatible avec le procédé de fabrication des commutateurs à membrane métallique.

Le dépôt d'un métal (pour réaliser des lignes) peut se faire selon trois procédés principaux. On peut déposer le métal sur tout le substrat (par évaporation sous vide ou pulvérisation cathodique), déposer une couche de résine de masquage, puis attaquer le métal déposé par voie chimique. Cette technique très simple est cependant peu précise. En effet, la précision de gravure de ce procédé est égale à l'épaisseur du métal, ce qui est incompatible avec les dimensions latérales ($30\ \mu\text{m}$) de notre ligne RF.

Un deuxième procédé est celui dit du *lift-off*. On dépose préalablement une couche de résine que l'on modèle, puis on dépose la couche de métal sur tout le substrat. Ensuite, on enlève la résine ; le métal déposé sur le substrat persiste tandis que celui déposé sur la résine est enlevé. Cette technique permet de contrôler très précisément la taille des motifs. Cependant, il est assez difficile d'obtenir des couches épaisses. Un procédé mis au point par P. Muller au cours de sa thèse [8] permet d'utiliser cette technique avec des couches de plusieurs micromètres, mais les motifs doivent être grands et la précision obtenue est relativement faible.

La troisième voie de métallisation est l'utilisation d'un dépôt électrolytique. Elle permet d'obtenir des couches épaisses (plusieurs dizaines de micromètres) avec une grande précision. Cette solution est très bien adaptée à notre réalisation et nous l'avons donc naturellement retenue. Le principe est assez simple : on plonge l'échantillon dans une solution chauffée et agitée contenant des ions métalliques qui, sous l'effet d'un champ électrique (créé par un générateur de courant continu), vont migrer puis se déposer sur le substrat. Au préalable, il est nécessaire de déposer une couche conductrice sur le substrat qui sert alors de cathode ; un treillis en titane platiné sert d'anode et un ampèremètre permet de mesurer précisément le courant traversant la solution. Nous avons tout d'abord pensé utiliser une couche de titane/or déposée en pleine plaque. Cependant, nous avons connu de nombreux problèmes avec ce procédé [3]. Nous avons donc décidé d'utiliser une couche d'amorce déjà formée. Ceci permet de maintenir un procédé avec des couches planes sans avoir à recourir à des moyens de polissage. Pour assurer une bonne précision de la taille des motifs, nous utilisons comme couche conductrice une couche de titane/or déposée par évaporation sous vide en *lift-off*. Sous la membrane du pont, cette couche d'amorce servira de ligne RF, elle doit donc nécessairement être suffisamment épaisse pour ne pas amener trop de pertes.

2.4.2.1 Étape n°1 : couche d'amorce

Il a donc fallu, en premier lieu, mettre au point le *lift-off*. À l'IEMN, on utilise souvent le procédé dit « Novolak ». Ce procédé permet d'obtenir un profil casquette avec une épaisseur de résine d'environ $0,5\ \mu\text{m}$.

Vu le profil de la résine et son épaisseur, il est possible de déposer des couches métalliques d'au plus $0,15\ \mu\text{m}$, pour éviter les éventuelles lichettes de métal non désirées (cf. figure 2.16). Cette épaisseur est insuffisante pour notre application. Nous pouvons remplacer la résine AZ1505 par la résine AZ1518 qui présente, dans les mêmes conditions, une épaisseur de $1,8\ \mu\text{m}$ (et autorise des épaisseurs de métallisation d'environ $0,6\ \mu\text{m}$). Il est alors malheureusement difficile de maîtriser les dimensions des motifs obtenus.

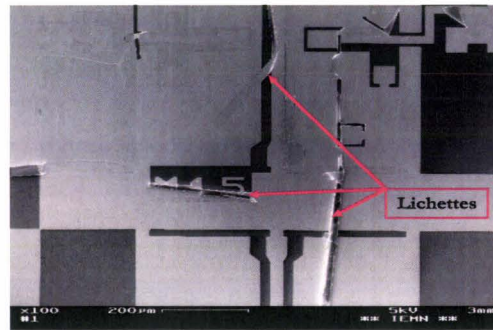


FIG. 2.16 – *Lift-off* raté à cause de lichettes métalliques

Nous avons donc décidé d'utiliser un procédé plus difficile à mettre en œuvre mais donnant de meilleurs résultats : un procédé bicouche. Ce procédé est décrit dans une note de la société Microchem [9]. Après de nombreux essais, un procédé satisfaisant et parfaitement reproductible a été mis au point. On commence par déshydrater le substrat en le posant sur une plaque à 200 °C pendant 10 mn. Après refroidissement sous un flux d'azote sec, nous déposons la résine PMGI (polyméthylglutarimide) SF11 [9] puis nous la recuison à 200 °C. Nous déposons la deuxième couche de résine optique qui sert de masque et la recuison. La résine est alors insolée au travers du masque *lift-off*. Après développement de la résine optique, on insole la résine PMGI aux UV profonds. La résine PMGI est alors sur-développée pour obtenir un retrait (cf. figure 2.17).

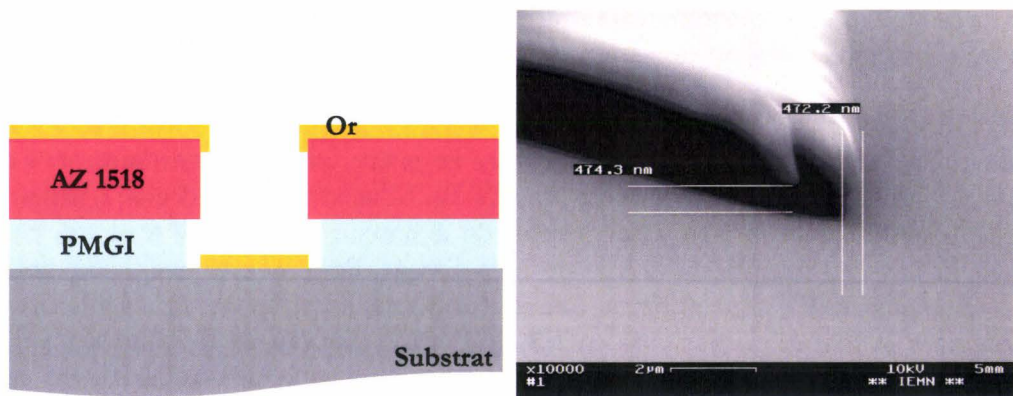


FIG. 2.17 – Vue du *lift-off* bicouche retenu (dessin) et vue au MEB des couches de résine

La forme de la couche d'amorce permet de relier tous les motifs entre eux de façon à assurer un contact électrique, nécessaire pour l'électrolyse des lignes RF et des piliers (cf. étape 2.4.2.3 et figure 2.18).

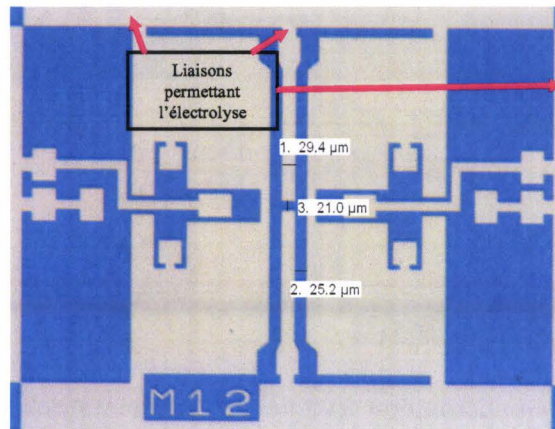


FIG. 2.18 – Vue au microscope optique d'un commutateur après l'étape n°1

2.4.2.2 Étape n°2 : nitrure de silicium pour le contact capacitif

La deuxième étape du procédé est plus simple : elle consiste à déposer le nitrure de silicium assurant le contact capacitif RF sur la partie de la ligne coplanaire sous le pont. On commence par déposer une couche de titane pulvérisé par *lift-off*. Cette couche de faible épaisseur (250 Å) sert de couche d'accrochage pour le dépôt de nitrure de silicium. En effet, nous avons remarqué que le nitrure de silicium adhérerait faiblement sur l'or évaporé ; et donc, sans cette couche, le contact capacitif serait détérioré lors du fonctionnement. Le nitrure de silicium est déposé par PECVD stœchiométrique basse température (200 °C). Les gaz utilisés sont du silane SiH_4 (3%) dilué dans de l'azote et de l'ammoniac NH_3 . La température élevée et la puissance RF (à 13,56 MHz) du plasma permettent de dissocier les réactifs : les énergies de liaison étant relativement faibles (76 kcal.mole⁻¹ pour le silane et 93,4 kcal.mole⁻¹ pour l'ammoniac [10]). Nous obtenons un nitrure de silicium Si_3N_4 selon la réaction suivante :



Cette réaction idéale montre un très grand excès d'atomes d'hydrogène qui vont polluer notre dépôt (le pompage de ces atomes très légers n'est pas très efficace). La température relativement faible dans notre cas (200 °C) ne permet pas une bonne désorption de l'hydrogène. Il est possible de remplacer l'ammoniac par un autre donneur d'atome azote tel que le diazote (N_2) mais son énergie de liaison est très élevée (225,8 kcal.mol⁻¹). Il faut donc, soit augmenter la température, soit augmenter de façon très significative la puissance RF, ce qui conduit à des dépôts de qualité médiocre. Il est aussi possible d'utiliser un réacteur PECVD modifié [11] ; cependant, nous n'en disposons pas à l'IEMN. Le nitrure de silicium est alors formé en utilisant la même technique que pour le titane. La figure 2.19 présente un commutateur après l'étape n°2.

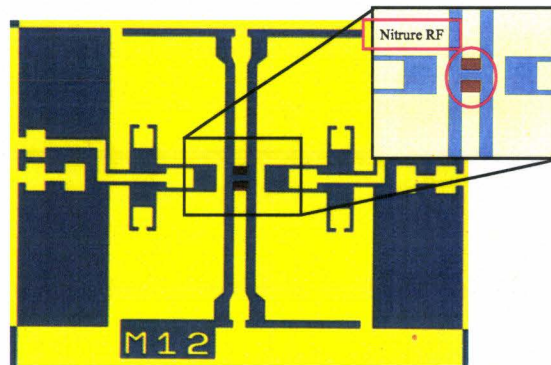


FIG. 2.19 – Vue au microscope optique d'un commutateur après l'étape n°2

2.4.2.3 Étape n°3 : électrolyse de la ligne RF, masses et piliers

La troisième étape consiste à faire croître par électrolyse la ligne RF, les plans de masse et les piliers soutenant la membrane. Cette étape de réalisation du moule en résine sacrificielle et d'électrolyse a été assez difficile à mettre au point. Nous ne nous intéresserons pas à la chimie du phénomène ici. Une thèse précédemment soutenue à l'IEMN [12] a étudié le dépôt électrolytique d'or avec le matériel disponible dans nos salles blanches. Nous avons repris ces paramètres en adaptant les courants et les temps de croissance ainsi qu'en utilisant un moule d'électrolyse différent. À la différence de l'étude précédente, la résine sacrificielle servant de moule pour l'électrolyse sert dans les étapes suivantes pour assurer la planéité de la membrane.

Nous commençons par réaliser le moule de résine sacrificielle qui va définir le motif d'électrolyse. Pour ce moule, nous utilisons la résine PMGI. Ses caractéristiques sont très intéressantes pour notre application. En effet, elle est tout d'abord stable jusqu'à plus de 300 °C (contre environ 120 °C pour les résines optiques) ; on peut donc utiliser cette résine comme résine sacrificielle sur laquelle on déposera la membrane. Elle est aussi transparente en lumière visible, ce qui permet de voir les motifs sous la PMGI (la couche d'amorce en particulier). Elle n'est pas sensible aux UV400 mais seulement aux UV250 et à l'écriture électronique ; la sélectivité est donc bonne avec les résines optiques. Enfin, la PMGI est plus ou moins inerte chimiquement (après recuit), surtout vis-à-vis de l'acétone.

Le dépôt de la PMGI se fait en trois étapes. Tout d'abord, nous déshydratons le substrat à 200 °C sur plaque pendant 15 mn. La déshydratation est extrêmement importante à cette étape. Si l'on s'en affranchit, la PMGI n'adhère pas parfaitement au substrat et aux motifs de la couche d'amorce. Cela entraîne alors un décollement de la résine durant l'électrolyse ce qui détruit les motifs préalablement moulés (cf. figure 2.20).

Nous déposons alors une première couche de résine PMGI SF11 d'une hauteur de 1,5 μm , la recuisons à 200 °C sur une plaque pendant 2 mn. Après refroidissement à l'air ambiant, on dépose la seconde couche de PMGI dans les mêmes conditions. Le recuit peut alors se faire de deux manières différentes. La première consiste en un premier recuit de 1 mn et 40 s à 200 °C sur plaque puis à un recuit à 250 °C pendant 20 s de sorte à durcir la résine. Nous utilisons cette méthode pour éviter le craquellement de la résine, pensant qu'il provenait de la migration d'ions ou d'eau à l'intérieur de la résine lors de

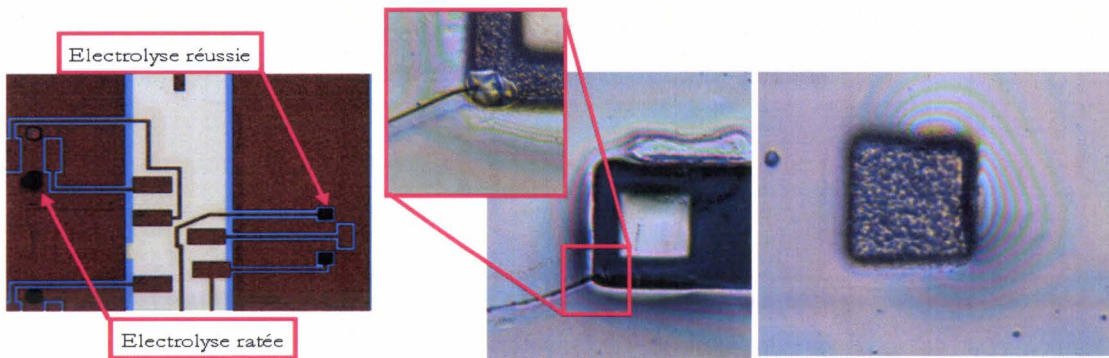


FIG. 2.20 – Électrolyse ratée due à un décollement et aux fissures de la résine

l'électrolyse (cf. figure 2.20). La deuxième méthode permet de limiter la température de recuit à 200 °C sur plaque pendant 2 mn, comme pour la première couche. Si le substrat est correctement déshydraté, cette deuxième façon de recuire est satisfaisante.

Ensuite, nous déposons une couche de résine optique qui va servir de masque pour la PMGI. Après recuit, nous insolons la résine optique aux UV400 à travers le masque « électrolyse ». Une fois la résine développée, elle se comporte comme un masque pour les UV250 et permet le transfert du motif à la PMGI SF11. Ensuite, on expose le substrat aux UV400 sans masque (exposition pleine plaque) pour insoler toute la résine optique restante. Un développement final permet, dans le même temps, d'enlever la résine optique et de révéler la résine PMGI (cf. figure 2.21).

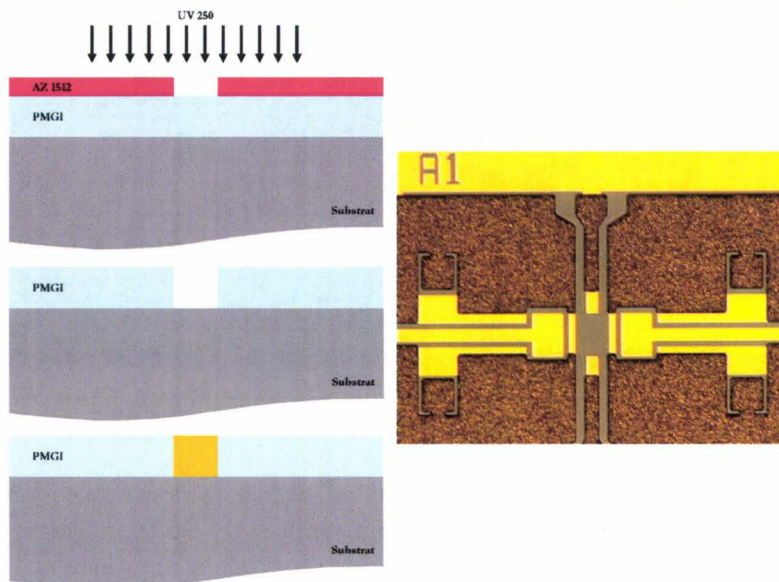


FIG. 2.21 – Électrolyse de la ligne RF, des masses et des piliers

L'électrolyse se fait ensuite en utilisant un bain d'électrolyse PUR A GOLD 402, à base de cyanure double d'or et de potassium qui permet des revêtements d'or pur à 99,99 % [13]. Les paramètres utilisés sont résumés dans le tableau 2.5.

Distance entre électrodes	6 cm
Température du bain	45 °C (± 2 °C)
Agitation	50 tr.mn ⁻¹ (± 3 tr.mn ⁻¹)
Courant	30 mA ($\pm 0,1$ mA)

TAB. 2.5 – Paramètres d'électrolyse

Chacun de ces paramètres sont susceptibles de varier dans de faibles proportions. Nous avons évalué l'ordre de grandeur des variations généralement rencontrées lors de nos expériences. La distance entre électrodes ne varie que très peu (système fixe de maintien), seul le parallélisme entre les électrodes varie, mais il est difficile de mesurer cette variation. La donnée « courant » n'est pas généralement donnée ; on préfère mentionner la densité de courant, cependant puisque nos échantillons sont toujours identiques en terme de surface, il est beaucoup plus facile de s'intéresser à une mesure directe du courant.

Avec ces paramètres, on obtient une vitesse de croissance de l'or électrolytique d'environ 103 nm.mn⁻¹. Cette valeur fluctue entre deux électrolyses de 100 à 105 nm.mn⁻¹ (ce qui correspondrait à une imprécision de 5% sur l'épaisseur d'or). Il est donc nécessaire de mesurer cette vitesse à chaque électrolyse de façon à obtenir un profil conforme à celui attendu (cf. figure 2.21). Pour cela, nous réalisons une première mesure de vitesse de croissance à partir d'une électrolyse de 15 mn, puis nous adaptons le temps de croissance en fonction des résultats de cette première phase (le temps « nominal » est de 29 mn environ). Le grain de l'or obtenu par électrolyse est assez gros (cf. figure 2.22).

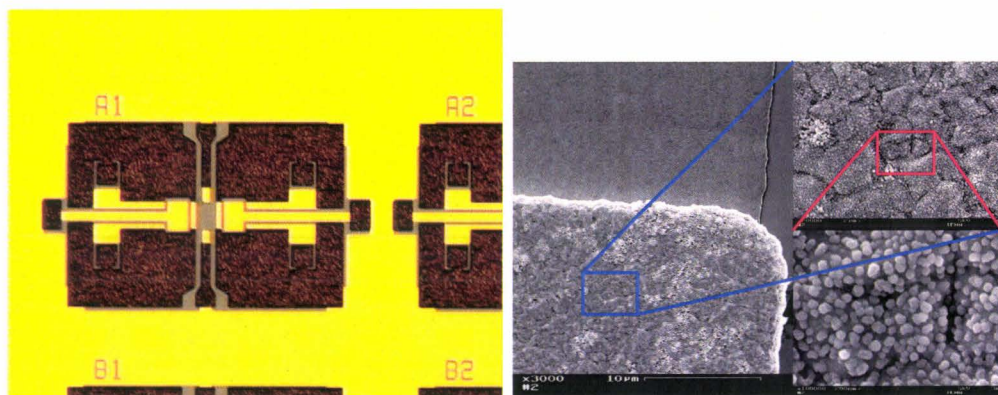


FIG. 2.22 – Électrolyse réussie et son grain

Nous avons essayé de diminuer ce grain en utilisant un système de commande spécialement conçu pour l'électrolyse. Ce système comprend, outre les deux électrodes classiques, une troisième électrode indépendante de mesure. Associé à une interface de commande et à un ordinateur, il permet de contrôler finement les tension et courant appliqués au bain et donc à l'échantillon. Il permet en outre de mesurer et sauvegarder ces paramètres pendant toute la durée de l'électrolyse. Avec ce matériel, il nous a été possible de tester l'électrolyse en mode pulsé. *A priori*, ce mode de fonctionnement permet d'obtenir des couches plus compactes et moins rugueuses. Le principe en est relativement simple : on applique une impulsion de courant très élevé par rapport au courant continu habituel

pendant un temps court (quelques millisecondes). On assiste alors normalement à un dépôt de bonne qualité (vu le courant appliqué) et la « double-couche » (zone interface entre l'échantillon et le bain) se vide des ions or [14]. Après cette impulsion, on laisse un temps de repos permettant de recharger la double couche par diffusion et agitation. On calcule les temps pour obtenir un courant moyen équivalent au courant continu habituellement utilisé. Malgré une optimisation des paramètres de départ, nous n'avons pas obtenu des électrolyses de meilleure qualité. Nous avons donc continué à réaliser des électrolyses en courant continu.

La couche d'amorce formée (cf paragraphe 2.4.2.1) a amené un nouveau problème. Après électrolyse, la ligne RF prend une forme de cuvette (cf. figure 2.23) qui dégrade la qualité du contact capacitif (limitation de la surface de contact). Pour s'affranchir de ce problème, la partie de la ligne RF sous le pont n'est pas électrolysée. Ce morceau de ligne apporte des pertes résistives supplémentaires mais nous ne pouvons pas trop épaissir la couche d'amorce pour garder une bonne planéité des couches déposées par la suite. Un compromis a été trouvé avec une couche d'amorce constituée de 1000 Å de titane et 2000 Å d'or.

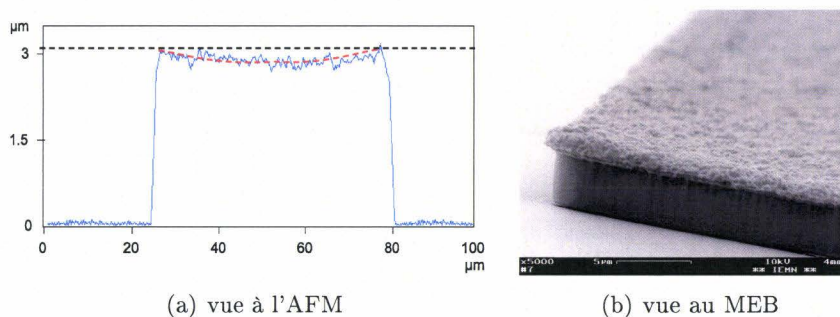


FIG. 2.23 – Forme de cuvette de la ligne RF

2.4.3 Étape n°4 : dépôt de la membrane

2.4.3.1 Couche d'accrochage

L'étape suivante consiste en la réalisation de la membrane en nitrure de silicium. Nous commençons par déposer une couche d'accrochage en titane pour augmenter l'adhérence entre or et nitrure de silicium (cf. paragraphe 2.4.2.2). Comme précédemment, nous commençons par déposer la couche de titane (1000 Å) en pleine plaque par pulvérisation cathodique, puis nous déposons une couche de résine servant de masque et nous finissons par attaquer la couche de titane à l'aide d'une solution de fluorure d'ammonium et d'acide fluorhydrique. Ce procédé très simple donne en général de bons résultats mais n'est pas très reproductible. En effet, le bâti de pulvérisation que nous utilisons sert à de nombreux dépôts de matériaux différents. Il arrive parfois que le métal déposé ne soit pas pur, mais qu'il soit contaminé par d'autres métaux. Lors de l'attaque du titane, il reste alors parfois quelques traces de métaux non attaqués. Même si ces traces restent localisées, elles peuvent être gênantes. Nous avons tenté d'augmenter le temps de nettoyage du bâti pour augmenter la qualité du dépôt, sans succès. Nous avons aussi augmenté le temps de gravure du titane. Cependant, ce faisant, nous augmentons la sous gravure de nos

motifs (et donc la précision est réduite) et nous augmentons la détérioration de la PMGI, ce qui peut conduire finalement à l'attaque de la couche d'accrochage ou du nitrure de silicium de la capacité RF (cf. figure 2.24 qui présente la zone de l'électrode RF, la ligne doit normalement être recouverte par une couche de nitrure de silicium pour de bonnes performances hyperfréquences).

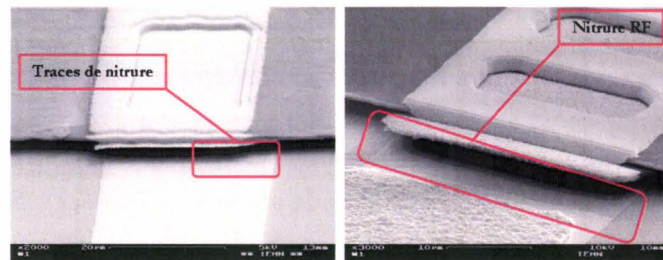


FIG. 2.24 – Attaque du nitrure de silicium de la capacité RF

Après ces essais infructueux, nous avons décidé de changer de procédé. Comme la PMGI résiste à l'acétone, nous avons décidé d'utiliser un dépôt pleine plaque combiné à un *lift-off*. Le *lift-off* est réalisé à l'aide d'une résine négative. Nous déposons cette résine, la recuisons et l'exposons avec le masque « couche d'accrochage », la recuisons une deuxième fois et l'insolons en pleine plaque aux UV400 (inversion de la résine). La résine (épaisseur d'environ $1,2 \mu\text{m}$) possède alors un profil casquette sur lequel on dépose le titane par pulvérisation cathodique. Le *lift-off* est alors libéré dans deux bains d'acétone sous ultrasons. Nous obtenons avec ce procédé un dépôt de bonne qualité, sans résidus.

2.4.3.2 Contraintes résiduelles du nitrure de silicium

Nous déposons alors la membrane en nitrure de silicium. Cette étape a été particulièrement longue et délicate à mettre au point. Je tiens à remercier C. Legrand pour les nombreux dépôts épais qu'elle a effectués pour moi. La première idée a été de déposer le nitrure de silicium par PECVD en utilisant le procédé habituel (cf. tableau 2.6).

Débit de SiH_4 dilué dans N_2	600 sccm
Débit de NH_3	10 sccm
Puissance RF	10 W
Pression partielle	0,1 Torr

TAB. 2.6 – Conditions standards de dépôt PECVD du nitrure de silicium

La couche déposée a une épaisseur comprise entre $0,7$ et $1 \mu\text{m}$. Ce dépôt se révèle trop contraint : les contraintes résiduelles sont de l'ordre de 125MPa en tension. Ces contraintes élevées conduisent à un arrachement des membranes (cf. figure 2.25) voire des zones électrolysées. Il a été donc nécessaire de diminuer les contraintes résiduelles du dépôt.

Il existe plusieurs méthodes permettant de réduire les contraintes d'un film mince. La première consiste à déposer le film mince en utilisant un bâti PECVD modifié. Tra-

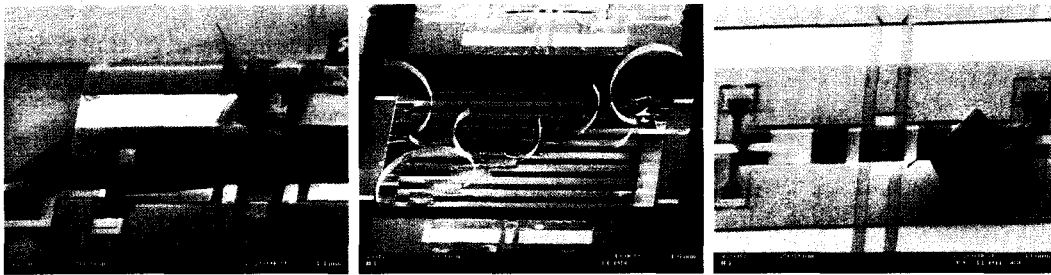


FIG. 2.25 – Commutateurs avec des membranes en nitrure de silicium trop contraint

ditionnellement, la puissance RF nécessaire au plasma est fournie par un générateur RF de fréquence 13,56 MHz. En remplaçant ce générateur mono-fréquence par un générateur bi-fréquences fonctionnant alternativement en haute fréquence (13,56 MHz) et en basse fréquence (100 kHz), on dépose une couche de matériau en tension puis une en compression [15]. En optimisant les temps de dépôt de chacune des couches (et donc l'épaisseur de celles-ci), il est possible de moduler la contrainte résiduelle totale. L'ITEMN ne dispose pas à l'heure actuelle d'un tel équipement.

Il est possible de reproduire cet empilement de couches alternativement en tension et en compression en déposant des couches de nitrure de silicium Si_3N_4 (en tension) et des couches de dioxyde de silicium SiO_2 (en compression). Cette méthode permet, en modulant l'épaisseur des couches, d'ajuster assez finement la contrainte totale :

$$\sigma_T e_T = \frac{\sum_i \sigma_i e_i}{\sum_i e_i} \quad (2.6)$$

Avec σ_i les contraintes résiduelles de différentes couches et e_i leur épaisseur. Cette méthode compliquant le dépôt et la gravure de la membrane n'a pas été retenue.

Une troisième voie a été préalablement essayée. Elle consiste à changer la stœchiométrie du mélange en faveur du silicium : on obtient un nitrure de silicium Si_xN_y avec un rapport x/y supérieur à $3/4$. Pour cela, on augmente le débit de silane ou on réduit le débit d'ammoniac (les débits devant être compris entre 10 et 1000 sccm). Nous avons fait de nombreux essais en changeant les débits de silane et d'ammoniac.

Les mesures d'épaisseur du film mince ont été faites en utilisant un réflectomètre Sentec en considérant que l'indice optique était constant et égal à celui du nitrure de silicium, soit $n=2,01$. Ce postulat semble correct vu la bonne adéquation entre les interférences mesurées et celles calculées théoriquement (à l'aide du logiciel du réflectomètre).

La gravure des différentes couches a été faite dans un bâti de gravure RIE (*Reactive Ion Etching*) en utilisant le procédé couramment utilisé dans notre laboratoire. L'attaque se fait à l'aide d'un plasma de tétrafluorométhane (CF_4) et de trifluorométhane (CHF_3). Les deux gaz sont dissociés par l'énergie du plasma et libèrent des ions fluor F^- qui attaquent le nitrure de silicium. Il est possible de graver un film de nitrure de silicium en utilisant seulement du CF_4 mais la gravure est relativement isotrope. En ajoutant le CHF_3 , on augmente la proportion de molécules de carbone C qui, se liant aux ions F^- , forment des complexes C-F et permettent de passiver les flancs d'attaque ; de plus, le CHF_3 est aussi donneur d'ions H qui se lient aux ions F^- pour donner de l'acide fluorhydrique HF gazeux pompé par la pompe du bâti. On obtient ainsi une attaque anisotrope et donc des flancs d'attaque assez verticaux.

Ces dépôts ont montré que les contraintes résiduelles diminuaient en augmentant la proportion de silicium dans le nitrure de silicium. Cependant, les différents dépôts se révèlent être de piètre qualité. Le film mince déposé semble fragile et extrêmement poreux, ce qui entraîne des difficultés dans la suite du procédé de réalisation.

Vus les résultats peu concluants obtenus en utilisant cette méthode de changement de stœchiométrie, nous avons exploré une nouvelle voie de réduction des contraintes résiduelles : le changement de la puissance du dépôt en maintenant le rapport stœchiométrique. On obtient un nitrure de silicium plus faiblement contraint. Le tableau 2.7 résume les essais entrepris dans les mêmes conditions que ceux effectués précédemment.

Puissance RF (W)	Contraintes résiduelles (MPa)	Vitesse de dépôt ($\text{\AA}\cdot\text{mn}^{-1}$)	Vitesse d'attaque ($\text{\AA}\cdot\text{mn}^{-1}$)
10	125	145	550
15	103	153	603
20	87	217	802
25	80	286	830

TAB. 2.7 – Caractéristiques du nitrure de silicium en fonction de la puissance RF

Cette méthode permet bien de réduire de façon conséquente les contraintes résiduelles du film de nitrure de silicium. De plus, ce nitrure semble être moins poreux que précédemment puisqu'il convient lors des étapes suivantes du procédé de fabrication.

2.4.3.3 Gradient de contrainte

La réduction des contraintes a bien fonctionné et les membranes libérées semblent résistantes. Cependant, nous avons dû faire face à un second problème mécanique lié aux conditions de dépôt de la membrane. Nous avons pensé utiliser des membranes avec une forme en « H » et des parties plus larges, correspondant aux électrodes de commande (cf. figure 2.26). Cette forme de membrane a été choisie dans le but de diminuer la tension d'actionnement (augmentation de la surface des électrodes commande) et les pertes à l'état passant (augmentation de la surface de la capacité RF).

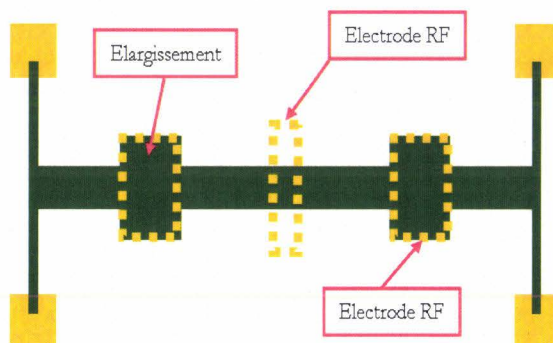


FIG. 2.26 – Forme des premières membranes

Après libération des membranes, nous avons observé une courbure de ces zones élar-

gies, soit vers le haut, soit vers la bas (cf. figure 2.27).

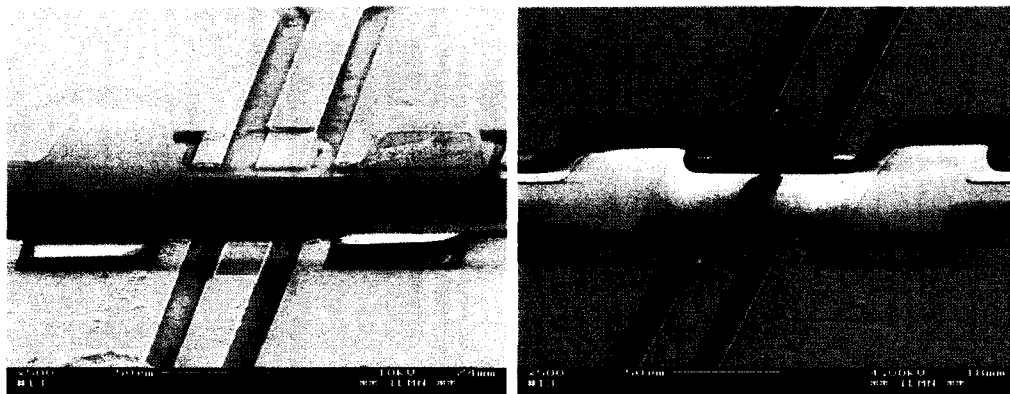


FIG. 2.27 – Courbure des zones élargies de la membrane

Nous avons tout d'abord pensé à un couple provoqué par l'empilement des couches de nitrure de silicium de la membrane et des couches de métal (titane et or) des électrodes. Nous avons donc réalisé des commutateurs non fonctionnels sans couche métallique au dessus de la membrane. Une fois la membrane gravée par attaque RIE, nous enlevons complètement les couches métalliques servant de masque. Nous obtenons tout de même des membranes incurvées comme en témoigne la figure 2.28.



FIG. 2.28 – Membrane en nitrure de silicium seule (sans métal)

Finalement, la courbure de la membrane provient d'un gradient de contrainte. On peut représenter le dépôt comme un dépôt successif de différentes « couches » de très faible épaisseur. Toutes ces « couches » n'ont pas la même contrainte résiduelle. Au final, on obtient un film que l'on peut schématiquement représenter comme un bilame. Il semble qu'il existe peu de méthodes pour lutter efficacement contre l'apparition de ce gradient de contrainte. Nous avons donc décidé de modifier la forme des membranes, en éliminant les parties élargies. Ce changement de forme des membranes a permis de passer outre ce problème (cf. figure 2.40). On se retrouve dans le cas d'une membrane encastrée-encastrée dont la forme dépend peu des gradients de contraintes (cf. paragraphe 1.3.2 et figure 2.29).

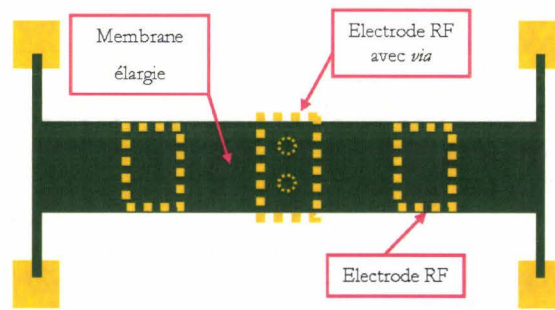


FIG. 2.29 – Forme de la nouvelle membrane

2.4.4 Étape n°5 : formation de la membrane

Une fois le dépôt de nitrure de silicium faiblement contraint mis au point, il a fallu se pencher sur le procédé de réalisation de la membrane en elle-même. On commence par déposer le nitrure de silicium en pleine plaque sur l'ensemble PMGI et titane sur or des piliers. Il convient alors de former la membrane en forme de « H ». La première idée a été d'utiliser une attaque chimique des membranes, après masquage par une résine optique. Une solution d'acide fluorhydrique tamponnée par du fluorure d'ammonium grave le nitrure de silicium. L'attaque a effectivement lieu (présence d'une ébullition) et la membrane est bien formée. Cependant, comme le nitrure de silicium déposé est poreux (certainement du fait de la présence d'hydrogène dans le dépôt), le mélange d'attaque s'infiltrait dans la membrane et l'attaque devient donc presque isotrope. La membrane devient alors très poreuse et ne permet pas un fonctionnement correct. La deuxième façon d'attaquer la couche de nitrure de silicium est d'utiliser une attaque sèche par RIE. C'est cette solution qui a été retenue. En effet, l'attaque est presque anisotrope et rapide. Nous avons testé deux types de masques correspondant à deux procédés de réalisation des commutateurs différents.

2.4.4.1 Masque métallique — premier procédé

Nous avons tout d'abord pensé utiliser un masque en or. Nous commençons par déposer une couche de titane et d'or pleine plaque par évaporation sous vide. Après dépôt d'une couche de résine de masquage, nous attaquons la couche d'or à l'aide d'une solution aqueuse d'iodure de potassium KI et d'iode I₂, puis la couche de titane avec le mélange d'attaque décrit précédemment. Cette étape est très critique ; en effet le mélange d'attaque grave aussi bien le titane que le nitrure de silicium. Il faut donc retirer le substrat de la solution d'attaque dès la fin de l'ébullition (indiquant la dissolution du titane) et effectuer un rinçage très soigneux (dans trois bains différents, le dernier sous EDI courante). Le masque formé, nous gravons la membrane par attaque RIE. Cette étape est elle aussi relativement critique. En effet, une fois la couche de nitrure de silicium attaquée, le plasma grave la couche de résine sacrificielle. La différence de vitesse d'attaque entre les deux couches est assez faible et il est donc difficile de distinguer leur interface (cf. figure 2.30). Nous devons arrêter l'attaque RIE juste à la fin de la gravure de la couche de nitrure de silicium. En effet, nous souhaitons avoir une surface plane, permettant de déposer ensuite la couche d'or servant d'électrode RF (cf. figure 2.31).

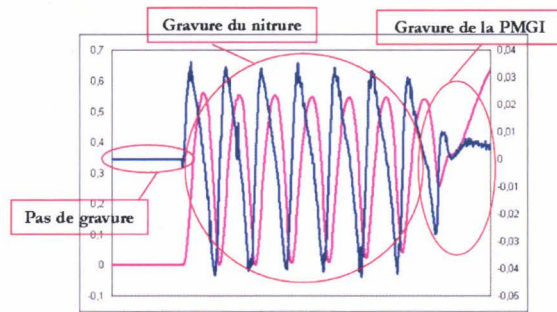


FIG. 2.30 – Suivi interférométrique de l'attaque RIE du nitrure de silicium

Pour former ces électrodes, nous déposons une nouvelle couche d'or épaisse (5200 Å) par pulvérisation cathodique. Ensuite, une couche de résine optique permet de réaliser le masque pour former les électrodes par attaque chimique.

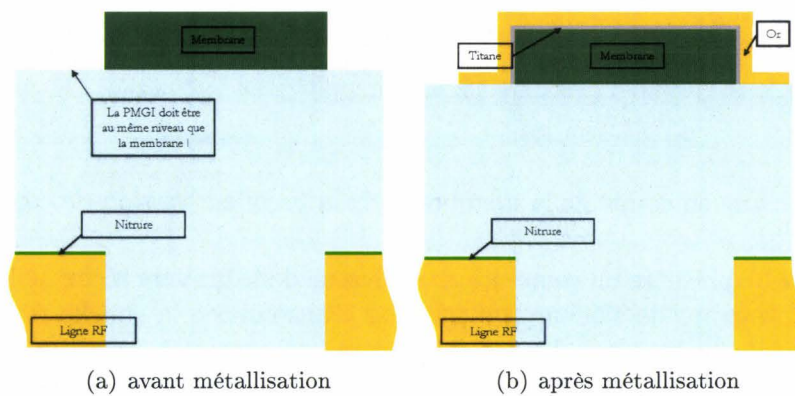


FIG. 2.31 – Vue en coupe de la membrane de la première version de commutateur

Ce procédé s'est révélé peu efficace et peu reproductible. Tout d'abord le masque d'or pollue le bâti de RIE car l'attaque utilisée grave l'or du masque, et il est donc nécessaire de nettoyer le bâti plus souvent. De plus, il est très difficile, avec les moyens disponibles au laboratoire, d'obtenir une vitesse d'attaque constante sur toute la surface d'un substrat. Les bords du substrat sont attaqués plus rapidement que le centre, nous devons donc légèrement augmenter le temps de gravure : sur les bords du substrat, la PMGI est donc sur-gravée.

2.4.4.2 Masque en résine optique — deuxième procédé

Pour s'affranchir du problème de contamination du bâti, nous avons décidé d'utiliser un masque en résine. La gravure RIE attaque dans le même temps le nitrure de silicium et la résine qui sert de masque mais avec des vitesses différentes. À moins de pouvoir contrôler la vitesse de gravure très précisément, nous ne pouvons pas assurer que la couche de résine du masque sera totalement attaquée à la fin de la gravure du nitrure de silicium de la membrane. Le résidu de résine est enlevé à l'aide d'un plasma oxygéné. Cette deuxième attaque grave aussi notre résine sacrificielle (moule de l'électrolyse) et donc on ne peut plus maintenir la planéité de la couche de PMGI vis-à-vis de la membrane.

Nous avons donc changé la forme de l'électrode RF, pour s'affranchir du besoin de planéité. Cette forme doit aussi permettre de rendre plus solide l'électrode. Comme la membrane en diélectrique reste plate et sans courbure, nous avons décidé de l'utiliser comme support pour toute la surface de l'électrode. La membrane ayant une épaisseur d'environ $1 \mu\text{m}$, la capacité équivalente à l'état bas (membrane écrasée sur la ligne RF) est beaucoup trop faible (de l'ordre de la dizaine de femtoFarad). Pour nous affranchir de cette épaisseur, nous avons réalisé une électrode prenant la membrane en « sandwich » (cf. figure 2.32).

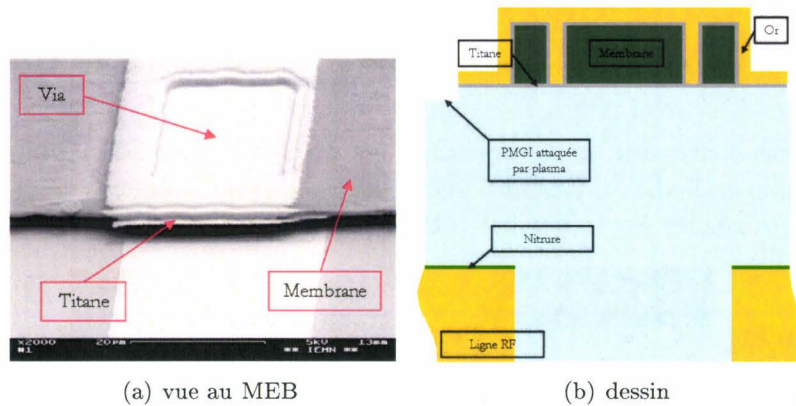


FIG. 2.32 – Vue en coupe de la membrane de la première version de commutateur

La figure 2.33 présente un commutateur à l'issue de la gravure sèche de la membrane. Au travers du nitrure de silicium, on voit par transparence la couche d'amorce. Il est aussi possible de voir les trous dans la membrane (qui servent à la liaison entre la partie haute et basse de l'électrode RF) ; en revanche, la couche de titane (cf. étape précédente) servant de couche basse de l'électrode RF n'est pas visible (elle est trop transparente).

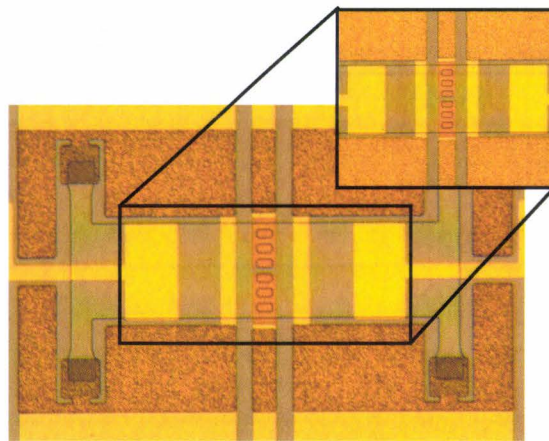


FIG. 2.33 – Vue au microscope optique d'un commutateur après la gravure de la membrane et des trous pour l'électrode RF (étape n°5)

L'électrode est composée d'une couche de titane (1000 \AA), de la membrane en nitrure de silicium ($1 \mu\text{m}$) et de la couche métallique supérieure en titane/or (1000 \AA et 5800 \AA) ;

ces deux couches métalliques sont reliées par des trous métalliques. La réalisation d'une telle électrode modifie quelque peu le procédé. Nous avons tout d'abord modifié le masque de la couche d'accrochage de la membrane, pour laisser une couche de titane sous la (future) électrode RF ; cette couche de titane est plus large que la membrane de quelques micromètres. Nous déposons ensuite la couche de nitrure de silicium en pleine plaque. Une couche de résine optique est déposée et sert de masque pour la formation de la membrane par l'attaque RIE. Les trous dans la membrane sont réalisés à ce moment. La résine résiduelle est enlevée à l'aide d'un plasma oxygéné. La planéité n'est donc plus assurée sauf au niveau de l'électrode, puisque le titane n'est que très peu gravé par les deux attaques sèches. Nous déposons ensuite les couches de titane et d'or par pulvérisation cathodique sur la membrane. Une couche de résine optique sert de masque pour l'attaque chimique de la couche d'or et de titane. Ce procédé est satisfaisant mais peu reproductible du fait du manque de sélectivité du mélange d'attaque. Si l'attaque est trop courte, il peut rester une très fine couche de métal qui provoque un court-circuit (cf. figure 2.34) ; si l'attaque est trop longue, la membrane est attaquée (d'autant plus que le nitrure de silicium est poreux, cf. figure 2.35). Pour supprimer cette étape délicate, nous avons essayé d'autres couches d'accrochage métalliques tel que le chrome déposé par pulvérisation. L'attaque chrome est très sélective et donne de bons résultats. Cependant, la couche déposée est malheureusement beaucoup trop contrainte et le film déposé s'« effeuille » avant l'attaque et détruit la PMGI. Nous avons aussi utilisé une couche de nickel, lui aussi déposé par pulvérisation cathodique. Le dépôt est beaucoup moins contraint mais la gravure du nickel sur le nitrure de silicium pose des problèmes et nous avons donc abandonné cette solution. L'aluminium est aussi un bon candidat comme couche d'accrochage (il est de plus un standard de la microélectronique). Cependant, quand on chauffe une interface aluminium/or (pour encapsuler le commutateur par exemple, cf. chapitre 4), il apparaît un alliage appelé peste pourpre qui dégrade très fortement la conductivité de l'ensemble et donc les performances.

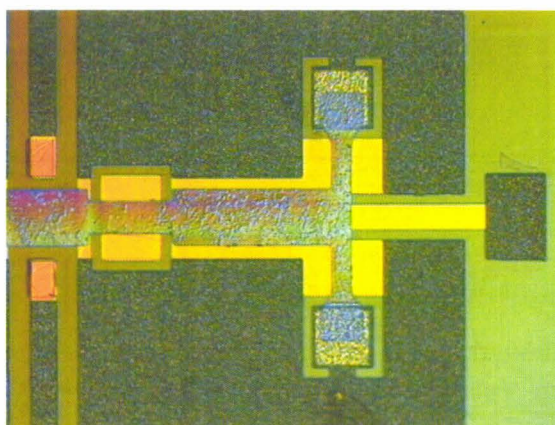


FIG. 2.34 – Vue d'une membrane sur laquelle il reste du métal

Pour résoudre ces problèmes de sélectivité et de résidu de métal, nous avons remplacé ce dépôt simple par un dépôt par *lift-off*. La technique utilisée est similaire à celle de l'étape précédente. Nous déposons ainsi une couche de 1000 Å de titane puis une couche d'or de 650 Å. Après libération (rapide) du *lift-off* dans l'acétone, nous déposons une couche d'or (5800 Å) pour épaissir la membrane. Cette couche est formée classi-

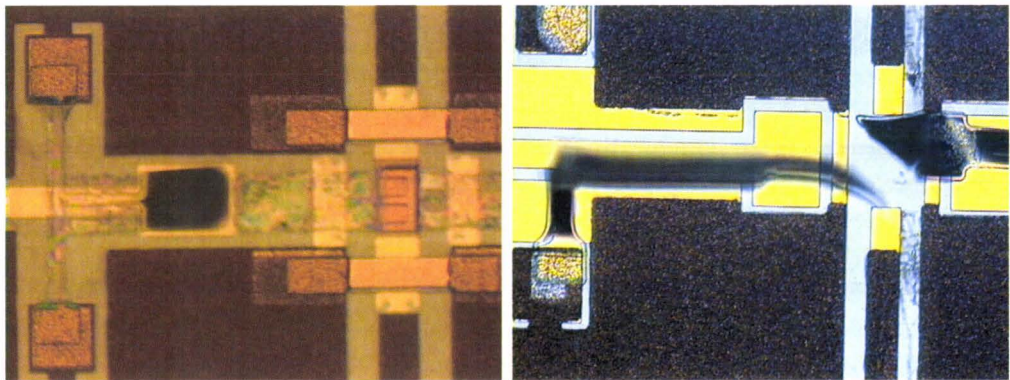


FIG. 2.35 – Vue de membranes trop exposées au mélange d’attaque

quement par attaque chimique (l’attaque KI est sélective vis-à-vis des autres couches utilisées). Cette méthode donne de bons résultats (cf. figure 2.32(a)) et la PMGI résiste bien à cette deuxième exposition à l’acétone. Avec les conditions normales de dépôt, la contrainte résiduelle est quasiment nulle (2,5 MPa en compression). La figure 2.36 montre un commutateur après le dépôt des électrodes RF et de commutation.

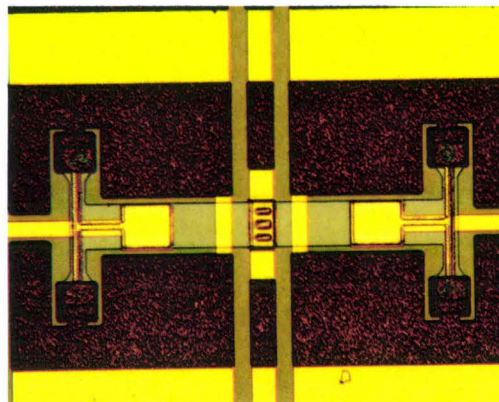


FIG. 2.36 – Vue au microscope optique d’un commutateur après l’étape n°5

2.4.5 Étape n°6 : attaque de la couche d’amorce

L’avant-dernière étape de ce procédé consiste à enlever la couche d’amorce (servant pour l’électrolyse) pour séparer électriquement les commutateurs. Comme les commutateurs sont constitués d’or (électrodes de commande, électrode RF et lignes coplanaires), de titane (couches d’accrochage) et de nitrure de silicium (membrane), nous devons protéger ces zones avant d’enlever la couche d’amorce par voie humide.

Le premier procédé testé nous a conduit à enlever uniquement la couche de résine sacrificielle (PMGI) masquant la couche d’amorce (toute la résine sacrificielle de la structure est gardée). Nous avons été confrontés à deux problèmes :

- Il reste souvent des films de résine qui empêchent une bonne gravure de la couche d’amorce. De plus, la résine optique n’accroche pas très bien à la PMGI et elle a

tendance à se décoller puis se redéposer sur les commutateurs (cf. figure 2.37).

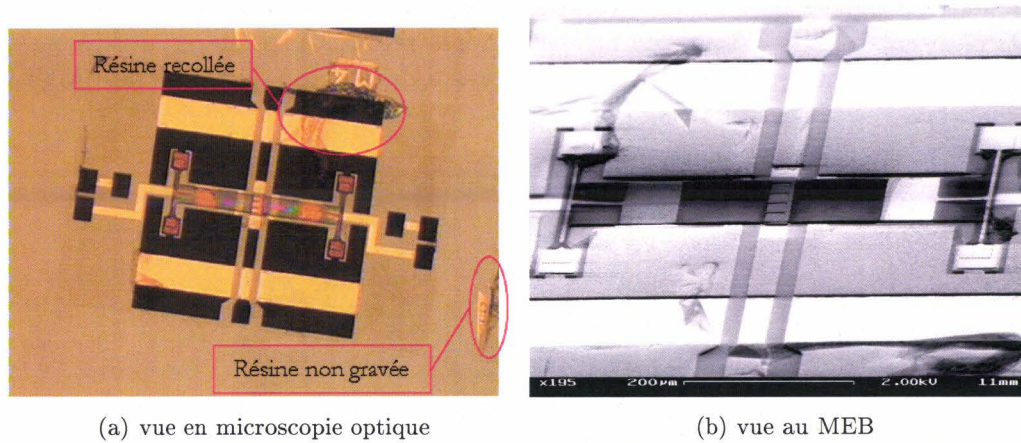


FIG. 2.37 – Résine optique redéposée sur les commutateurs

- La PMGI sacrificielle est parfois fissurée et la couche de résine optique n'adhère pas bien sur cette surface non plane et fissurée. Lors de l'attaque par voie chimique de la couche d'amorce, un peu de solution de gravure pénètre dans ces fissures et attaque les couches sous la PMGI (cf. figure 2.38).

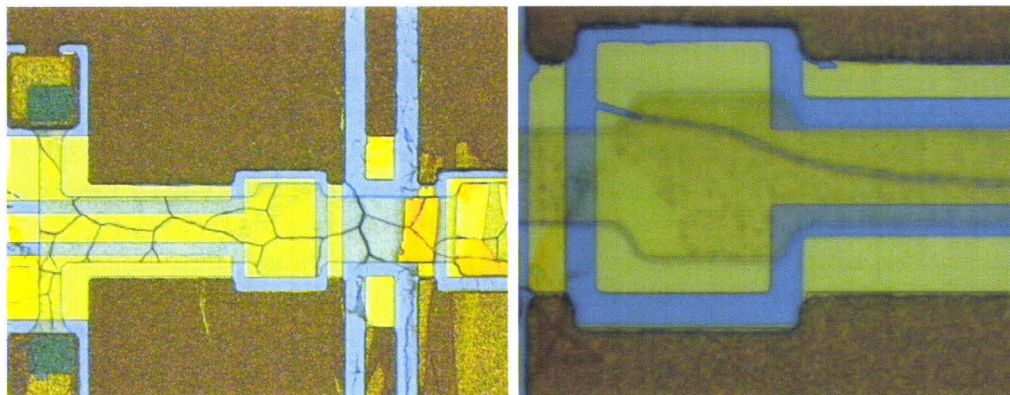


FIG. 2.38 – Attaque non désirée de la couche d'amorce sous la membrane

Nous avons donc changé de procédé en commençant par enlever toute la résine sacrificielle (sauf sous le pont). Une fois la résine sacrificielle enlevée, nous déposons une couche de résine optique pour protéger les lignes et commutateurs sur des bases beaucoup plus saines. Le dénivelé des motifs étant d'environ $4,5 \mu m$, il est nécessaire de déposer une couche épaisse de résine. Il s'est avéré qu'une couche de résine optique AZ1518 déposée à faible vitesse est suffisante pour protéger de façon complète les structures. Après insolation et révélation, nous gravons la couche d'amorce par voie humide et séparons électriquement les commutateurs (gravure de la couche d'or puis de la couche de titane).

2.4.6 Étape n°7 : libération de la membrane

La dernière étape (mais aussi l'une des plus critiques) est la libération des membranes. Pour cela, on plonge le substrat pendant environ quatre heures dans une solution de EBRPG permettant la gravure de la PMGI après recuit. Cette étape fonctionne bien, même si, comme nous le verrons plus tard, il reste des traces résiduelles de PMGI sous la membrane.

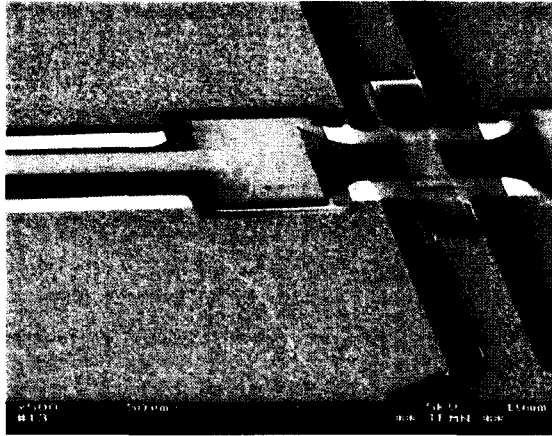


FIG. 2.39 – Commutateur libéré et collé

La deuxième partie a été plus délicate à mettre au point. Si l'on enlève le substrat de la solution, les membranes se collent sur les lignes de façon irréversible par effet de collage électrostatique. En effet, l'espace entre la membrane et la ligne RF est rempli de liquide. Lors du séchage, ce liquide exerce une force dite de capillarité qui va « actionner » de façon non intentionnelle le commutateur. Cette force est en effet bien supérieure à la force nécessaire à l'actionnement du commutateur. Elle dépend d'une donnée appelée angle de contact. Nous avons essayé d'utiliser des liquides présentant des angles de contact correspondant à des tensions de surface les plus faibles possibles lors de l'évaporation. Le procédé utilisé consiste à plonger le substrat dans un bain de méthanol pour enlever toute trace de EBRP puis de sécher le substrat sur une plaque chauffante. Ce procédé donne des résultats médiocres et peu reproductibles (cf. figure 2.39).

La solution est venue de l'achat d'une machine de séchage à fluide supercritique. Cette machine permet de sécher des substrats à l'aide de CO_2 porté dans un état supercritique qui annule totalement les forces de capillarité et donc ne colle pas les membranes. Dès les premières utilisations de cette machine, nous avons obtenu de très beaux résultats, très reproductibles (cf. figure 2.40).

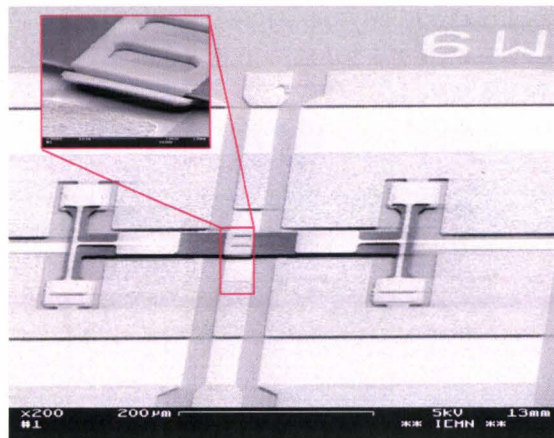


FIG. 2.40 – Commutateur MEMS à membrane diélectrique

2.5 Test des commutateurs

Une fois tous les problèmes de procédé technologique résolus, nous avons pu tester les commutateurs réalisés. Les tests ont été de deux sortes différentes. Tout d'abord, nous avons testé les performances mécaniques statiques de nos commutateurs. Les essais ont ensuite porté sur leurs performances électromagnétiques qui ont été comparées avec les simulations électromagnétiques 3D.

2.5.1 Tests mécaniques

Les premiers tests que nous avons réalisés sur les commutateurs libérés ont été mécaniques :

- Planéité de la membrane
- Contraintes résiduelles
- Module de Young
- Gradient de contrainte
- Tensions d'actionnement et de maintien

Ces différents tests ont été réalisés à l'aide d'un profilomètre optique d'un microscope confocal, d'un profilomètre et d'un nano-indenteur.

2.5.1.1 Planéité de la membrane

Le premier test a été de vérifier que les commutateurs obtenus avaient une membrane plane. La première vérification est « visuelle » à l'aide d'images au microscope optique ou au MEB. Dans le cas de gradients de contrainte par exemple, il est facile de voir la courbure d'une membrane (cf. figure 2.43).

Si après une vérification « optique » au MEB ou au microscope classique, la membrane semble plane, il est nécessaire de s'assurer plus avant de la planéité de celle-ci. En effet, il est assez difficile de voir au MEB une courbure faible (quelques centaines de nanomètres sur plus de 450 μm de membrane). Les premières mesures ont été faites à l'aide d'un profilomètre optique, mais le film mince de nitrure de silicium est plus ou

moins transparent, ce qui dégrade très fortement la mesure (cf. figure 2.41). Les points de couleur verte correspondent à des zones d'indétermination de la mesure.

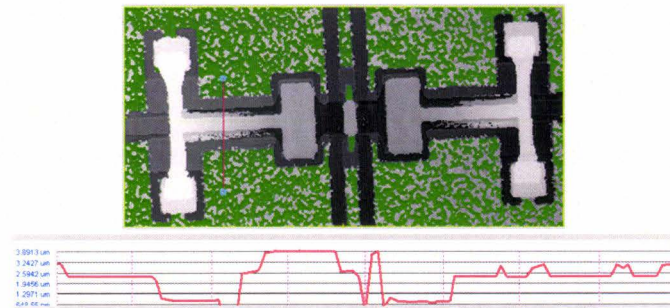


FIG. 2.41 – Vue au profilomètre optique d'un commutateur et profil associé

2.5.1.2 Module de Young et contraintes résiduelles (membranes)

Avant même d'évaluer les caractéristiques mécaniques du dépôt de nitrure de silicium, nous avons pu évaluer la portée maximale des ponts. L'échelle de membranes encastrées-encastrées de la figure 2.42 montre que notre procédé technologique permet de réaliser des membranes d'au moins $800 \mu\text{m}$ de long tout en gardant une bonne planéité.

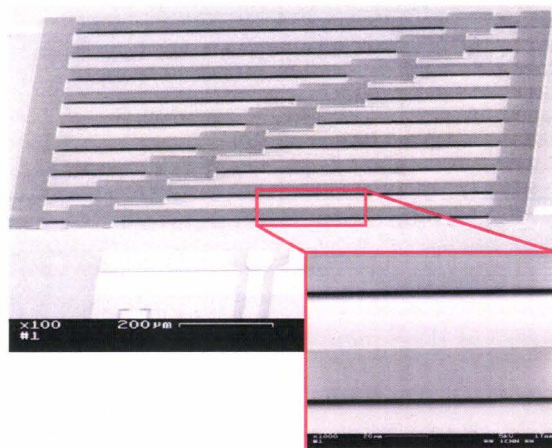


FIG. 2.42 – Echelle de membranes encastrées-encastrées

Début janvier 2006, l'IEMN s'est doté d'un nano-indenteur permettant de mesurer les propriétés d'un matériau déposé en couche mince sur un substrat. Les premières mesures effectuées sur le nitrure de silicium déposé à $P_{RF}=20 \text{ W}$ montre que le dépôt est de mauvaise qualité puisque son module de Young n'est que 83 GPa au lieu des quelques 250 GPa attendus. Ces mesures ont été réalisées sur un dépôt pleine plaque de $1 \mu\text{m}$ d'épaisseur sur silicium massif avec des indents ayant une profondeur de 30 nm .

2.5.1.3 Gradients de contraintes et contraintes résiduelles (*cantilever*)

Nous avons vu que les gradients de contraintes posent de gros problèmes pour l'actionnement des commutateurs. Il nous a paru donc nécessaire de mesurer ces gradients pour les dépôts réalisés. Cette mesure de gradient utilise des structures de type encastrées-libres (cf. paragraphe 1.3.1). Le problème de cette mesure réside en la difficulté de mesurer correctement la déflexion (bien visible au MEB, cf. figure 2.43) des membranes.

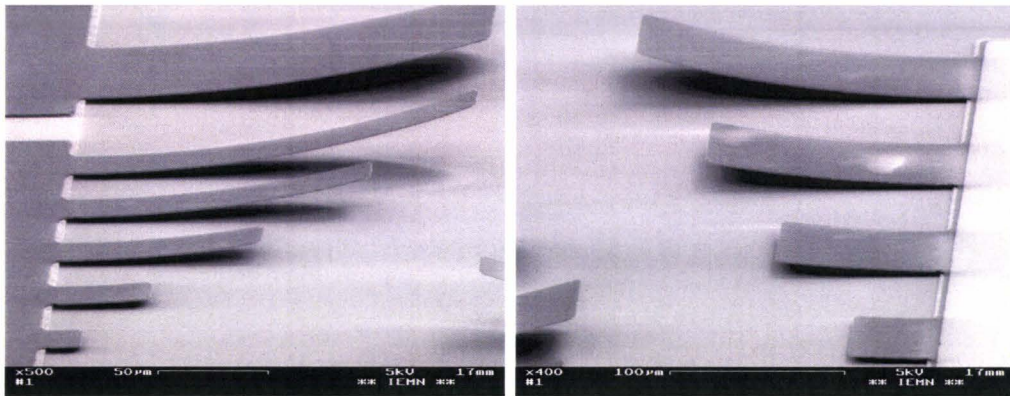


FIG. 2.43 – Vue au MEB des structures de test pour le gradient de contrainte

Les mesures au profilomètre optique ne sont pas très précises car le nitrure de silicium est trop transparent à la lumière du laser. En septembre 2005, l'IEMN s'est doté d'un microscope confocal permettant de mieux « voir » les couches de nitrure et ainsi vérifier la planéité des membranes. Le microscope confocal utilise des lasers argon et néon/hélium associés à un prisme permettant d'utiliser plusieurs longueurs d'ondes. Nous utilisons une source à 595 nm avec un détecteur relativement étroit ; la puissance du laser est fixée à environ 10% du maximum d'intensité ; cette puissance est bien adaptée à nos structures mêlant des surfaces très réfléchissantes (métaux) et des surfaces plus transparentes (nitrure de silicium). Ce nouvel équipement a permis de mesurer plus facilement et plus précisément la déflexion des structures de test (cf. figure 2.44). Le tableau 2.8 présente les résultats de différentes mesures.

Longueur de poutre (μm)	50	100	150	200
Déflexion (μm)	Non mesurable	Non mesurable	5,08	15,42
Gradient de contrainte ($\text{MPa}\cdot\mu\text{m}^{-1}$)	-	-	67	87

TAB. 2.8 – Gradients de contrainte du nitrure de silicium

Ce gradient de contraintes relativement élevé confirme le choix de la forme de la nouvelle électrode qui ne contient que des structures encastrées-libres et qui n'est donc que peu sensible aux effets des gradients.

Vue la qualité des mesures optiques, il n'a pas été possible d'utiliser la méthode de calcul des contraintes résiduelles décrites au paragraphe 2.2.2.3.

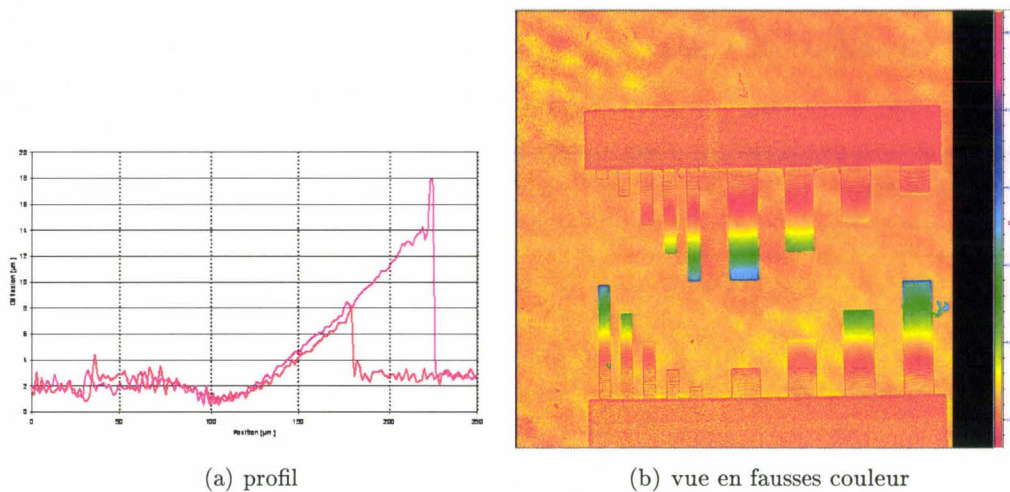


FIG. 2.44 – Mesure au microscope confocal

2.5.1.4 Tension d'actionnement

Pour mesurer la tension d'effondrement du commutateur, nous avons utilisé le changement de luminosité de l'or des électrodes lorsque la membrane du commutateur s'écrase sur la ligne coplanaire. Les tensions d'actionnement des commutateurs vont de 25 V à 30 V suivant les substrats (l'épaisseur de la résine sacrificielle et l'épaisseur de la membrane varient un peu entre les différentes fabrications). La précision de la mesure n'a pas été suffisante pour évaluer précisément l'influence des différents motifs de test (cf. tableau 2.4).

2.5.2 Tests hyperfréquences

2.5.2.1 Lignes coplanares

Comme nous l'avons vu précédemment (cf. paragraphe 2.3.1), les masques de mise au point comportent des lignes coplanares de test. La figure 2.45 présente les pertes de transmission d'une ligne électrolysée (en rouge) et d'une ligne électrolysée avec une partie non électrolysée (en bleu).

À partir de ces différentes mesures, nous avons pu estimer les pertes d'une ligne électrolysée ainsi que les pertes introduites par les zones non électrolysées. (cf. tableau 2.9).

Type de ligne	Pertes (dB.mm ⁻¹)
Ligne électrolysée	0,43
Ligne non électrolysée	1,44

TAB. 2.9 – Pertes des lignes coplanares avec et sans électrolyse

Un dernier motif de test a confirmé que les liaisons de masse (cf. figure 2.12) amènent des pertes supplémentaires d'environ 0,3 dB dues à une résonance aux alentours de 60 GHz.

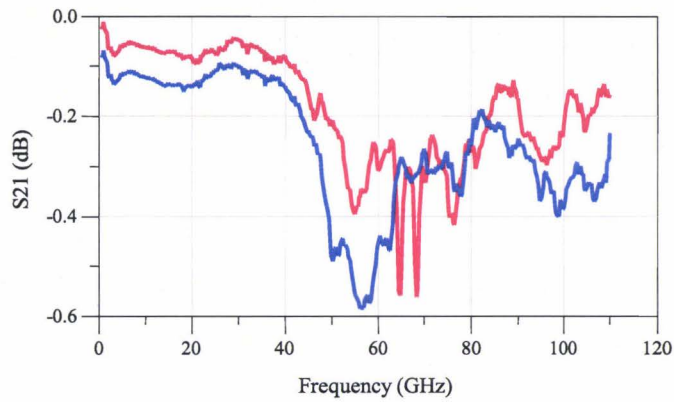


FIG. 2.45 – Lignes de test

De même, nous avons mesuré l'isolation des lignes coupées (avec un espacement $g=20$, 30 ou 40 μm) ; la figure 2.46 présente leur isolation respective.

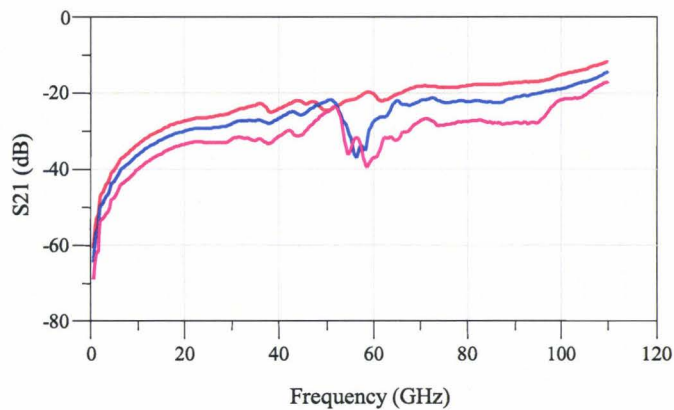


FIG. 2.46 – Isolations des différentes lignes coupées

À partir de ces données, nous avons estimé les capacités équivalentes à ces lignes coupées. Le tableau 2.10 présente les valeurs calculées

$C_{gap10\mu m}$ (fF)	$C_{gap20\mu m}$ (fF)	$C_{gap40\mu m}$ (fF)
2,78	2,18	1,15

TAB. 2.10 – Valeur des capacités équivalentes aux différentes lignes coupées

2.5.2.2 Commutateurs

Les performances hyperfréquences des commutateurs ont été testées dans les états non passant (commutateur non actionné) et passant (commutateur actionné).

Les mesures à l'état non passant sont relativement bonnes puisque l'isolation s'établit à presque 20 dB (cf. figure 2.47). La différence entre l'isolation prévue et l'isolation

mesurée provient de l'épaisseur de la couche de résine sacrificielle qui n'était que de $2,7 \mu\text{m}$ au lieu des $3 \mu\text{m}$ prévus. La capacité du modèle équivalent a été estimée à $3,6 \text{ fF}$, soit une capacité supplémentaire amenée par le pont de $1,18 \text{ fF}$. Cette valeur montre que l'espacement entre l'électrode RF et la ligne RF est d'environ $2,8 \mu\text{m}$, ce qui est cohérent.

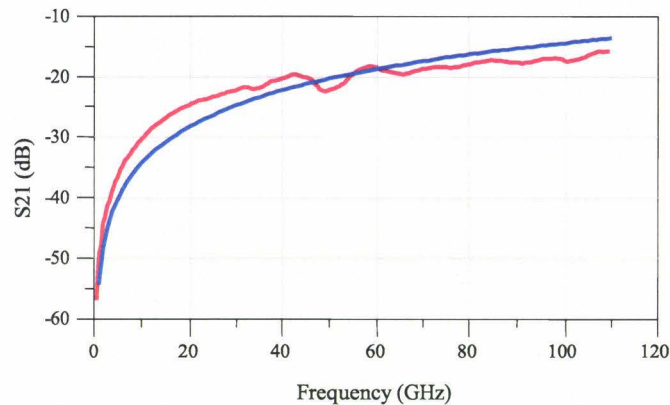


FIG. 2.47 – Isolation du commutateur MEMS

Les premiers essais sur les commutateurs actionnés n'ont pas été très satisfaisants. La figure 2.48 montre les pertes d'insertion d'un commutateur à l'état passant. Les pertes ramenées dans le plan du commutateur (au niveau de la zone non électrolysée de la ligne RF) sont d'environ $1,1 \text{ dB}$. Si l'on augmente la tension de commande (jusqu'à 40 V), les pertes n'évoluent pas.

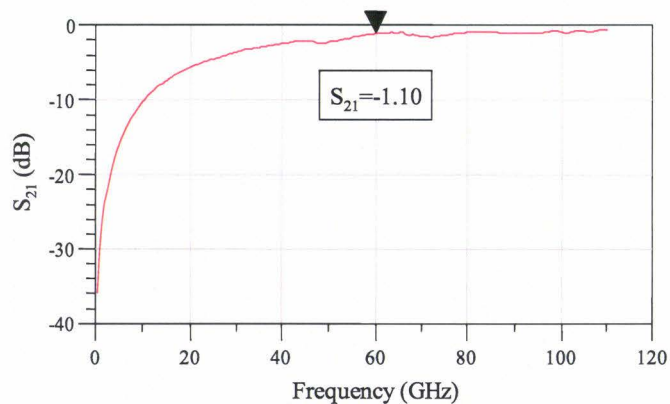


FIG. 2.48 – Pertes du commutateur MEMS

Pour comprendre les causes de ces pertes, nous avons découpé la membrane des commutateurs à l'aide d'un FIB (*Focus Ion Beam*, faisceau d'ion focalisé). La figure 2.49 présente une vue de la membrane découpée et de la ligne RF en-dessous. Nous pouvons voir des traces de résine à la limite de la membrane. Ces résidus de résine empêchent un bon contact entre la ligne et l'électrode RF et diminuent donc la capacité RF.

Nous avons ensuite collé des membranes sur la ligne RF (en séchant le commutateur sur une plaque chauffante en lieu et place du sécheur supercritique). La figure 2.50 montre

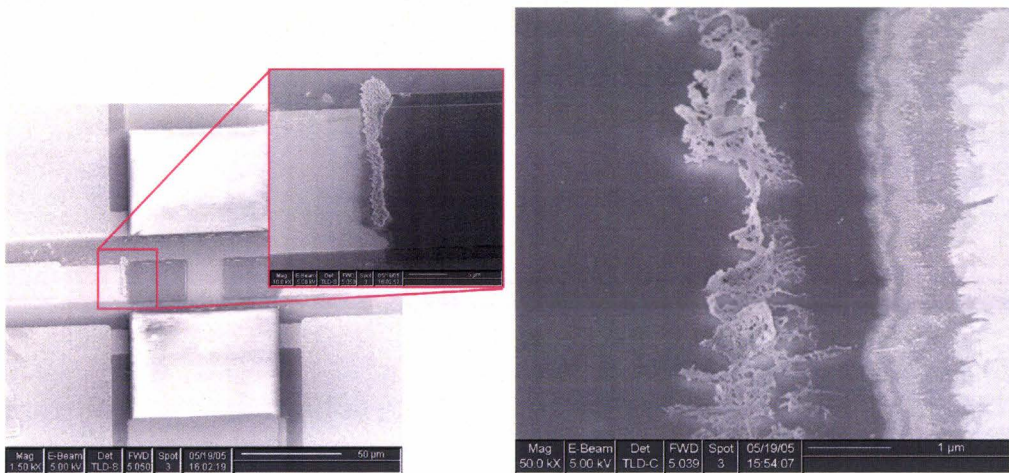


FIG. 2.49 – Vue au MEB de la ligne RF sous la membrane (traces de résine)

que la déformation de la membrane, et en particulier de son centre, n'est pas conforme à ce que nous attendions. Le centre de la membrane n'est pas collé tandis qu'elle l'est au niveau des électrodes de commutation. Ce problème provient vraisemblablement de la mauvaise qualité des dépôts de nitrure de silicium révélée par la très faible valeur du module de Young (cf. paragraphe 2.5.1.2).

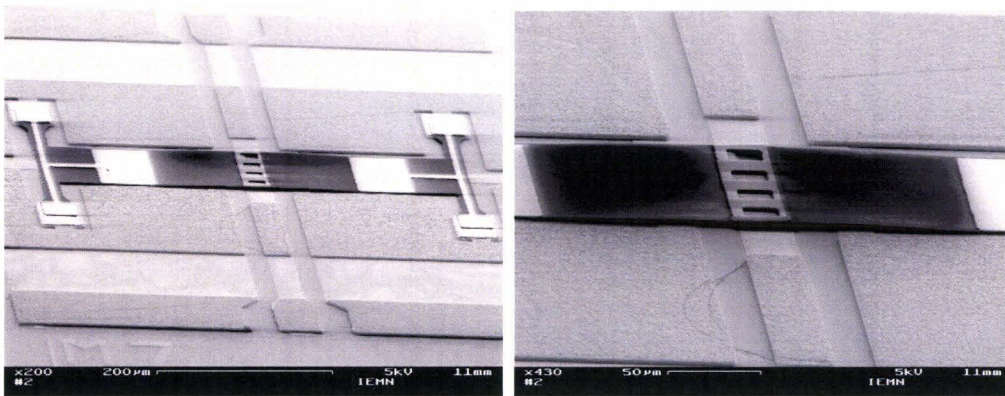


FIG. 2.50 – Vue au MEB d'un commutateur collé par *stiction*

Pour confirmer que ce non contact est bien dû à une mauvaise déformation (et non juste à la présence de résine), nous avons déposé à l'aide du FIB deux fines lignes de platine entre l'électrode RF et les électrodes de commutation (cf. figure 2.51). Ces deux lignes permettent de relier électriquement l'électrode centrale à la masse et ainsi de mieux plaquer l'électrode RF en polarisant la ligne RF. Ces lignes ne perturbent que très peu les performances RF puisque leur largeur d'environ 5 nm en fait des inductances de forte valeur.

La figure 2.52 montre les pertes d'un commutateur décrit précédemment pour une tension de 15 V appliquée sur la ligne RF. Les pertes d'insertion sont sensiblement réduites quand la tension (testée de 0 V à 15 V) augmente, ce qui confirme bien que la déformation inattendue de la membrane est aussi à l'origine des pertes élevées. Avec

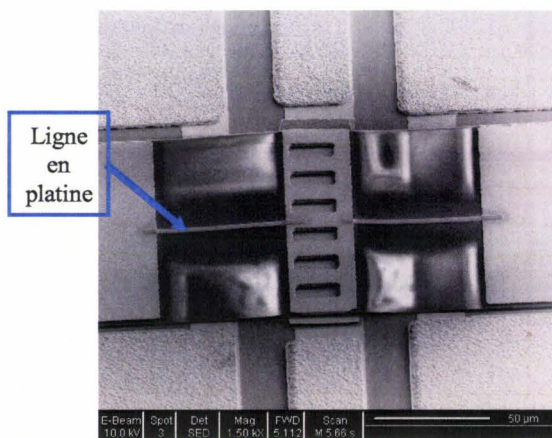


FIG. 2.51 – Vue au MEB d'un commutateur avec possibilité d'actionnement par l'électrode RF

cet « artifice », nous obtenons des performances correctes : les pertes d'insertion ne sont alors que de 0,56 dB. La valeur de capacité équivalente du commutateur à l'état actionné

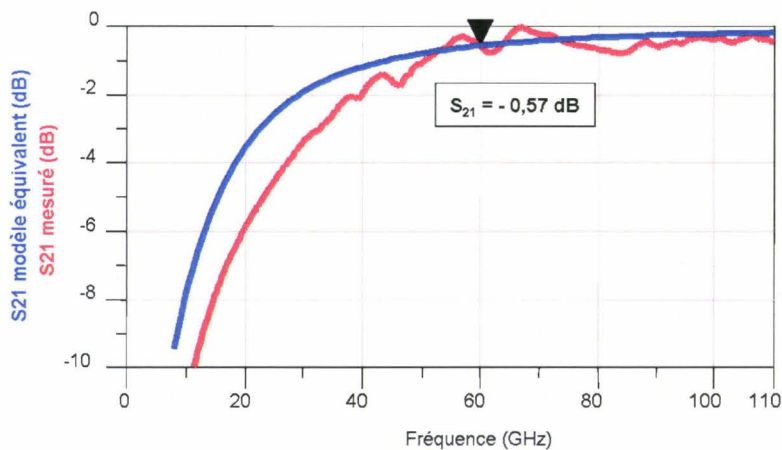


FIG. 2.52 – Pertes d'insertion du commutateur pour une tension centrale de 15 V

a été calculée à 71 fF (courbe bleu). Le ratio $\frac{C_{ON}}{C_{OFF}}$ s'établit ainsi à environ 20 (en tenant compte de la capacité de bout due à la ligne coupée).

2.6 Conclusion

Les études mécaniques et électromagnétiques présentées dans ce chapitre ont permis de (re)démontrer que les commutateurs en technologie MEMS présentent d'indéniables qualités leur permettant de remplacer efficacement les composants plus traditionnels tels que les diodes PIN ou les transistors HEMT. Cependant, nous avons vu que pour atteindre de telles performances avec une fiabilité élevée, il faudra procéder à de nombreux efforts sur la réalisation technologique des commutateurs. Le procédé faible température (≤ 200 °C) développé est tout de même parfaitement maîtrisé et s'est avéré reproductible.

Les performances mesurées au cours de cette thèse sont prometteuses puisque les tensions d'effondrement sont réduites (moins de 30 V), l'isolation est correcte (environ 20 dB) mais les pertes toujours relativement élevées (environ 0,6 dB) pénalisent les performances du commutateur mis au point au cours de ce travail. En effet, deux problèmes importants sont apparus et dégradent fortement les performances des commutateurs. Le premier problème qui concerne la présence de résine sacrificielle sous la membrane est en passe d'être résolu en insolant la résine sacrificielle avant le dépôt de la membrane (cf. paragraphes 2.4.2.3 et 2.4.3). De nouvelles réalisations sont en cours et nous espérons pouvoir présenter de meilleurs résultats d'ici peu. Le second problème concerne une déformation inattendue de la membrane qui réduit la capacité RF. Cette déformation provient très certainement d'un problème de dépôt de diélectrique de mauvaise qualité. Malgré les nombreux essais de dépôt de diélectrique réalisés au cours de cette thèse, nous n'avons pas pu améliorer suffisamment sa qualité. La solution viendra peut-être du nouveau bâti que l'IEMN va acheter. Ce bâti améliorera certainement la qualité de dépôt en densifiant le nitrure de silicium par l'adjonction d'un ICP (*Inductively Coupled Plasma*).

Bibliographie du chapitre 2

- [1] <http://www.coventor.com>.
- [2] G.M. Rebeiz. *RF MEMS : Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, 2003.
- [3] M. Fryziel. *Conception et Réalisation Technologique de Commutateurs Micro-Électromécaniques en bande K pour Antennes à Réseau déphasé*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [4] W. Fang and J.A. Wickert. Determining mean and gradient residual stresses in thin films using micromachined cantilevers. *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol. 6 pages 301–309, 1996.
- [5] M. George, C. Coupeau F. Cleymand, J. Colin, and J. Grilhé. Comportement mécanique des matériaux revêtus sous contrainte : phénomène de décohésion interfaciale, cloquage et fissuration. *Journal de Physique IV France*, vol. 106 pages 121–130, 2003.
- [6] M.W. Denhoff. A measurement of Young's modulus and residual stress in MEMS-bridges using a surface profiler. *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol. 13 pages 686–692, 2003.
- [7] http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main.html.
- [8] P. Muller. *Conception, fabrication et caractérisation d'un microcommutateur radio fréquences pour des applications de puissance*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2005.
- [9] <http://www.microchem.com/products/pmgi.htm>.
- [10] R.M. Kubacki. Low temperature plasma deposition of silicon nitride to produce ultra-reliable, high performance, low cost sealed chip-on-board (SCOB) assemblies. *Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part A, IEEE Transactions on*, vol. 18, n°. 3 pages 471–477, 1995.
- [11] Y.C. Lee, B.A. Parviz, A. Chiou, and S. Chen. Packaging for microelectromechanical and nanoelectromechanical systems. *Transactions on Advanced Packaging*, vol. 26, n°. 3 pages 217–226, Aug. 2003.
- [12] S. Boret. *Circuit intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Sept. 1999.
- [13] Enthone-OMI. Dépôt électrolytiques d'or de haute pureté pour semi-conducteurs.
- [14] B. Nguyen. électrodéposition par courants pulsés. *Traité Matériaux métalliques*, vol. M1 pages 627 1–627 2, 1998.
- [15] E.P. van de Ven, I.W. Connick, and A.S. Harrus, "Advantages of dual frequency PECVD for deposition of ILD and passivation films," In *Seventh International IEEE Proceedings of VLSI Multilevel Interconnection Conference*, pages 194–201, June 1990.

Troisième Chapitre

CONCEPTION ET RÉALISATION DE L'ANTENNE QUASI-YAGI

3.1 Le canal de propagation

Nous allons maintenant nous intéresser à la deuxième partie du sous-système que nous devons réaliser : les antennes. Avant de nous plonger dans l'étude de l'antenne proprement dite, nous allons très brièvement considérer les propriétés du canal de propagation en intérieur (dans une pièce ou un bureau par exemple) aux alentours de 60 GHz. Il ne s'agit pas ici de connaître les propriétés statistiques du canal mais de voir quelles sont les caractéristiques principales qui peuvent nous renseigner sur le choix des antennes.

À ces fréquences, la propagation des ondes électromagnétiques s'apparente à celle des rayons lumineux [1]. La propagation s'effectue donc en trajet direct avec possibilité de réflexions, de diffusion et de diffraction. Le trajet direct peut facilement être rompu à cause d'une personne, par exemple entre l'émetteur et le récepteur. Si l'on considère que les personnes présentes dans la pièce se déplacent peu ou lentement (quelques m.s^{-1}), on peut considérer que le canal est quasi-statique [2].

Les réflexions ont lieu bien évidemment sur les parties métalliques (telles que les armoires, les radiateurs ou ordinateurs...) mais aussi sur les murs et même — dans une moindre mesure — sur les meubles en bois ou les fenêtres. Ces nombreuses réflexions conduisent à avoir plusieurs échos en réception, i.e. un phénomène de trajets multiples. Hammoudeh *et al* ont montré que l'étalement des retards augmentent avec la distance entre l'émetteur et le récepteur [3]. Ils ajoutent que le fait d'utiliser des antennes avec un diagramme de rayonnement moins ouvert permet de diminuer cet étalement et donc de limiter les interférences.

Ces trois caractéristiques nous permettent d'esquisser un « cahier des charges » pour notre antenne. Il faut tout d'abord qu'elle soit directive de façon à limiter le nombre de trajets multiples et à améliorer le bilan de liaison. Cependant, nous avons vu qu'une personne peut interrompre le signal : il est donc nécessaire de ne pas trop diminuer l'ouverture du diagramme de rayonnement de l'antenne. Il s'agit de trouver un compromis entre ces deux besoins contradictoires. Pour obtenir une couverture globale dans un environnement intra-bâtiment et optimiser les algorithmes de routage (cf. introduction), nous avons choisi de réaliser une antenne à six faisceaux commutés éclairant chacun une portion de l'espace (Accès Multiples à Répartition d'Espace). L'antenne permettant la meilleure qualité de transmission entre deux objets dans le réseau sera sélectionnée grâce à un algorithme de routage développé au LIFL. Une étude réalisée à l'IEMN [4, 5] a

montré que l'utilisation de telles antennes permet d'améliorer la transmission des données en diminuant les interférences entre symboles. Cette étude a été menée dans une salle informatique (un environnement réaliste) avec des réseaux d'antennes pastilles ayant des gains différents (4 et 16 antennes).

Pour que les antennes puissent fonctionner en réseau sans trop interférer les unes avec les autres, il faut qu'elles possèdent un diagramme de rayonnement ne comportant qu'un lobe principal. Ceci implique que la réjection de lobes secondaires doit être importante et que le rapport avant/arrière (rapport des puissances rayonnées dans la direction de l'antenne et dans la direction opposée) devra être élevé (au moins 10 dB [6]). Ainsi, en considérant une transmission en modulation BPSK (*Bi-Phase Shift Keying*), la probabilité d'une coupure de transmission dans le réseau diminue quand le niveau des lobes secondaires diminue [7]. Cependant, en-dessous de 10 dB, la réduction du niveau des lobes secondaires n'apporte que peu d'amélioration (cf. figure 3.1).

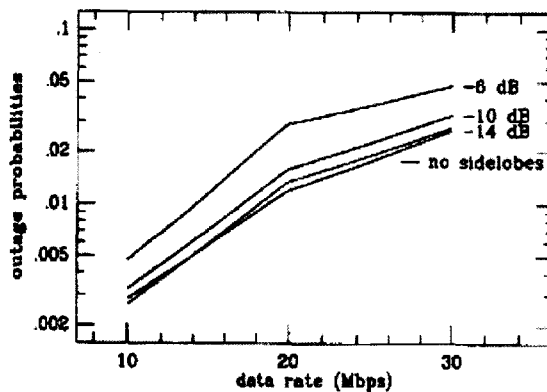


FIG. 3.1 – Probabilité de coupure du réseau en fonction du niveau des lobes secondaires

En résumé, notre antenne devra posséder les caractéristiques suivantes :

- rayonnement azimutal ;
- ouverture à -3 dB de 60 ° dans le plan E (gain de l'ordre de 10 dB) ;
- réjection des lobes secondaires à au moins -10 dB du lobe principal ;
- rapport avant/arrière d'au moins 10 dB ;
- bande passante de 5%, tant en adaptation qu'en gain (plat sur la bande 59-62 GHz) ;
- efficacité élevée ;
- taille réduite ;
- compatibilité avec les technologies MMIC et MEMS développée précédemment (intégration sur substrat haute permittivité).

3.2 Les antennes plaquées

Dans ce paragraphe, nous allons étudier du point de vue bibliographique diverses antennes. Cette étude est loin d'être exhaustive mais permettra de dresser un tableau simple résumant leurs principales caractéristiques.

On peut envisager d'utiliser des antennes telles que des dipôles (ou plus souvent des

monopoles sur un plan de masse) en bande V du fait de leur petite taille (quelques millimètres de haut). Ceci a été fait par des chercheurs du NTT Wireless Systems Laboratories [8]. Cette antenne a été conçue pour fonctionner à 20 GHz et s'intègre dans un réseau local haut débit en milieu confiné. Elle comporte douze secteurs comportant un réseau de monopoles verticaux (organisés en réseau Yagi-Uda) sur un plan de masse circulaire (cf. figure 3.2). Les monopoles mesurent moins de $0,21 \lambda$ ce qui correspondrait à environ un millimètre en bande V. Les caractéristiques de cette antenne sont très intéressantes

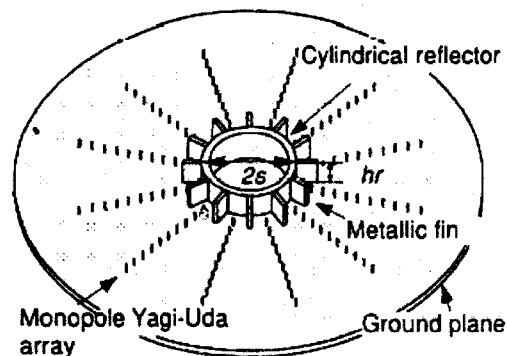


FIG. 3.2 – Antenne multi-secteurs à base de monopoles pour réseau locaux

mais au prix d'un encombrement important (en particulier verticalement). La deuxième limitation de telles réalisations est l'obligation de les reporter sur les circuits RF (il est impossible de faire croître des éléments aussi épais dans le cadre de procédés standards).

Nous avons donc restreint cette étude aux antennes plaquées car seules ces antennes peuvent être facilement intégrées en bande V. Les antennes plaquées possèdent en outre d'autres propriétés intéressantes. Elles sont légères et peu encombrantes surtout en ce qui concerne leur hauteur (propriété importante quand l'antenne est destinée à un système mobile). Elles sont faciles à réaliser avec une bonne précision (technique de photolithographie). Il est possible de les adapter à presque toutes les surfaces quelque soit leur profil. Enfin, de part leur intégration, les antennes plaquées permettent de limiter les pertes et les rayonnements dus aux connexions entre l'antenne et le système. Dans les paragraphes suivants, nous limitons notre étude aux antennes intégrables aux fréquences millimétriques.

3.2.1 Les dipôles et consorts

Nous commençons cette étude bibliographique par les antennes les plus « simples » : les dipôles. De très nombreuses publications existent ; nous ne présenterons que quelques réalisations qui nous permettront de mettre en évidence les avantages et inconvénients de ces antennes.

Les dipôles peuvent être assez facilement intégrés au sein d'un réseau [9]. Les auteurs de cet article ont constitué un réseau de 64 antennes (8×8) dipôles fonctionnant à 60 GHz. Les dipôles utilisés sont un peu particuliers : ce sont des pentagones ; une moitié du dipôle se trouve sur la face avant, l'autre moitié est réalisée sur la face arrière (cf. figure 3.3). Un plan métallique réflecteur est ajouté à $\lambda_0/4$ des antennes, séparé du substrat (0,127 mm de hauteur, permittivité relative 3) portant les antennes par de la

mousse de polyuréthane. Les performances de ce réseau sont intéressantes : le gain est de

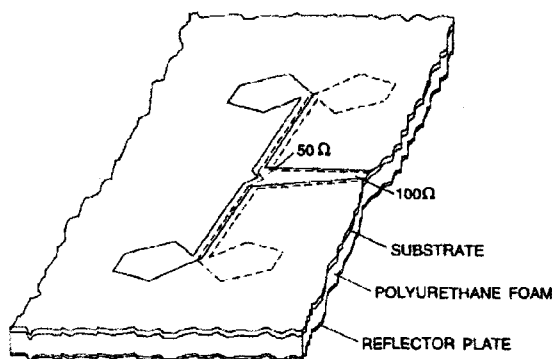


FIG. 3.3 – Dipôle pentagonal

22 dB et la bande passante de 30%. De plus, le gain est constant sur au moins 10 GHz autour de 60 GHz. Les lobes secondaires sont à -10 dB tandis que la polarisation croisée s'établit à -35 dB.

Il existe d'autres antennes apparentées aux dipôles telles que les antennes « V » ou losange. Ces dernières sont rarement utilisées en antennes plaquées à haute fréquence. Il existe un article traitant d'une antenne « V » fonctionnant à 17 GHz. Cette antenne se révèle particulièrement intéressante puisque c'est une des rares antennes MEMS, i.e., non pas intégrant des commutateurs MEMS pour reconfigurer son diagramme de rayonnement, mais réalisée elle-même à l'aide des technologie MEMS. Elle est constituée de deux bras métalliques formant un dipôle en « V ». Ces bras sont fixés au substrat par une liaison pivot (cf. figure 3.4). Une banque de SDA (*Scratch Drive Actuators*, actionneurs à forces de friction) permet de déplacer linéairement les deux monopoles qui vont donc tourner autour de l'axe. Ainsi, on peut modifier physiquement l'angle entre les monopoles ou bien changer la direction du V (en gardant l'ouverture du V constante). Une deuxième banque de SDA permet de plus d'adapter l'antenne. En faisant bouger les SDA,

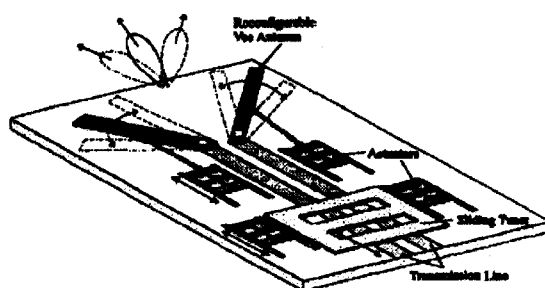


FIG. 3.4 – Antenne V en technologie MEMS

les auteurs ont réussi à dépointer le lobe principal de l'antenne jusque 48°. En revanche, l'article ne donne pas de caractéristiques précises sur le rayonnement ou l'adaptation de cette antenne.

La famille des dipôles présente donc des caractéristiques intéressantes. Leur bande passante est élevée et on peut aisément les associer en réseau. Leur taille est relativement petite (environ $\lambda_G/2$). Ils souffrent en revanche d'une faible directivité et donc un

rayonnement quasi omnidirectionnel.

3.2.2 Les antennes pastilles (*patch antennas*)

Nous allons maintenant nous intéresser aux antennes les plus rencontrées dans la littérature, les antennes pastilles. Ces antennes sont constituées de deux couches métalliques (une masse et l'antenne pastille en elle-même) séparées par un substrat. Dans leur forme la plus simple, elles sont extrêmement faciles à réaliser en utilisant les techniques classiques de lithographie et gravure humide. Il existe plusieurs façons d'alimenter de telles antennes. La plus courante est l'utilisation d'une sonde coaxiale dont l'âme centrale alimente la pastille tandis que les masses sont connectées. La seule difficulté de cette alimentation est de trouver un point d'alimentation adapté à 50Ω [10]; cette méthode devient critique à haute fréquence. Il existe d'autres manières pour alimenter les antennes pastilles. On peut les alimenter au moyen de lignes coplanaires ou micro-rubans ou encore à l'aide d'une fente (en acceptant une réalisation multicouche).

L'alimentation par fente permet d'améliorer considérablement les caractéristiques de rayonnement et l'adaptation des antennes pastilles. Ainsi, dans [11], Waterhouse *et al*, décrivent une antenne pastille comportant trois couches diélectriques (de permittivité relative faible, à savoir 2,2 et 1,07), cf. figure 3.5. Une cavité métallique placée sous la fente d'alimentation permet d'isoler cette dernière d'une éventuelle couche métallique placée sous l'antenne. Cette antenne présente une bande passante de 41% (adaptation

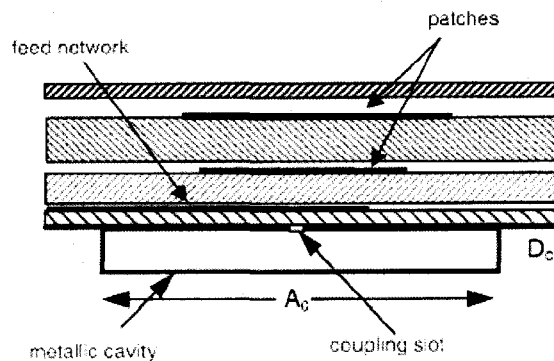


FIG. 3.5 – Antenne pastille à substrat empilés

à -10 dB) avec un gain de 6 dBi sur toute la bande. Le rapport avant-arrière ainsi que la polarisation croisée sont de 20 dB. Le rendement attendu (simulé) pour cette antenne est de 85%, mais aucune mesure n'est disponible.

Pour notre application, une des limitations des antennes pastilles est leur rayonnement transversal (perpendiculaire au plan des antennes). Ce type de rayonnement ne permet pas de réaliser des antennes couvrant 360° (autour d'un objet mobile en l'occurrence). Il est donc nécessaire de positionner les antennes en 3D comme sur la figure 3.6 [12]. Les antennes pastilles utilisées sont circulaires avec de petites encoches (perturbateurs). L'alimentation est réalisée avec une fente et des lignes micro-rubans (qui réalisent aussi la pondération de l'alimentation de chaque antenne pastille). Le substrat utilisé est de faible permittivité relative (2,2) et fin (0,127 mm), ce qui permet de limiter l'excitation de modes supérieurs qui dégradent l'efficacité de l'antenne. Ce réseau fonctionne à 60 GHz

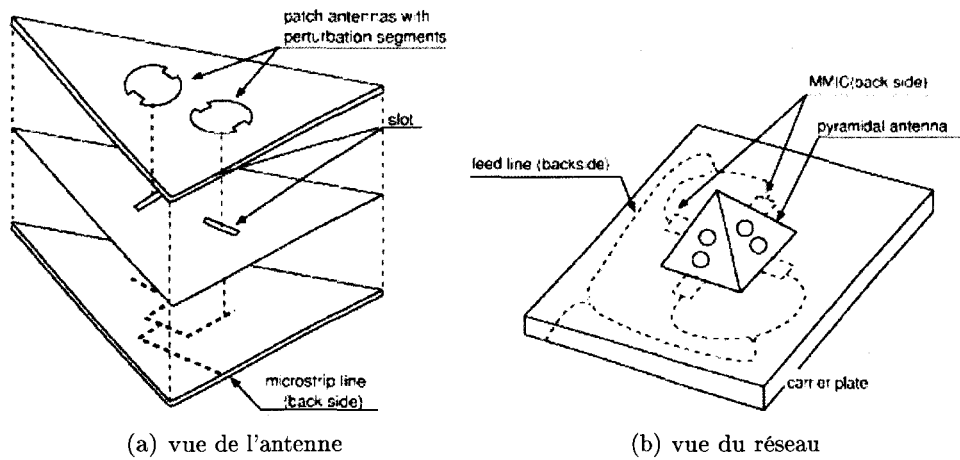


FIG. 3.6 – Réseau d'antennes pastilles pour une couverture globale

et présente une bande passante à -10 dB de l'ordre du pourcent. Le gain est d'environ 5,1 dBi, mais les antennes ont été optimisées pour avoir une large ouverture dans le plan H. En associant quatre réseaux d'antennes sur une pyramide, on obtient une antenne ayant une couverture de 360°. La figure 3.6(b) présente une intégration possible de cette antenne avec des circuits MMIC (intégration par report).

Il est aussi possible de dépointer le faisceau d'un réseau d'antennes pastilles en le réalisant sur une membrane de BCB (BenzoCycloButène) [13]. Le choix de ce matériau a été fait tant pour ses qualités mécaniques que pour celles électromagnétiques (faibles pertes à haute fréquence et permittivité relative faible). Le BCB forme quatre bras charnières qui peuvent entrer en flexion sous l'influence d'un champ magnétique créé par une bobine de diamètre de 6 mm et comportant 1000 tours (cf. figure 3.7). Les antennes peuvent être

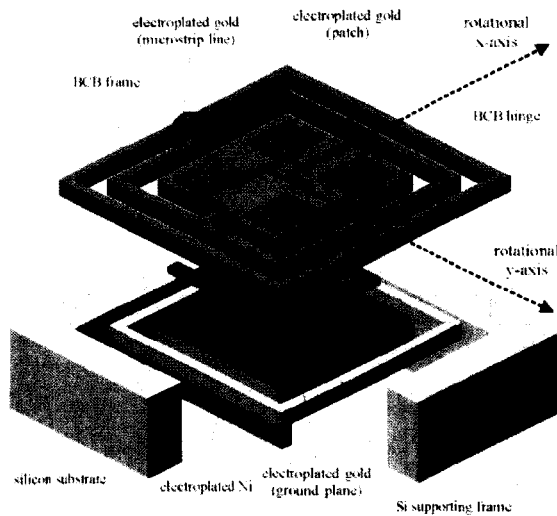


FIG. 3.7 – Antennes pastilles en technologie MEMS

tournées de $\pm 20^\circ$. La déflexion maximale est en fait de 40° , mais la bobine ne supporte pas les courants nécessaires pour obtenir de telles flexions. Le temps de « commutation »

est de 10 ms (temps pour atteindre la position) mais le temps de stabilisation est assez élevé. L'antenne est adaptée aux alentours de 63 GHz sur une faible bande. Lors du mouvement de l'antenne, on observe effectivement un dépointage du faisceau, mais on peut aussi remarquer une déformation du diagramme, sûrement due aux éléments autour des antennes (BCB, électrodes, ligne d'alimentation...).

Les antennes pastilles sont donc peu intéressantes pour notre application puisqu'il est difficile de les intégrer sur des substrats haute permittivité (cf. paragraphe 3.4.1.1). De plus le rendement espéré ainsi que la bande passante est faible si l'on ne considère que des antennes monocouches. Enfin le rayonnement de l'antenne est azimutal, ce qui nous obligerait à faire une construction 3D.

3.2.3 Les antennes fentes (*slot antennas*)

Nous allons maintenant nous intéresser aux antennes fentes. De très nombreuses publications présentent des antennes fentes réalisées sur un guide d'onde. Ces antennes donnent de bons résultats aux fréquences millimétriques. Ainsi, dans l'exemple présenté dans la publication [14], une antenne fente (ou plutôt un réseau de fentes) est réalisée sur un guide d'onde cylindrique (cf. figure 3.8). L'antenne est constituée de deux disques métalliques séparés par 2 mm de polyéthylène ; les fentes sont réalisées dans le plan métallique du dessus (leur taille et leur espacement sont optimisés). Les caractéristiques de cette antenne sont très bonnes mais la taille de l'antenne est conséquente ($30 \lambda_0$).

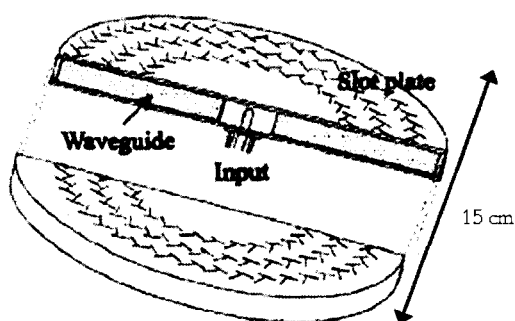


FIG. 3.8 – Réseau d'antennes fentes à 60 GHz

Il est aussi possible de réaliser des antennes fentes sur un substrat « classique », par exemple sur du Duroid 5880 [15]. Cette antenne est alimentée grâce à une ligne coplanaire en circuit ouvert sur une face du substrat tandis que la l'antenne proprement dite est gravée sur l'autre face (cf. figure 3.9). L'adaptation est modifiée en changeant la largeur de la fente (S). Les auteurs obtiennent ainsi une antenne ayant une bande passante de 6,5% (à -10 dB) autour de 38 GHz. Il semble possible d'ajuster les performances de l'antenne (en modifiant les dimensions de la fente) pour réduire les pertes par ondes de surface ou le rapport avant/arrière, mais l'article ne précise pas comment.

D'autres méthodes permettant de réduire les pertes par ondes de surface ont été testées. Il est possible de réaliser l'antenne fente sur la face arrière d'une lentille en silicium par exemple [16]. Les performances sont intéressantes puisque, par exemple, les lobes secondaires sont rejetés à -15 dB sur toute la bande passante de 10%. Cependant, la

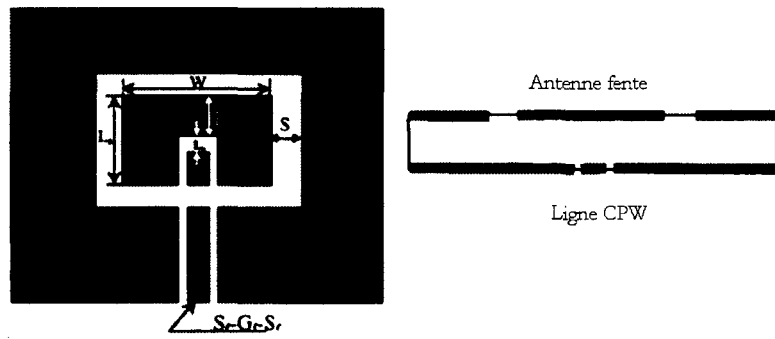


FIG. 3.9 – Antenne fente sur substrat Duroid 5880 en double-face

lentille rend difficile l'intégration de l'antenne avec un circuit MMIC. Une autre solution consiste à utiliser non plus un substrat unique mais un substrat multicouche permettant de limiter les ondes de surfaces. Ainsi, un substrat comportant deux couches ayant des permittivités relatives différentes permet de limiter les pertes par ondes de surface sur le mode TM_0 [17]. L'antenne fente est constituée de deux fentes alimentées par une ligne coplanaire (cf. figure 3.10) ; l'épaisseur des substrats ainsi que les dimensions des fentes sont optimisées pour augmenter l'efficacité de l'antenne, mais au détriment de la bande passante.

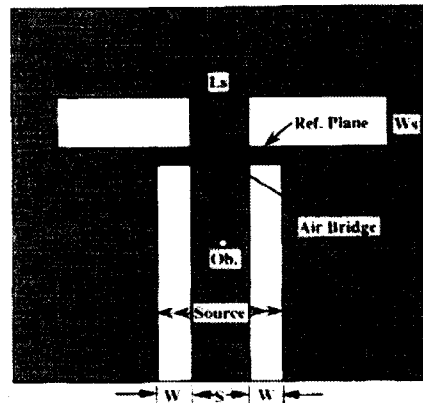


FIG. 3.10 – Antenne fente réalisée sur substrat multicouche

Les antennes fentes sont donc des antennes très prometteuses (surtout en ce qui concerne la lutte contre les pertes par ondes de surface) pour les longueurs d'onde millimétriques. Cependant leur grande taille et leur intégration difficile (nécessité d'utiliser un substrat multicouche ou une lentille) rendent ce type d'antennes peu compatible avec nos applications.

3.2.4 Les antennes nœuds papillons (*bow-tie antennas*)

Les antennes présentées précédemment ne fonctionnent que sur des bandes relativement faibles (quelques pourcents pour les antennes pastilles, une dizaine pour les antennes fentes). Les antennes en nœud papillon sont la coupe des antennes dipôles biconiques

(trois dimensions) par un plan passant en leur centre; elles héritent ainsi des larges bandes passantes de leurs sœurs en 3D. Il est possible d'obtenir des bandes passantes de plus de 40%, portées jusqu'à plus de 85% en utilisant des *stubs* d'adaptation [18].

Il est encore possible d'augmenter la bande passante de l'antenne en réalisant une antenne « double face » [19]. Une ligne microruban adaptée à 50Ω alimente une ligne parallèle (les lignes sont disposées sur chacune des faces du substrat) et le premier brin de l'antenne (cf. figure 3.11). En face arrière, le plan de masse tronqué sert de plan réflecteur et alimente (avec la deuxième ligne parallèle) le deuxième brin de l'antenne. Cette antenne est réalisée sur un substrat épais (0,64 mm), de haute permittivité (10,2) et de dimension $\lambda_0 \times 2\lambda_0$. Cette antenne est adaptée sur 50% de bande autour de 10 GHz,

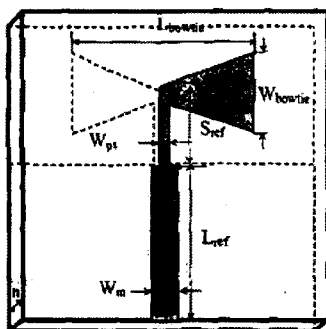


FIG. 3.11 – Antenne nœud papillon réalisée en double face

avec quand même quelques variations dans son diagramme de rayonnement aux limites de la bande. Le diagramme est dissymétrique à certaines fréquences mais pourrait être amélioré en rapprochant l'antenne du plan de masse. Le rapport avant/arrière n'est pas très bon (environ 10 dB) et pourrait être amélioré en agrandissant le plan de masse. L'efficacité de l'antenne n'est pas renseignée mais doit être faible (permittivité élevée et épaisseur élevée).

Les antennes nœuds papillons sont donc intéressantes pour leur grande bande passante et pour leur gain relativement stable mais faible. Il semble difficile d'associer plusieurs de ces antennes pour réaliser une antenne sectorisée.

3.2.5 Les antennes à onde de fuite (*leaky-wave antennas*)

Les antennes à onde de fuite sont des lignes microrubans non symétriques (typiquement une ligne en circuit ouvert) qui excitent un mode d'ordre supérieur (mode à ondes de fuite). Il est possible de « choisir » le mode excité (pour optimiser la bande passante ou les propriétés radiatives) en modifiant la taille des motifs et/ou les propriétés du substrat. Ainsi, il est possible d'obtenir des bandes passantes allant du continu jusqu'à 18 GHz en optimisant l'alimentation et le substrat d'une antenne à onde de fuite [20]. Il est aussi possible de ne privilégier qu'un seul mode en choisissant correctement le substrat (permittivité relative et épaisseur) et les dimensions de l'antenne [21]. L'antenne est constituée d'anneaux concentriques alimentés par une ligne microruban à travers une fente (cf. figure 3.12). Elle ne rayonne qu'à partir d'un seul mode (TM_0); la vérification expérimentale se fait en comparant le diagramme de rayonnement mesuré avec celui calculé car chaque mode crée un champ ayant des lobes dans une direction précise.

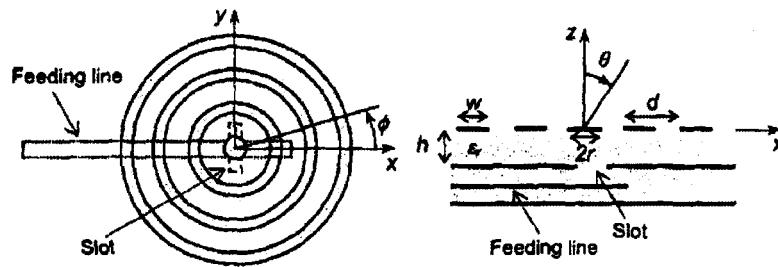


FIG. 3.12 – Antenne à ondes de fuite ne fonctionnant que sur un mode

Il est possible d'associer des antennes à ondes de fuite en réseau pour obtenir des gains élevés de l'ordre de 18 dBi [22]. La position angulaire du lobe principal dépend de la fréquence considérée et peut être calculé facilement avec une bonne précision (1° d'erreur dans cette publication).

Les antennes à onde de fuite sont donc intéressantes pour leur gain et leur bande passante élevée mais sont de grandes dimensions. De plus, leur diagramme de rayonnement est fortement modifié dans la bande passante (dépointage du lobe principal en fonction de la fréquence) ce qui est incompatible avec un système large bande.

3.2.6 Les antennes à fente progressive (*Tapered Slot Antennas*)

Une autre classe d'antennes potentiellement intéressante pour notre application sont les antennes à fente progressive. Ce sont des antennes fentes (réalisées par gravure d'un plan métallique sur un substrat) dont une extrémité est ouverte et dont la taille varie (cf. figure 3.13). Il existe plusieurs profils de variations de la fente conduisant à différentes antennes ; trois profils sont couramment utilisés : linéaire, constant (sur une partie de la longueur de l'antenne) et exponentiel (antenne *Vivaldi*).

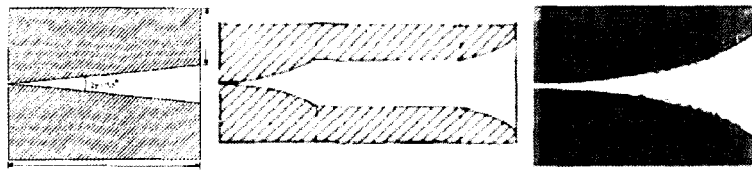


FIG. 3.13 – Différentes antennes à fente progressive

Ces différents profils conduisent à des antennes ayant des caractéristiques légèrement différentes mais conservant les principaux avantages des antennes à fente progressive. Ces antennes ont un gain élevé (jusque 15 à 17 dBi) avec un très bon rapport avant/arrière et très peu de couplage mutuel, ce qui en fait de bonnes candidates pour une mise en réseau avec un pas réduit [23]. La bande passante peut atteindre deux octaves avec de très bons rendements [24]. Le principal inconvénient de ces antennes est leur grande taille (plusieurs longueurs d'onde). Le niveau de polarisation croisée est assez élevé et les lobes secondaires ne sont qu'à environ 10 dB du lobe principal. Il est possible de rejeter ces lobes secondaires à plus de 20 dB en enlevant le diélectrique dans la fente [25]. L'efficacité de ces antennes est modérée (moins de 50%) sur des substrats à faible permittivité.

Les antennes à fente progressive sont donc extrêmement intéressantes pour les applications en gamme millimétrique qui requièrent des gains élevés sur une grande bande passante. Cependant, leur grande taille ne permet pas de les intégrer aisément en maintenant des coûts faibles.

3.2.7 Quelques « améliorations » possibles

Toutes les antennes étudiées précédemment ont certains défauts que l'on ne peut pas éviter, même en soignant la conception. Des « astuces » permettant de s'affranchir partiellement de certaines limitations des antennes plaquées ont été développées. Nous allons très succinctement présenter trois voies qui paraissent intéressantes.

3.2.7.1 Utilisation de fractale

Les motifs des antennes plaquées sont généralement simples et géométriques. Il est possible de changer les caractéristiques de l'antenne en ajoutant une dose de « fractalité » dans sa conception. Rappelons que l'on parle de motif fractal s'il est possible de retrouver la même forme quelque soit l'échelle d'observation. Dans le cas des antennes plaquées, cette similarité n'est vraie que pour un nombre limité de grossissement (généralement moins d'une dizaine de niveaux). Avec un motif fractal dit de Sierpinski (cf. figure 3.14), il est par exemple possible d'augmenter la bande passante d'un dipôle plaqué (37% de bande passante testée pour un fonctionnement avec des signaux ULB) [26].

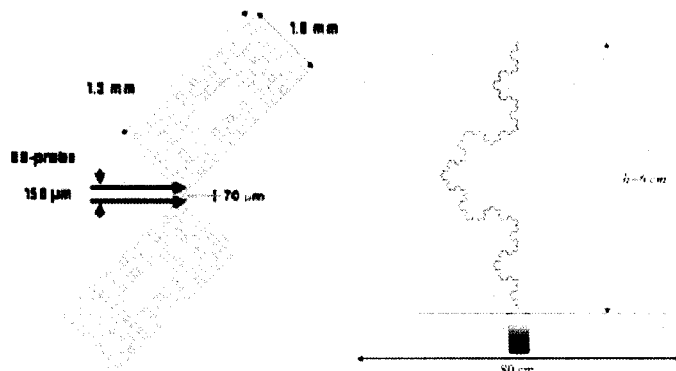


FIG. 3.14 – Antenne dipôle fractale Sierpinski et Koch

En utilisant un dipôle généré par une courbe de Koch, il est possible d'obtenir des antennes de petites dimensions qui rayonnent, s'affranchissant partiellement des limitations inhérentes aux antennes de petite taille. Dans [27], le dipôle ne mesure que 6 cm de long (en réalité environ 25 cm si l'on mesure le dipôle, cf. figure 3.14) et son coefficient de qualité s'approche de l'unité, c'est-à-dire que l'antenne est facilement adaptable malgré sa taille réduite. Il est possible d'utiliser d'autres générateurs pour concevoir une antenne fractale. Chaque générateur et façon de générer l'antenne conduisent à une antenne ayant des propriétés totalement différentes. Cette méthode semble prometteuse mais difficile à mettre en œuvre pour des antennes autres que les dipôles ou les antennes pastilles.

3.2.7.2 Dispositif à bande interdite

Un substrat à bande interdite est un substrat comportant une structure périodique qui entraîne généralement un filtrage fréquentiel (bande interdite). Il est possible d'utiliser ces substrats pour améliorer les caractéristiques d'une antenne.

Il est par exemple possible de supprimer en partie les pertes dues à l'excitation de modes de surface. En associant une structuration à bande interdite avec une antenne pastille, l'adaptation peut être améliorée de plus de 10 dB et le gain de plus de 1,5 dB (ce qui traduit que les pertes ont diminué) [28].

On peut aussi inclure ce type de structuration dans les parties métalliques d'une antenne plaquée. Dans [29], le diagramme de rayonnement d'une antenne quasi-Yagi réalisée à l'aide d'antennes pastilles (cf. paragraphe 3.3) est modifié en changeant l'état de commutateurs MEMS qui court-circuitent une fente rectangulaire (capacitive) et deux carrés (inductifs), cf. figure 3.15. La taille de ces fentes est proche d'un quart de la longueur d'onde. Cette structuration permet de dépointier le diagramme de rayonnement (à

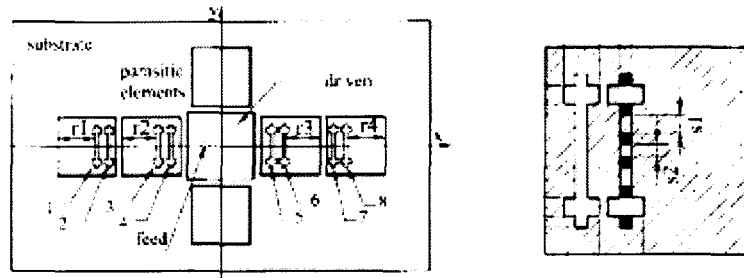


FIG. 3.15 – Antenne quasi-Yagi imprimée avec structuration photonique

10 GHz) de -66° à $+63^\circ$. La directivité reste relativement constante durant ce dépointage (entre 9 et 10 dB) mais les lobes secondaires sont élevés (-7 dB).

L'utilisation d'une structure à bande interdite permet d'améliorer les caractéristiques des antennes plaquées. Cependant leur taille élevée (généralement un quart de longueur d'onde) et la nécessité d'en associer plusieurs conduit à une difficile intégration avec des circuits MMIC.

3.2.7.3 Utilisation de lentille

La troisième et dernière amélioration (étudiée dans ce manuscrit) que l'on peut apporter à une antenne plaquée est l'utilisation d'une lentille. Nous avons vu au paragraphe 3.2.3 que l'on utilisait couramment des lentilles avec les antennes fentes. Il est aussi possible d'utiliser une lentille sur d'autres types d'antennes pour en modifier les propriétés.

On peut ainsi utiliser une lentille (cf. figure 3.16) pour rendre le rayonnement d'une antenne (vraisemblablement un guide d'onde) uniforme dans une pièce carrée [30]. Cette lentille est destinée aux réseaux locaux en milieu confiné à 60 GHz et permet de recevoir une puissance constante sur toute la surface de la pièce (l'antenne et la lentille sont placées au plafond au milieu de la pièce). La lentille est réalisée en plexiglas et son diamètre est de 84 mm, pour une épaisseur de 32 mm.

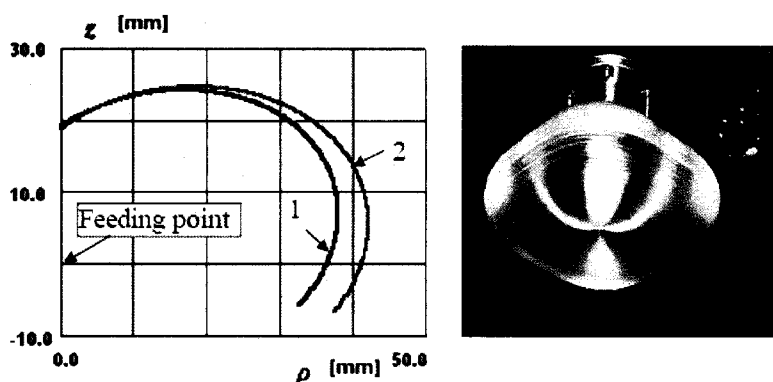


FIG. 3.16 – Lentille permettant d’obtenir une antenne cosecantée

Il est aussi possible d’augmenter la directivité et/ou le rendement d’une antenne en lui adjoignant une « petite » lentille (diamètre de $2\lambda_0$) [31]. Avec une antenne pastille associée à une lentille faible coût, les auteurs augmentent le gain de l’antenne initiale de 8 dB tout en améliorant l’adaptation de plus de 10 dB.

La conception de lentilles permet donc soit d’améliorer considérablement les performances d’une antenne soit de changer ses caractéristiques (par exemple en faisant de la formation de faisceaux). Mais ces améliorations se font au prix d’un encombrement important et d’une intégration difficile.

3.2.8 Résumé des caractéristiques des antennes imprimées

Le tableau 3.1 résume les caractéristiques principales des antennes vues précédemment en insistant sur les points importants pour notre application.

	Dipôle	Pastille	Fente	Nœud papillon	Onde de fuite	Fente progressive
Directivité	Faible	Moyenne	Faible	Moyenne	Elevé	Elevé
Bande passante	Moyenne	Faible	Moyenne	Elevé	Moyenne	Elevé
Lobe secondaire	-	Faible	Moyen	Moyen	Moyen	Faible
Rapport A_v/A_r	Faible	Elevé	Faible	Faible	Elevé	Elevé
Efficacité	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible	Faible
Intégrabilité	Faible	Faible	Faible	Moyenne	Elevé	Elevé
Rayonnement	Omni	Azimut.	Azimut.	Azimut.	Changeant	Longitud.

TAB. 3.1 – Résumé des caractéristiques des antennes imprimées en gamme millimétrique

3.3 Propriétés de l'antenne Yagi-Uda plaquée ou quasi-Yagi

Les paragraphes précédents ont montré que les antennes plaquées souffrent toutes de problèmes d'efficacité. Les antennes plaquées excitent des modes dits de surface qui se propagent à l'interface entre deux milieux ayant des permittivités différentes. Nous avons aussi vu des moyens permettant de lutter contre ce phénomène. Ces moyens se révèlent être assez lourds à mettre en œuvre et peu compatibles avec notre application. De plus chaque optimisation d'une caractéristique de l'antenne (en augmentant le gain ou en diminuant les lobes secondaires, par exemple) se fait au détriment d'une ou plusieurs autres caractéristiques.

Au lieu d'essayer de lutter contre la génération des ondes de surface, on peut penser les utiliser pour rayonner de l'énergie : c'est ce que font les antennes quasi-Yagi. Elles sont basées sur les antennes Yagi-Uda bien connues puisqu'elles servent très souvent d'antennes de réception pour la télévision depuis leur invention en 1926 au Japon [32, 33]. Il est possible d'en reproduire sur un substrat extrêmement fin qui ne perturbe que très peu l'antenne [34]. L'antenne Yagi-Uda est imprimée sur une membrane en $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ de $1,4 \mu\text{m}$ d'épaisseur supportée par un substrat en silicium massif. Cette antenne possède les mêmes caractéristiques que les antennes aériennes et donc ne tire pas avantage des ondes de surfaces.

En projetant une antenne Yagi-Uda aérienne sur un substrat, on obtient une antenne quasi-Yagi (fonctionnant grâce aux ondes de surface). Quelques réalisations existent, la majorité fonctionne aux alentours de 10 GHz mais on trouve quelques antennes fonctionnant à plus basse fréquence (bande C ou L) et jusque 120 GHz [35]. La figure 3.17 présente une vue d'une telle antenne qui est en fait un réseau d'antennes : on distingue l'élément excitateur (un dipôle en général), un (ou plusieurs) réflecteur et un (ou plusieurs) directeur.

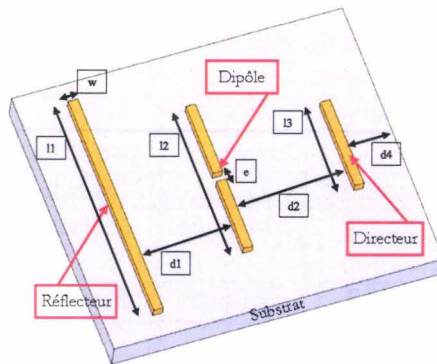


FIG. 3.17 – Vue d'une antenne quasi-Yagi imprimée et côtes associées

Nous allons reprendre chacun des points proposés en introduction de ce chapitre et montrer comment les antennes quasi-Yagi peuvent répondre à ce cahier des charges.

- Le rayonnement de ces antennes est bien azimutal. La figure 3.18 montre un exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne quasi-Yagi comportant un seul directeur et réalisée sur un substrat Duroid (épaisseur=0,635 mm et $\epsilon_R=10,2$) [36]. Le gain de cette antenne est d'environ 5 dBi et on peut voir que le rayonnement dans le plan H est moins directif que dans le plan E. De plus, en augmentant le nombre

de directeurs, on réduit l'ouverture en plan E en modifiant peu l'ouverture en plan H.

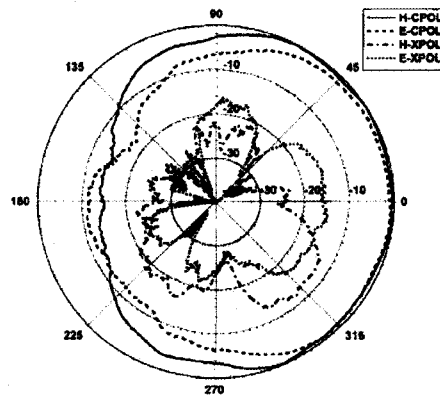


FIG. 3.18 – Diagramme de rayonnement d'une antenne quasi-Yagi à un directeur

- Ces antennes sont petites, planaires et donc facilement intégrables. Il est possible de concevoir une antenne dont les dimensions n'excèdent pas $0,5\lambda_{0}$ sur environ $0,7\lambda_{0}$ et comportant un dipôle et trois directeurs [37]. Cette antenne est intégrée avec un transistor sur un substrat de permittivité relative 2,2 et de 3,2 mm d'épaisseur. L'antenne fonctionne à 10 GHz ; selon le nombre de directeurs (de un à trois), l'ouverture dans le plan E varie de 81 à 45 °, et dans le même temps, le maximum dans le plan H se déplace. La directivité de l'antenne varie de 5,5 à 8 dBi et la polarisation croisée reste inférieure à -20 dB. Cet exemple montre que malgré leurs faibles dimensions, les antennes quasi-Yagi possèdent de bonnes caractéristiques de rayonnement ; elles sont donc parfaitement intégrables. Les antennes quasi-Yagi sont de plus préférentiellement réalisées sur des substrats à permittivité diélectrique relative élevée qui permettent une meilleure génération des ondes de surface [38]. L'antenne de cet article est réalisée sur alumine ($\epsilon_R=10,2$).
- Il est possible de réaliser une antenne quasi-Yagi soit en simple face, avec une alimentation par ligne coplanaire, soit en double face avec une alimentation par ligne microruban. L'alimentation par ligne coplanaire implique la réalisation d'un transformateur permettant de passer du mode coplanaire au mode différentiel du dipôle d'excitation [39]. L'antenne présentée dans cet article (cf. figure 3.19) fonctionne à 10 GHz et intègre un transformateur permettant d'exciter un mode fente grâce à un déphasage de 180 °.
- Les plans de masse de la ligne coplanaire servent de réflecteur pour le mode TE_0 . Il est possible d'améliorer le rôle du réflecteur en ajoutant un plan de masse sous la ligne coplanaire (en face arrière) [40]. Ce faisant, le rapport avant arrière peut être augmenté de plus de 4 dB (le gain de l'antenne est lui aussi augmenté d'environ 4 dB) mais en contrepartie la bande passante est diminuée (elle passe de 39 à 27% dans ce cas).
- On peut aussi alimenter l'antenne par ligne microruban. Deux solutions s'offrent alors, l'une requiert la présence d'un transformateur de mode (cf. figure 3.20(a) [36]) tandis que l'autre nécessite une technologie double face (cf. figure 3.20(b), [41]). La deuxième solution simplifie la conception de l'antenne mais complique la réalisation (alignement double face) et le diagramme de rayonnement est un peu

dis que, généralement, les antennes imprimées sont réalisées sur substrat basse permittivité ou multicouche. Ceci provient de l'utilisation des ondes de surfaces (cf. paragraphe 3.4.1.1); cette propriété justifie à nouveau l'utilisation de ces antennes sur circuit MMIC.

- La bande passante des antennes quasi-Yagi est relativement élevée. Elle peut atteindre des valeurs supérieures à 20%. Dans [36], les auteurs présentent une antenne ayant une bande passante de 48% (mesurée) pour une adaptation à -10 dB. Ce résultat en lui-même est déjà très intéressant; de plus sur cette bande, le gain de l'antenne est relativement constant (il varie de 3,2 à 5 dBi) et les autres caractéristiques de l'antenne (respectivement polarisation croisée, lobes secondaires, rapport avant/arrière) restent relativement constantes sur l'ensemble de cette bande passante (respectivement -12 dB, -12 dB et -15 dB).

Cette dernière antenne qui fonctionne en bande X montre que le cahier des charges présenté en introduction (cf. paragraphe 3.1) peut être rempli par une seule antenne quasi-Yagi imprimée.

3.4 Conception de l'antenne quasi-Yagi

Il n'existe pas de méthode de conception générale permettant de calculer les éléments constituant une antenne quasi-Yagi. En 1976, P. Viezbicke donne une méthode de conception des antennes Yagi-Uda aériennes basée sur de nombreuses données expérimentales [44]. Cet article est très intéressant puisqu'en connaissant la fréquence de travail de l'antenne et le gain voulu, il est possible d'obtenir les dimensions de chacun des éléments d'une antenne Yagi-Uda n'utilisant pas les ondes de surface. Si l'on travaille avec une antenne réalisée sur un substrat très fin, il est possible d'utiliser cette méthode pour obtenir de bons résultats [34]. Cependant, comme elle n'utilise pas les ondes de surfaces, sa taille est élevée (longueur d'environ $2\lambda_0$ pour un gain de 10 dB).

3.4.1 Antenne quasi-Yagi

La conception de l'antenne quasi-Yagi s'est déroulée en quatre étapes :

- Excitation du mode de surface TE_0 ;
- Conception de l'excitation de l'antenne (transition CPW vers CPS) ;
- Conception de l'antenne avec une excitation parfaite ;
- Conception de l'antenne alimentée par ligne coplanaire CPW (avec transition CPW vers CPS).

3.4.1.1 Génération des ondes de surface

Les premiers paramètres à déterminer sont la permittivité relative et l'épaisseur du substrat. Dans notre cas, la permittivité est fixée à 12,9 (utilisation de GaAs). Le choix du substrat est un facteur déterminant pour le fonctionnement et les caractéristiques de l'antenne [45]. Cet article démontre que si l'on veut atteindre des rendements de plus de 50%, il est nécessaire d'utiliser un substrat dont la permittivité est inférieure à 4,5. Il explore aussi les raisons des rendements faibles quand on utilise des substrats ayant une permittivité élevée. La figure 3.21 montre la puissance normalisée sur les différents modes

de surface pouvant se propager. Pour un dipôle réalisé sur substrat GaAs, le premier mode (apparaissant quand on augmente l'épaisseur du substrat) est le mode TE_0 ; ce mode ne se propage que pour les substrats sans masse. Le deuxième mode qui se propage est le mode TM_0 .

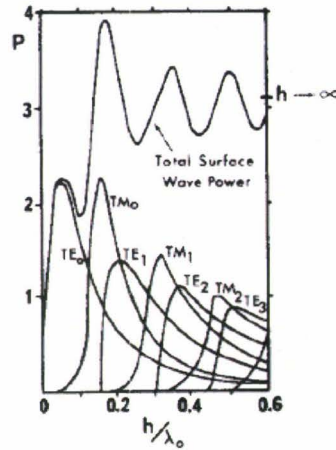


FIG. 3.21 – Puissance des différents modes de surface excités par un dipôle plaqué sur substrat haute permittivité

Il nous faut exciter le mode TE_0 sans exciter le mode TM_0 . Nous avons simulé une antenne non optimisée plaquée sur un substrat dont l'épaisseur varie. La figure 3.22 présente les variations du coefficient de réflexion d'une antenne en fonction de l'épaisseur du substrat ($h=0,1, 0,15$ et $0,2$ mm). Chaque résonance est la conséquence de l'excitation d'un mode de surface. Il est possible de distinguer ces différents modes en examinant le

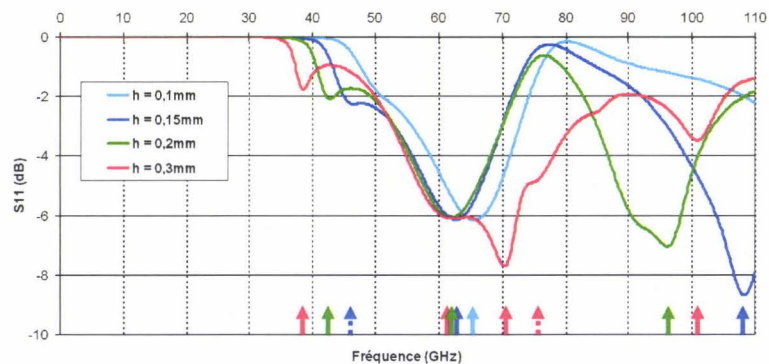
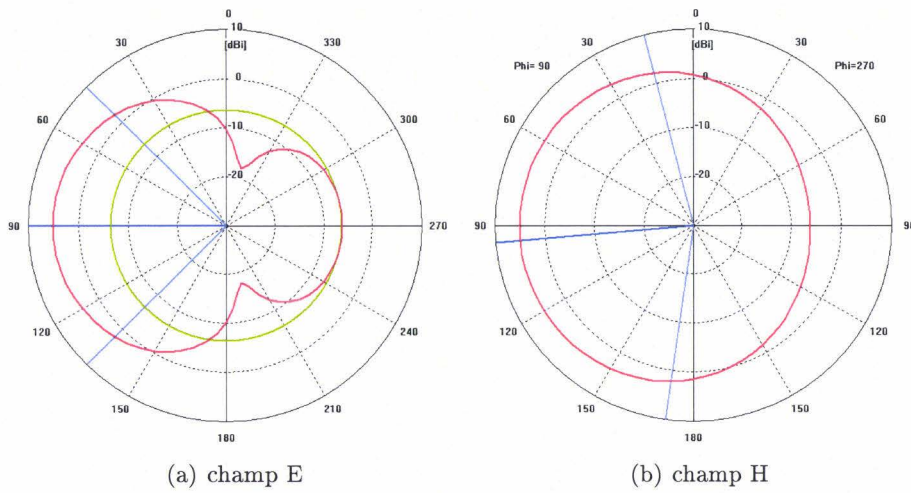
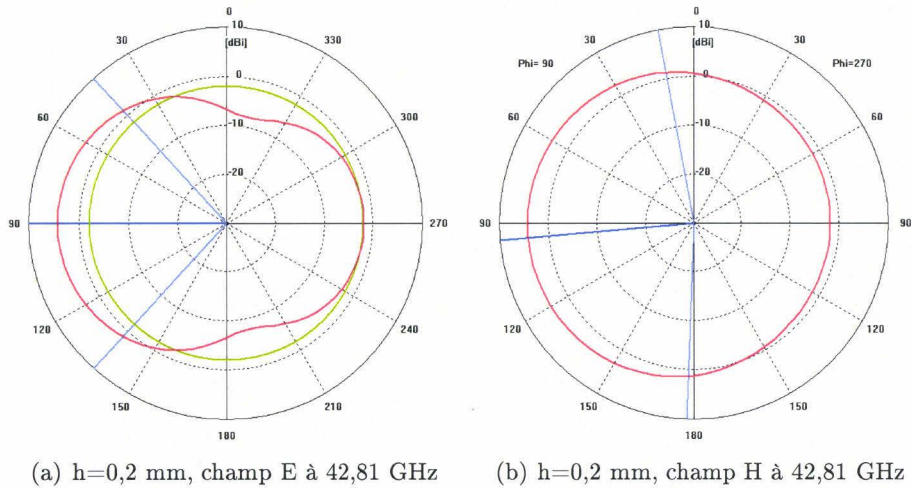


FIG. 3.22 – Résonances du paramètre S_{11} en fonction de l'épaisseur de substrat

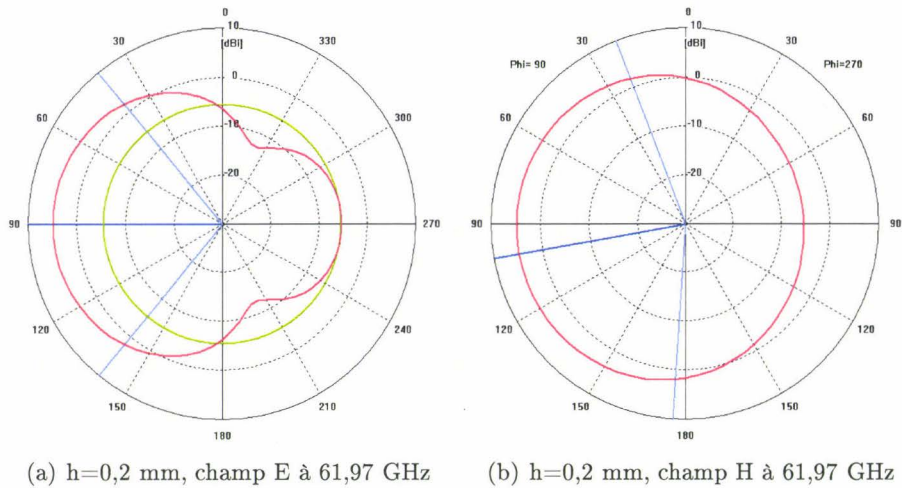
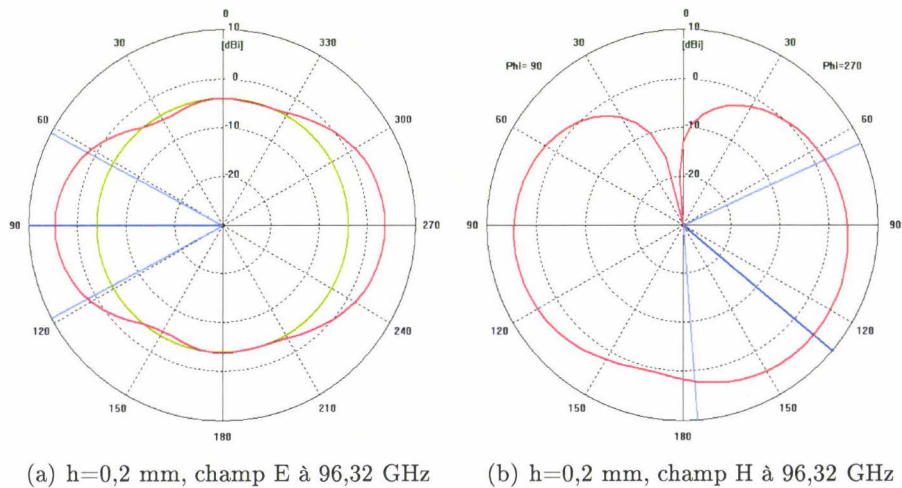
diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence de résonance (cf. figure 3.23, 3.24, 3.25 et 3.26).

Si l'épaisseur du substrat est de $0,1$ mm, l'antenne n'excite qu'un seul mode (à $65,59$ GHz) et le diagramme de rayonnement correspondant est bien celui d'une antenne quasi-Yagi. En revanche, avec un substrat d'épaisseur $0,2$ mm, l'antenne excite trois modes (à $42,81$, $61,97$ et $96,32$ GHz). Le premier diagramme de rayonnement correspond au rayonnement dégradé d'une antenne quasi-Yagi (le rapport avant/arrière est

FIG. 3.23 – Diagrammes de rayonnement du mode unique pour $h=0,1\text{mm}$ FIG. 3.24 – Diagrammes de rayonnement du premier mode pour $h=0,2\text{ mm}$

faible). Le second est bien celui d'une antenne quasi-Yagi. Enfin, le troisième est celui d'un mode supérieur totalement différent du rayonnement d'une antenne quasi-Yagi. Cet exemple ($h=0,2\text{ mm}$) montre que l'excitation des différents modes se combinent et donc se dégradent (ici entre le premier et deuxième mode). Il est donc primordial que le mode quasi-Yagi soit le premier mode (pour ne pas être dégradé par un éventuel mode démarquant plus bas en fréquence). Il est aussi important de repousser les modes supérieurs loin du mode principal.

Pour n'obtenir qu'un seul mode dans la bande de travail et pour que les modes parasites soient « éloignés » du mode principal, il est nécessaire de réduire l'épaisseur du substrat sous les $150\ \mu\text{m}$. Nous avons donc choisi d'utiliser un substrat de GaAs aminci jusqu'à une épaisseur d'environ $140\ \mu\text{m}$.

FIG. 3.25 – Diagrammes de rayonnement du deuxième mode pour $h=0,2$ mmFIG. 3.26 – Diagrammes de rayonnement du troisième mode pour $h=0,2$ mm

3.4.1.2 Transformateur d'alimentation

L'antenne Yagi-Uda est basée sur l'excitation d'un dipôle qui fonctionne en régime différentiel. Dans le cadre de notre application, et pour rester compatible avec les commutateurs développés précédemment, nous avons choisi de nous intéresser uniquement au moyen d'alimenter cette antenne à partir d'une ligne coplanaire avec une transition simple face. Il est possible, par exemple, d'ajouter un *stub* sur la ligne RF pour créer une discontinuité dans le champ et ainsi générer le mode différentiel (cf. figure 3.19), mais cette solution est faible bande. Il est aussi possible de créer un circuit ouvert sur l'un des deux plans de masse de la ligne grâce à un *stub* papillon [46]. L'énergie contenue dans la fente du côté du plan de masse coupé est transférée dans l'autre fente et le mode différentiel est excité. Cette solution est large bande mais le *stub* papillon est encombrant.

Nous avons choisi de rendre plus compact le dispositif précédent : les deux conducteurs de la ligne coplanaire CPS sont le prolongement de la ligne RF et d'un des plans de masse

(cf. figure 3.27) [47]. Un pont à air placé au plus près de la fin de la ligne coplanaire permet d'équilibrer les potentiels des deux masses. Il maintient un mode impair avant la transition (ligne CPW) et permet de recombinaison efficacement l'énergie de ce mode dans la fente de la ligne CPS avec un transfert d'énergie pratiquement complet.

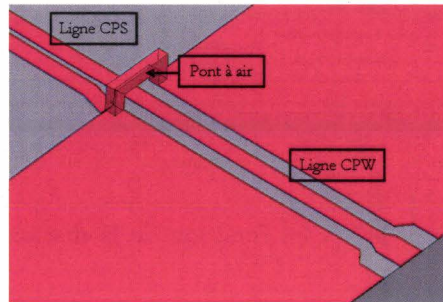


FIG. 3.27 – Topologie du transformateur d'alimentation retenu

La figure 3.28 présente les résultats de mesure et les rétro-simulations d'un double transformateur d'alimentation, i.e. de deux transformateurs mis bout-à-bout. L'adaptation est meilleure que -10 dB entre 0 et 110 GHz et les pertes d'insertion sont d'environ 2 dB à 60 GHz (et inférieures à 2,5 dB sur toute la bande). Si l'on enlève les pertes dues aux deux lignes coplanaire d'accès (cf. paragraphe 2.5.2.1) et que l'on divise les pertes par deux, nous pouvons estimer les pertes d'insertion d'une transition à 0,75 dB.

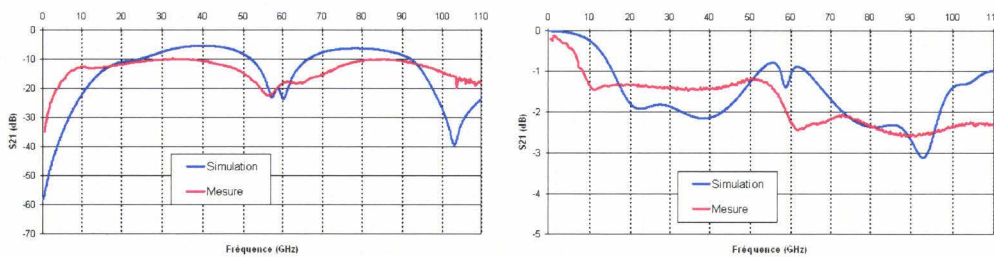
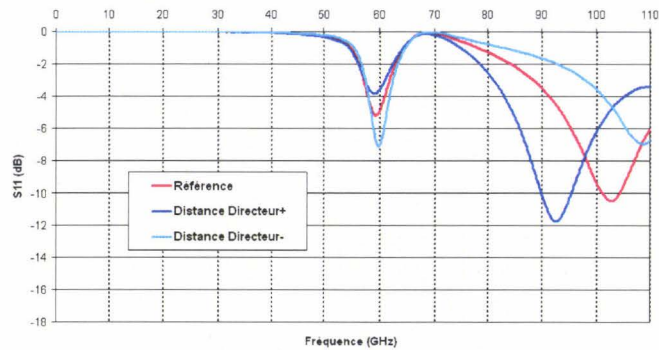
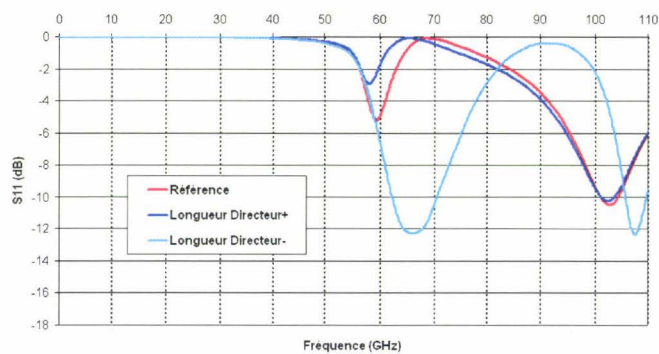


FIG. 3.28 – Adaptation et pertes d'un transformateur mesuré et rétro-simulé

3.4.1.3 Conception et optimisation des dimensions de l'antenne

Nous avons vu en introduction qu'il n'existe pas de formules analytiques permettant de calculer les éléments composant une antenne quasi-Yagi. Ainsi, pour concevoir l'antenne, nous avons eu recours à un simulateur 3D (Microwawe Studio de CST [48]) pour simuler les performances de l'antenne (adaptation, diagramme de rayonnement).

Il est possible de connaître les variations des performances de l'antenne quand les paramètres changent. La figure 3.29 présente les variations simulées de l'adaptation d'une antenne en fonction de la distance entre le directeur et le dipôle; seule l'adaptation est changée, mais la fréquence de résonance n'est que très peu modifiée. La figure 3.30 présente les variations du paramètre S_{11} en fonction de la longueur du directeur; dans ce cas, l'adaptation et la fréquence de résonance sont modifiées. Il est à noter que dans les deux exemples, les caractéristiques de rayonnement varient quelque peu. La première

FIG. 3.29 – Variation de S_{11} en fonction de la distance directeur/dipôleFIG. 3.30 – Variation de S_{11} en fonction de la longueur du directeur

résonance correspond bien à un « mode » Yagi, comme en témoigne la figure 3.31, tandis que la seconde résonance est un mode supérieur.

Les figures 3.32, 3.33 et 3.34 présentent les variations de cette même antenne en fonction de, respectivement, la distance réflecteur/dipôle, la longueur du dipôle et la largeur des conducteurs. À l'aide des différentes variations présentées précédemment, il est possible d'optimiser les dimensions d'une antenne quasi-Yagi. Cependant, comme cette antenne est constituée d'un réseau de dipôles, toute modification de l'un de ses paramètres change son comportement. Il n'est donc pas envisageable de faire une optimisation de paramètres seuls et nous devons recourir à une optimisation globale; pour cela, nous avons utilisé l'optimisateur intégré à Microwave Studio. Les objectifs de l'optimisation ont été :

- adapter l'antenne à 60 GHz ;
- obtenir une adaptation d'au moins 10 dB ;
- avoir un gain maximum à 60 GHz.

En modifiant les valeurs de départ des variables et en répétant les passes d'optimisation, nous avons obtenu des antennes quasi-Yagi ayant des caractéristiques intéressantes (cf. figure 3.35 où les marqueurs M2, M3 et M4 correspondent respectivement à (59 GHz, -10 dB), (67,3 GHz, -10 dB) et (62,6 GHz, -19 dB) et les marqueurs M1 et M5 sont placés à 0 et 110 GHz). La directivité est de 6,8 dBi à la fréquence de résonance (62,6 GHz) ; l'ouverture est d'un peu plus de 90 ° (cf. tableau 3.2). La bande passante (adaptation à

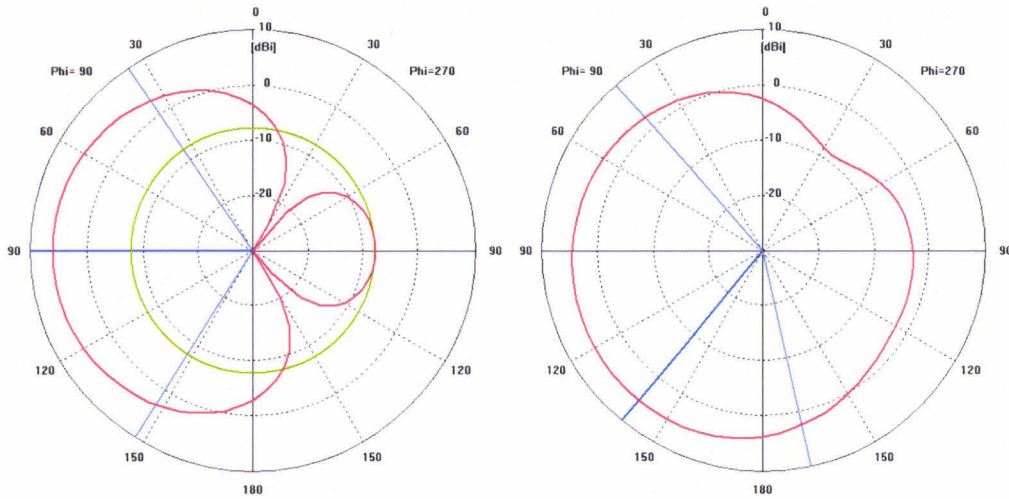


FIG. 3.31 – Champ E correspondant au 1^{er} et 2^{ème} mode

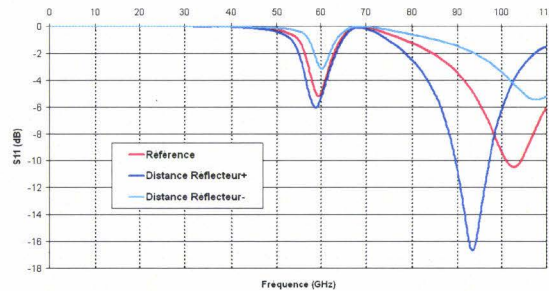


FIG. 3.32 – Variation de S_{11} en fonction de la distance réflecteur/dipôle

-10 dB) est de 13% et la directivité varie de 6,4 à 7,2 dBi. Sur cette même bande, les lobes secondaires sont rejetés à plus de 14 dB et l'efficacité de l'antenne (avec le transformateur d'impédance) est de plus de 80%. Les caractéristiques de cette antenne sont relativement constantes sur toute la bande passante ce qui est particulièrement intéressant.

Directivité	6,8 dBi
Ouverture (@-3dB)	94 °
Lobes secondaires	-15 dB
Efficacité	85%

TAB. 3.2 – Caractéristiques de l'antenne A4 simulée

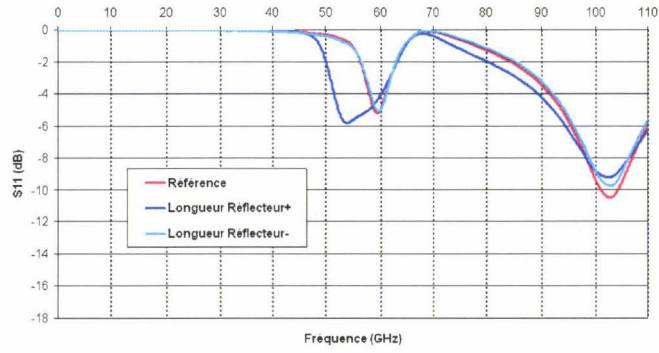


FIG. 3.33 – Variation de S_{11} en fonction de la longueur du réflecteur

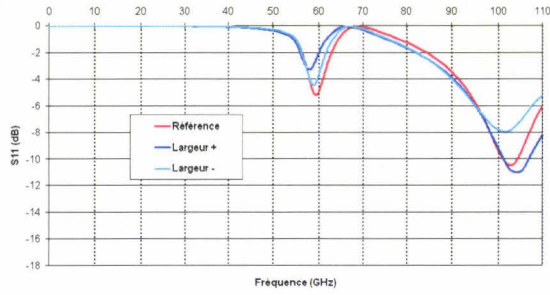


FIG. 3.34 – Variation de S_{11} en fonction de la largeur des conducteurs

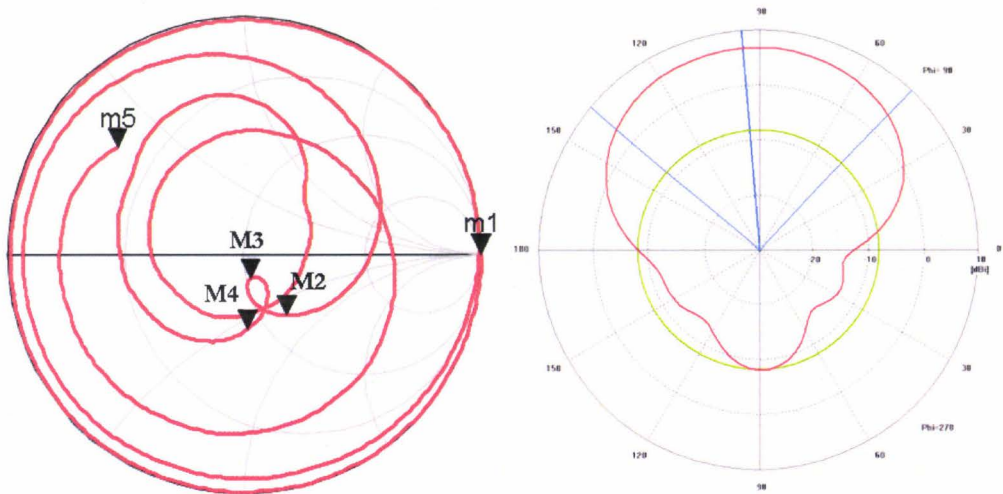


FIG. 3.35 – Caractéristiques simulées de l'antenne A4 (cf. tableau 3.3)

3.4.2 Motifs de test des antennes quasi-Yagi

Pour valider les simulations électromagnétiques 3D concernant les antennes quasi-Yagi, nous avons réalisé un masque comportant huit antennes différentes. L'une de ces antennes (antenne 4A) est en fait un réseau de quatre antennes élémentaires illuminant chacune un quart de l'espace. Le tableau 3.3 présente les caractéristiques physiques des antennes réalisées, les noms des différentes cotes sont ceux donnés au paragraphe précédent (cf. figure 3.17). Les différentes antennes doivent permettre de vérifier les tendances de variation des différentes dimensions d'une antenne quasi-Yagi.

Nom de l'antenne	l_1 (μm)	l_2 (μm)	l_3 (μm)	w (μm)	d_1 (μm)	d_2 (μm)	d_3 (μm)	d_4 (μm)	e (μm)
A4	850	400	-	30	800	1400	-	120	10
A41	850	600	-	30	800	1400	-	120	10
A42	850	400	-	10	800	1400	-	120	10
A43	850	400	-	30	800	1000	-	120	10
A44	850	400	-	30	500	1400	-	120	10
A45	850	400	-	30	800	1400	-	120	30
A7	920	400	400	30	560	1400	1400	120	10
4A	850	400	-	30	800	1400	-	120	10

TAB. 3.3 – Résumé des caractéristiques des antennes de test

3.5 Réalisation de l'antenne

La réalisation des antennes ne comporte qu'un seul masque. Nous verrons par la suite que le procédé décrit est totalement intégrable avec celui des commutateurs MEMS (cf. chapitre 3.7).

La première étape consiste à déposer une couche de titane et d'or par évaporation. Cette couche de faible épaisseur (200 Å de titane et 300 Å) sert de couche d'accroche pour l'électrolyse. Les antennes sont alors réalisées par croissance électrolytique d'or (3 μm) dans un moule en PMGI (cf. paragraphe 2.4.2.3). La couche d'accroche est alors enlevée par attaque humide sans masque.

Pour amincir le substrat, Nous commençons par recouvrir les antennes d'une couche épaisse de résine qui sert de protection. Ensuite, le substrat est collé sur une plaque de verre à l'aide de cire. Nous amincissons le substrat à l'aide d'une machine. Pour cela, le substrat est déposé sur un disque de verre en rotation. Le substrat est maintenu en place avec une force constante et on dépose sur le disque de verre une solution d'eau désionisée et de poudre d'alumine (Al_2O_3) avec une proportion de 10 pour 1 (en poids). L'amincissement se fait avec une poudre d'alumine ayant un grain de 15 μm , un poids de 600 g et une vitesse de rotation de 15 tr.mn⁻¹. Après presque 50 mn de gravure, le substrat (un demi substrat de GaAs de 2" de diamètre) est aminci jusque 145 μm . La surface du substrat est plane à $\pm 2,5 \mu m$. Une fois le substrat aminci, on décolle les antennes en milieu humide. Les antennes sont alors séparées par clivage du substrat. Pour les essais d'antennes quasi-Yagi, nous ne réalisons pas de ponts (pour simplifier la

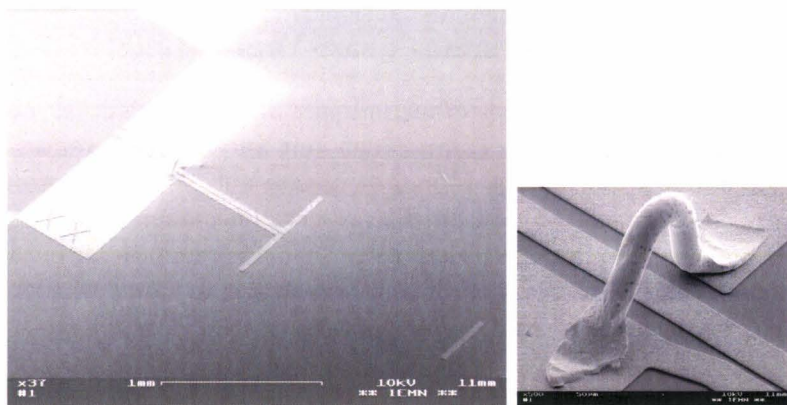


FIG. 3.36 – Vue au MEB d'une antenne terminée et détail sur le fil d'or

réalisation) ; nous relient donc les deux plans de masse de la ligne coplanaire avec un fil d'or de $20\ \mu\text{m}$ de diamètre. La figure 3.36 montre une vue au microscope électronique d'une antenne (à un seul directeur) terminée.

3.6 Caractérisation hyperfréquence de l'antenne

Ce paragraphe traite des mesures effectuées sur les antennes quasi-Yagi réalisées.

3.6.1 Mesures hyperfréquences sous pointes

Le premier test réalisé est la mesure du paramètre S_{11} de différentes antennes à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510XF. Ce type d'équipement n'est pas conçu pour mesurer les caractéristiques d'une antenne. En effet, l'analyseur est composé de nombreux éléments métalliques (support des pointes, socles métalliques...) qui perturbent la mesure.

Du fait de leur petite taille ($2 \times 1\ \text{mm}^2$ environ), les antennes ont été collées sur différents substrats tels qu'une lamelle de verre (cf. figure 3.37), de la mousse ou du téflon. Dans le cas de la lamelle de verre, nous avons de plus ajouté un absorbant RF permettant d'éloigner la masse (socle de mesure) de l'antenne.

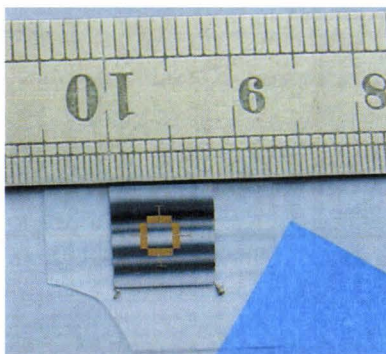


FIG. 3.37 – Quatre antennes quasi-Yagi collées sur un substrat de verre

3.6.1.1 Difficultés de mesure — Rétrosimulations

La figure 3.38 présente les résultats de mesure d'une antenne montée sur un support en téflon ainsi que la rétrosimulation correspondante. Nous pouvons voir que jusque 70 GHz environ, la rétrosimulation est relativement proche de la mesure ; au delà, la rétrosimulation n'est plus cohérente avec les mesures. La figure 3.39 présente les résultats

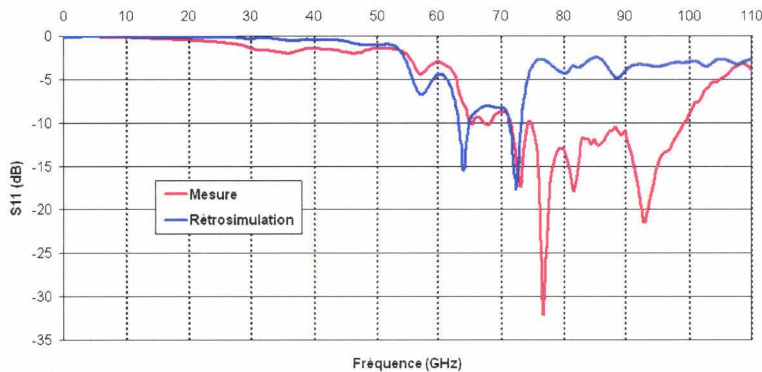


FIG. 3.38 – Adaptation mesurée et rétrosimulée d'une antenne A43 sur un substrat de téflon

de mesure d'une antenne montée sur une lamelle de verre ainsi que deux rétrosimulations correspondantes. Nous voyons que les deux rétrosimulations sont proches de la mesure sans toute fois coïncider correctement. Même en faisant varier les paramètres estimés de la rétrosimulation, nous n'avons pas pu faire coïncider parfaitement les rétrosimulations avec les mesures.

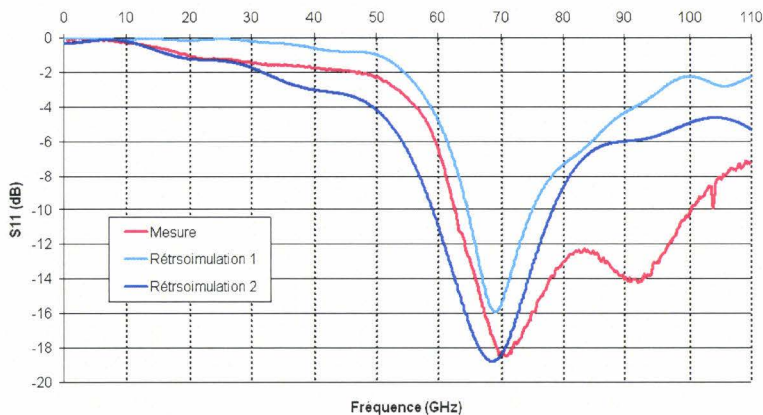


FIG. 3.39 – Adaptation mesuré et rétrosimulé d'une antenne A43 sur un substrat de verre

Ces écarts entre mesures et simulations peuvent être imputés à deux causes principales :

- la non-prise en compte des éléments du banc de mesure et de ses nombreux éléments métalliques ;
- la non-connaissance complète des caractéristiques de l'antenne et du support. En effet, nous pouvons parfaitement mesurer les dimensions des éléments de l'antenne

(longueur des dipôles, espacement...) mais nous ne pouvons qu'estimer les dimensions du support ainsi que ses caractéristiques électromagnétiques.

3.6.1.2 Apport des mesures sous pointes

Comme nous l'avons vu, les mesures ne sont pas conformes aux simulations électromagnétiques en hautes fréquences (≥ 70 GHz).

Nous pouvons cependant en tirer quelques conclusions intéressantes. Premièrement, les antennes réalisées ne sont pas trop sensibles au procédé technologique. La séparation des antennes est manuelle (cf. paragraphe 3.5) et présente donc des variations relativement importantes sur la cote « d_4 » qui dépend directement de cette opération. La figure 3.40 présente les résultats comparés (en adaptation) de différentes antennes de type « A4 » réalisées sur un substrat de GaAs; le paramètre d_4 ($120 \mu\text{m}$ en conception, cf. tableau 3.3) s'établit après découpe à respectivement 133 (bleu), 151 (rouge) et $228 \mu\text{m}$ (vert).

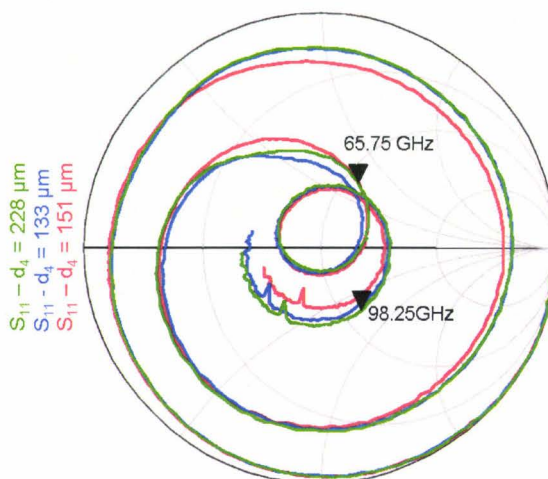


FIG. 3.40 – Adaptation de trois antennes de type A4

Deuxièmement, l'antenne quasi-Yagi est relativement bien adaptée à une mise en réseau et le couplage inter-antennes est faible. La figure 3.41 présente l'adaptation d'une antenne A4 comparée à celle des antennes 4A (antennes en réseau) et nous pouvons voir que l'adaptation de l'antenne en réseau est parfaitement similaire à celle d'une antenne seule (en noir).

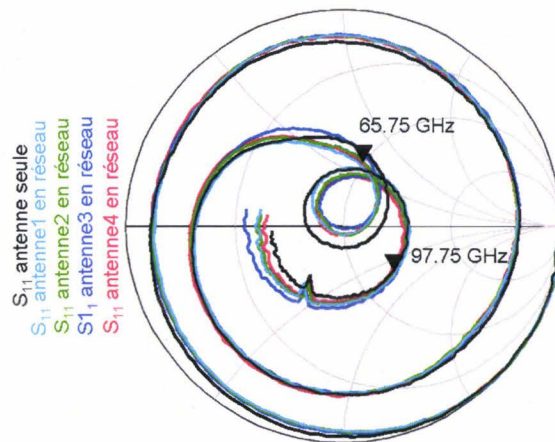


FIG. 3.41 – Adaptation d'une antenne A4 seule et d'antennes A4 en réseau (antenne 4A)

3.6.2 Antenne avec connectique coaxiale « V »

L'environnement de mesure présenté au paragraphe 3.6.1.1 est très perturbé; nous avons vu que les rétro-simulations ne coïncidaient pas correctement avec les mesures. De plus il n'est pas possible de mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne. Il a donc été nécessaire de monter l'antenne avec un connecteur pour faire des mesures en chambre anéchoïde. Vu la fréquence de travail, nous avons choisi un connecteur coaxial « V » qui fonctionne jusque 67 GHz.

Ce montage permet de nous affranchir partiellement des problèmes rencontrés précédemment puisque le connecteur est entièrement en métal (nous pouvons plus facilement connaître ses caractéristiques électromagnétiques). En outre, il autorise la mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne. Cette mesure permettra ensuite de calculer une approximation de la directivité de l'antenne en utilisant la formule approchée [49] :

$$D = \frac{32400}{\Theta_E \Theta_H}. \quad (3.1)$$

Le gain pourra être calculé en utilisant des antennes de mesure parfaitement connues. À partir de ces deux données, il sera possible de calculer l'efficacité de l'ensemble antenne/connecteur car on a : $\eta = \frac{G}{D}$.

La figure 3.42 montre une antenne quasi-Yagi montée avec un connecteur V. Nous pouvons distinguer l'antenne, le connecteur proprement dit et le support permettant d'assembler le tout. Le support est constitué de laiton doré par électrolyse assurant une bonne conductivité électrique à l'ensemble. L'antenne est collée sur le support; deux points de soudure permettent de relier la masse de l'antenne au support et un fil d'or collé permet de connecter l'âme du connecteur coaxial à la ligne RF de l'antenne.

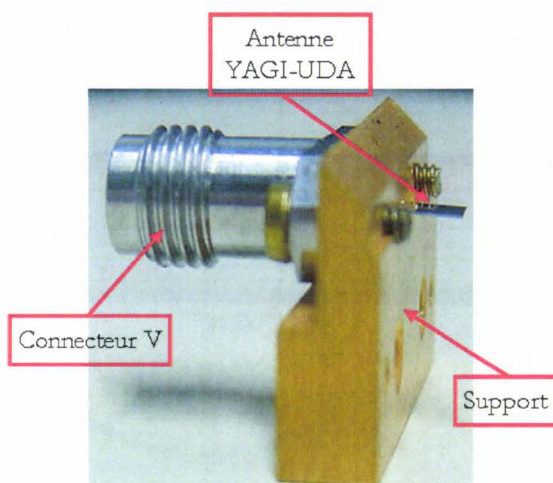


FIG. 3.42 – Vue d'une antenne quasi-Yagi montée avec un connecteur V

3.6.2.1 Adaptation de l'antenne

À l'aide du montage précédent, nous avons mesuré l'adaptation de l'antenne à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. À la différence des mesures présentées au paragraphe 3.6.1, le connecteur V permet de réaliser cette mesure dans de bonnes conditions puisque l'antenne est quasiment en champ libre (les « obstacles » les plus proches sont à plus de 5 cm de l'antenne). La figure 3.43 présente l'adaptation d'une antenne A44 alimentée par un connecteur coaxial V. La présence du connecteur en laiton modifie for-

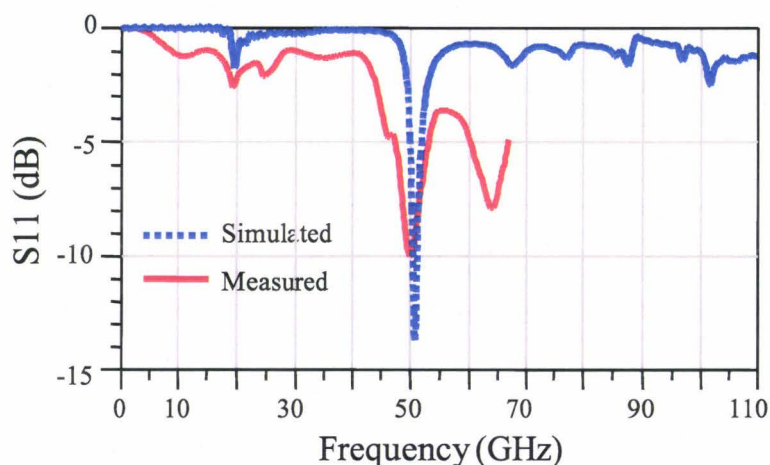


FIG. 3.43 – Adaptation d'une antenne quasi-Yagi A44 montée avec un connecteur V

tement la fréquence d'adaptation de l'antenne puisque celle-ci n'est plus que de 50 GHz. Cependant, dans ce cas, nous connaissons mieux les caractéristiques du support et la rétrosimulation tenant compte de celui-ci est cohérente avec la mesure. La différence en basse fréquence (la mesure a plus de pertes que la simulation) provient vraisemblablement de l'excitation de l'antenne. Il est en effet difficile de modéliser la transition ligne coaxiale vers ligne coplanaire puisque l'antenne est montée manuellement par soudure.

3.6.2.2 Diagramme de rayonnement

Le montage de l'antenne avec un connecteur V a aussi permis de mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les premières mesures ont été menées dans une petite chambre anéchoïde (mais grande devant la longueur d'onde à 60 GHz). Malgré ces grandes dimensions, les mesures étaient perturbées par la chambre qui introduisait des déformations dans le diagramme de rayonnement pour des angles supérieurs à 30°. Le deuxième dispositif de mesure comprend une source stable programmable en fréquence et en puissance, deux antennes cornets parfaitement connues (polarisation linéaire) et un analyseur de spectre, le tout en espace libre (cf. figure 3.44). Une première mesure



FIG. 3.44 – Vue du dispositif de mesure du diagramme de rayonnement

avec les deux antennes permet de calibrer la chaîne de mesure. En remplaçant l'antenne cornet en réception par l'antenne quasi-Yagi à mesurer, nous pouvons mesurer le diagramme de rayonnement de l'antenne. La figure 3.45 présente les résultats de diagramme de rayonnement d'une antenne A44 montée avec un connecteur V. Les rétrosimulations présentées sur la figure 3.45 sont cohérentes avec les mesures, même si elles ne sont pas exactement semblables. Ces simulations ont été faites en modélisant les vis de fixation par des trous dans le support juste au dessus de l'antenne (cf. figure 3.42), ce qui correspond aux vis coupées « à ras » (les mesures présentées ont été faites dans ce cas là). Nous avons noté que les vis de fixation ont une influence sur le diagramme de rayonnement, tant en champ E que H. Les différences entre mesures et rétrosimulations proviennent vraisemblablement de la modélisation incorrecte des vis de fixation et de l'alimentation de l'antenne quasi-Yagi (réalisé de façon manuelle).

Les mesures ont permis d'estimer le gain de l'antenne quasi-Yagi (au maximum du diagramme de rayonnement) à environ 2.9 dB. Par ailleurs, les diagrammes de rayonnement en champ E (respectivement en champ H) ont donné des ouvertures d'environ 180° (respectivement 90°), soit une directivité de 4,6 dB (cf. équation 3.1). Nous avons donc estimé l'efficacité de rayonnement de l'antenne quasi-Yagi à 72%. Cette valeur est à comparer aux efficacités de rayonnement traditionnellement rencontrées pour les antennes imprimées qui ne dépassent pas 50% et même moins pour les antennes réalisées

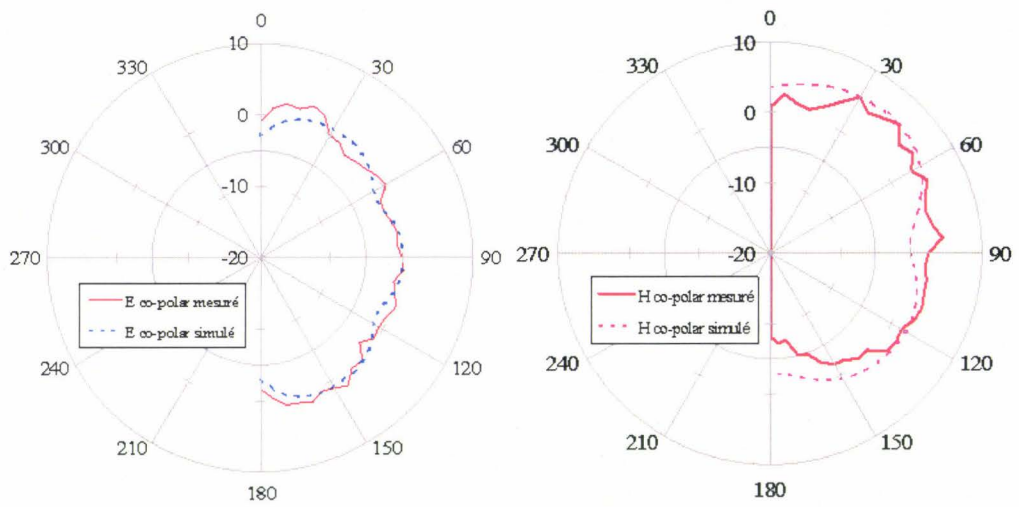


FIG. 3.45 – Diagrammes de rayonnement d'une antenne quasi-Yagi A44 montée avec un connecteur V

sur un substrat haute permittivité.

3.7 Conclusion

Nous avons vu en introduction qu'il était nécessaire d'utiliser des antennes intelligentes pour optimiser les performances d'un réseau *ad hoc* à haut débit. Ce chapitre a tout d'abord permis d'identifier une antenne planaire intégrable sur un substrat à haute permittivité tel que le GaAs : l'antenne quasi-Yagi (ou antenne Yagi-Uda plaquée). Cette antenne présente de très bonnes performances, bien adaptées à la réalisation d'antennes intelligentes avec un gain modéré mais avec un très bon rendement et une taille réduite.

Une antenne quasi-Yagi a donc été conçue puis optimisée grâce à des simulations électromagnétiques 3D. Nous avons ensuite réalisé ces antennes dans les salles blanches de l'IEMN. Du fait de leur petite taille (moins de 3 mm²), ces antennes ont été très difficiles à mesurer. Nous avons donc dû développer un dispositif particulier de mesure permettant de valider expérimentalement leur bon fonctionnement et la bonne concordance avec les simulations électromagnétiques 3D. Nous avons ainsi montré que les antennes conçues fonctionnent correctement et que nous pouvons pleinement utiliser les simulations 3D pour prévoir et optimiser de telles antennes. Le résultat le plus marquant est l'efficacité élevée de l'antenne (plus de 70 %); cette valeur n'est qu'une estimation du fait de la mesure « artisanale » des diagrammes de rayonnement et sera prochainement confirmée par des mesures plus précises en chambre anéchoïde.

Cependant, nous avons aussi montré que les antennes quasi-Yagi fonctionnant à 60 GHz sont très sensibles à leur environnement. En effet, le dispositif de mesure influe énormément sur les caractéristiques de l'antenne (fréquence d'adaptation diminuée de 15 %, diagrammes de rayonnement fortement modifiés) et pour les utiliser pratiquement dans un réseau pour objets mobiles (qui propose un environnement très perturbé), il sera nécessaire de réoptimiser les dimensions des antennes. Il sera peut-être aussi intéressant de s'intéresser aux antennes Vivaldi (cf. paragraphes 3.2.6) sur substrats partiellement évidés pour diminuer la sensibilité des antennes [50].

Bibliographie du chapitre 3

- [1] P. Vasconcelos and L.M. Correia, "Fading characterization of the mobile radio channel at the millimetre waveband," In *IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pages 999–1003, May 1997.
- [2] P.F.M. Smulders and A.G. Wagemans, "A statistical model for the MM-wave indoor radio channel," In *Third IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1992. Proceedings, PIMRC '92*, pages 303–307, Oct. 1992.
- [3] A. Hammoudeh, D.A. Scammell, and M.G. Sánchez. Measurements and analysis of the indoor wideband millimeter wave wireless radio channel and frequency diversity characterization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, n°. 10 pages 2974–2986, Oct. 2003.
- [4] M. Fryziel, "Caractérisation large bande du canal radio intra-bâtiment," Rapport de Master, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2001.
- [5] M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, and N. Rolland. Path loss model of the 60 GHz radio channel. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, n°. 3 pages 158–162, August 2002.
- [6] Naoki Honma, Tomohiro Sek, Koichi Tsunekawa, Fumio Kira, and Keizo Cho. Compact multisector antenna employing microstrip Yagi-Uda array antenna with common director elements. *Electronics and Communications in Japan, Part 1*, vol. 88, n°. 7 pages 1363–1371, Sep. 2005.
- [7] G. Yang, K. Pahlavan, and T.J. Holt. Sector antenna and DFE modems for high speed indoor radio communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, n°. 4 pages 925–923, Nov. 1994.
- [8] T. Maruyama, K. Uehara, and K. Kagoshima, "Analysis and design of multi-sector monopole Yagi-Uda array mounted on a ground plane using moment method," In *Third International Conference on Computation in Electromagnetics*, pages 289–294, Apr. 1996.
- [9] A. Nestic, I. Radnovic, and V. Brankovic, "Ultrawideband printed antenna array for 60 GHz frequency range," In *IEEE Digest of Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1272–1275, Jul. 1997.
- [10] V. R. Gupta and N. Gupta. Characteristics of a compact microstrip antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, n°. 2 pages 158–160, Jan. 2004.
- [11] R.B. Waterhouse, D. Novak, A. Nirmalathas, and C. Lim. Broadband printed millimeter-wave antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 9, n°. 9 pages 2492–2495, Sep. 2003.
- [12] Yasuhi Murakami, Toru Kijima, Hisao Iwasaki, Toshio Ihara, Takeshi Manabe, and Kyoichi Iigusa. A switchable multi-sector antenna for indoor wireless LAN systems in the 60-GHz band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n°. 6 pages 841–843, June 1998.
- [13] Chang-Wook Baek, Seunghyun Song, Jae-Hyoung Park, Sanghyo Lee, Jung-Mu Kim, Wooyeol Choi, Changyul Cheon, Member, Yong-Kweon Kim, Member, and Youngwoo Kwon. A V-band micromachined 2-D beam-steering antenna driven by magne-

- tic force with polymer-based hinges. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, n°. 1 pages 325–331, Jan. 2003.
- [14] T. Yamamoto, M. Ando, N. Goto, and M. Takahashi, “Application of radial line slot antenna to millimeter-wave systems at 60 GHz band,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, vol. 1, pages 62–65 vol.1, 1996.
- [15] Wen-Shan Chen and Kin-Lu Wong, “A coplanar waveguide-fed printed slot antenna for dual-frequency operation,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 2, pages 140–143 vol.2, 2001.
- [16] G.P. Gauthier, S. Raman, and G.M. Rebeiz. A 90-100 GHz double-folded slot antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, n°. 6 pages 1120–1122, 1999.
- [17] J.P. Jacobs, J. Joubert, and J.W. Odendaal. Radiation efficiency and impedance bandwidth of conductor-backed CPW-fed slot dipole antenna with two-layered dielectric substrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34 pages 138–141, 2002.
- [18] A.A. Eldek, A.Z. Elsherbeni, and C.E. Smith, “Wideband bow-tie slot antenna with tuning stubs,” In *Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE*, pages 583–588, 2004.
- [19] Guiping Zheng, A.A. Kishk, A.B. Yakovlev, and A.W. Glisson, “A broad band printed bow-tie antenna with a simplified feed,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 4, pages 4024–4027 Vol.4, 2004.
- [20] Wanchu Hong, Tai-Lee Chen, Chi-Yang Chang, J.-W. Sheen, and Yu-De Lin. Broadband tapered microstrip leaky-wave antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 51, n°. 8 pages 1922–1928, 2003.
- [21] P. Baccarelli, P. Burghignoli, G. Lovat, and S. Paulotto, “A novel printed leaky-wave “bull-eye” antenna with suppressed surface-wave excitation,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, vol. 1, pages 1078–1081 Vol.1, 2004.
- [22] Cheng-Nan Hu and C.-K.C. Tzuang. Microstrip leaky-mode antenna array. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, n°. 11 pages 1698–1699, 1997.
- [23] B. Schoenlinner, Xidong Wu, J.P. Ebling, G.V. Eleftheriades, and G.M. Rebeiz. Wide-scan spherical-lens antennas for automotive radars. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, n°. 9 pages 2166–2175, 2002.
- [24] K.S. Yngvesson, T.L. Korzeniowski, Y.-S. Kim, E.L. Kollberg, and J.F. Johansson. The tapered slot antenna—a new integrated element for millimeter-wave applications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 37, n°. 2 pages 365–374, 1989.
- [25] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson, and K. Yngvesson. Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 33, n°. 12 pages 1392–1400, 1985.
- [26] T. Kikkawa, K. Kimoto, and S. Watanabe. Ultrawideband characteristics of fractal dipole antennas integrated on Si for ULSI wireless interconnects. *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 26, n°. 10 pages 767–769, 2005.

- [27] C.P. Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama. The Koch monopole : a small fractal antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, n°. 11 pages 1773–1781, 2000.
- [28] Y.L.R. Lee, A. Chauraya, D.S. Lockyer, and J.C. Vardaxoglou. Dipole and tripole metalodielectric photonic bandgap (MPBG) structures for microwave filter and antenna applications. *Optoelectronics, IEE Proceedings*, vol. 147, n°. 6 pages 395–400, 2000.
- [29] Xue-Song Yang, Bing-Zhong Wang, and Yong Zhang. Pattern-reconfigurable quasi-Yagi microstrip antenna using a photonic band gap structure. *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 42, n°. 4 pages 296–297, Aug. 2004.
- [30] C.A. Fernandes and L.M. Anunciada, “Constant flux illumination of square cells for MM-wave wireless communications,” In *Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific*, pages 1580–1583, 2000.
- [31] G.C.V. Colome, G. Dassano, and M. Orefice, “Optimization of a lens-patch antenna for radar sensor applications,” In *Applied Electromagnetics and Communications, 2005. ICECom 2005. 18th International Conference on*, pages 1–4, 2005.
- [32] G. Sato. A secret story about the Yagi antenna. *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, vol. 33, n°. 3 pages 7–18, Jun. 1991.
- [33] H. Yagi. Beam transmission of ultra short waves. *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, n°. 11 pages 1864–1874, Nov. 1997.
- [34] Neculoiu, D., P. Pons, M. Saadaoui, L. Bary, D. Vasilache, K. Grenier, D. Dubuc, A. Muller, and R. Plana. Membrane supported Yagi-Uda antennae for millimetre-wave applications. *IEE Proceedings Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, n°. 4 pages 311–314, Aug. 2004.
- [35] A. Hirat, T. Futura, and T. Nagatsuma. Monolithically integrated Yagi-Uda antenna for photonic emitter operating at 120 GHz. *Electronics Letters*, vol. 37, n°. 18 pages 1107–1109, Aug. 2001.
- [36] W.R. Deal, Noriaki Kaneda, James Sor, Yongxi Qian, and Tatsuo Itoh. A new quasi-Yagi antenna for planar active antenna arrays. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, n°. 6 pages 910–918, Jun. 2000.
- [37] M. Murata, K. Li, and T. Matsui. Planar active Yagi-like antenna. *Electronics Letters*, vol. 36, n°. 23 pages 1912–1913, Nov. 2000.
- [38] T. Nishio, Y. Wang, Y. Qian, and T. Itoh, “High performance K- and Q-band quasi-Yagi linear arrays,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, pages 562–565, 2002.
- [39] J. Sor, Yongxi Qian, and T. Itoh. Coplanar waveguide fed quasi-Yagi antenna. *Electronics Letters*, vol. 36, n°. 1 pages 1–2, Jan. 2000.
- [40] K.M.K.H. Leong, Yongxi Qian, and T. Itoh, “First demonstration of a conductor backed coplanar waveguide fed quasi-Yagi antenna,” In *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pages 1432–1435, 2000.
- [41] G. Zheng, A.A. Kishk, A.W. Glisson, and A.B. Yakovlev. Simplified feed for modified printed Yagi antenna. *Electronics Letters*, vol. 40, n°. 8 pages 464–465, Apr. 2004.

- [42] P.R. Grajek, Bernhard Schoenlinner, and G.M. Rebeiz. A 24-GHz high-gain Yagi-Uda antenna array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, n°. 5 pages 1257–1261, May 2004.
- [43] M. Sironen, Y. Qian, and T. Itoh. A 60 GHz conical horn antenna excited with quasi-Yagi antenna. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1 pages 547–550, May 2001.
- [44] P.P. Vezbicke. Yagi antenna design. Technical Report 688, U.S. Department of Commerce / National Bureau of Standards, 1972.
- [45] N.G. Alexopoulos, P.B. Katehi, and D.B. Rutledge. Substrate optimization for integrated circuit antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, n°. 7 pages 550–557, Jul. 1983.
- [46] J. Thaysen, K.B. Jakobsen, and J. Appel-Hansen, “Characterisation and optimisation of a coplanar waveguide fed logarithmic spiral antenna,” In *IEEE-APS Conference on Antennas and Propagation for Wireless Communications*, pages 25–28, Nov. 2000.
- [47] D. Prieto, J.C. Cayrou, J.L. Cazaux, Parra, T., and J. Graffeuil, “CPS structure potentialities for MMICs : a CPS/CPW transition and a bias network,” In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pages 111–114, 1998.
- [48] <http://www.cst.de/>.
- [49] C.A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 1996.
- [50] J.B. Muldavin and G.M. Rebeiz. Millimeter-wave tapered-slot antennas on synthesized low permittivity substrates. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, n°. 8 pages 1276–1280, 1999.

Quatrième Chapitre

CONCEPTION DE L'ANTENNE INTELLIGENTE

4.1 Introduction

Les chapitres précédents nous ont permis d'étudier les deux briques de base d'une antenne intelligente : le commutateur MEMS et l'antenne quasi-Yagi. Ce chapitre est consacré à la conception globale du système complet. Il est composé de six antennes quasi-Yagi couvrant chacune une portion de 60 ° environ pour obtenir une couverture globale de l'espace. Il est alors possible de choisir une direction d'émission (ou de réception) en choisissant d'alimenter une des antennes.

Pour cela, il nous faut concevoir et réaliser un commutateur d'antenne possédant une voie en entrée et 6 voies en sortie (SP6T, *Single Pole Six Throws*). À première vue, il semble difficile de réaliser directement un tel commutateur en bande V avec des micro-commutateurs MEMS. En effet, cette configuration met en parallèle cinq lignes d'impédance non infinie (due à l'isolation limitée des micro-commutateurs et les longueurs de lignes reliant les micro-commutateurs à l'entrée) sur la ligne RF. Ces cinq impédances modifient l'impédance de la ligne 50 Ω et dégradent les performances du commutateur. Nous avons donc décidé de concevoir le commutateur six voies en deux sous parties distinctes : un commutateur deux voies (SPDT, *Single Pole Double Throws*) et un commutateur trois voies SP3T. Il s'agit donc, dans un premier temps de déterminer l'isolation minimale que doit présenter un micro-commutateur pour que le système fonctionne correctement. La figure 4.1 montre les pertes d'insertion à 60 GHz d'un SPDT et d'un SP3T en fonction de l'isolation des micro-commutateurs MEMS. Si l'on veut des pertes de l'ordre du décibel à 60 GHz, il nous faut des commutateurs ayant une isolation d'au moins 20 dB.

4.2 Commutateur deux voies

Le commutateur deux voies est classiquement constitué de trois lignes 50 Ω reliées en « T » et de deux commutateurs permettant de relier l'entrée à l'une des sorties (cf. figure 4.2). Au vu des caractéristiques physiques des commutateurs et en particulier de la taille des bras de suspension, la distance minimale entre le commutateur et le milieu de la ligne d'entrée du signal est de 50 μm . L'optimisation des dimensions du SPDT a été réalisée à l'aide du logiciel ADS en utilisant le modèle équivalent du micro-commutateur (cf. paragraphe 2.3.3). La jonction des lignes coplanaires a été modélisée à l'aide du logiciel HFSS [1] puis intégrée comme composant sous ADS.

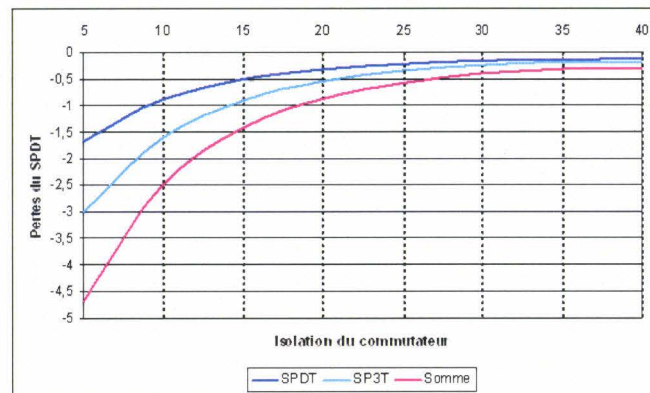


FIG. 4.1 – Pertes à 60 GHz d'un commutateur deux, trois voies et somme des deux en fonction de l'isolation des commutateurs MEMS

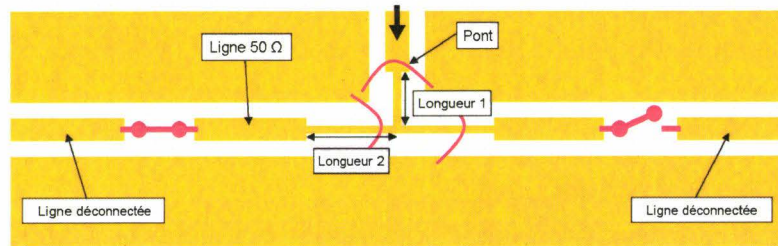


FIG. 4.2 – Vue de principe du commutateur deux voies et de la jonction avec inductances

Comme le micro-commutateur est capacitif, nous avons ajouté sur chaque branche de la jonction une inductance de longueur *Longueur x* et de largeur *Largeur x* (réalisée à l'aide d'un rétrécissement du ruban central de la ligne CPW, cf. figure 4.2). Les valeurs des inductances ont été optimisées pour limiter les pertes de la voie connectée, augmenter l'isolation de la voie déconnectée et améliorer l'adaptation en entrée et sortie. Le tableau 4.1 résume les dimensions optimisées des différentes lignes inductives ; la figure 4.3 présente les résultats en adaptation entrée/sortie, les pertes de la voie connectée et l'isolation de la voie déconnectée. L'adaptation à 60 GHz est meilleure que -25 dB et les pertes inférieures à 0,2 dB tandis que l'isolation est supérieure à 24 dB. Le SPDT optimisé convient donc bien à la commutation de deux antennes.

Longueur 1 (μm)	Longueur 2 (μm)	Largeur 1 (μm)	Largeur 2 (μm)
54	50	7	13

TAB. 4.1 – Dimensions optimisées du SPDT

4.3 Commutateurs trois et six voies

Le commutateur trois voies est basé sur le même principe que le deux voies (cf. figure 4.4). L'optimisation a été faite de la même manière, i.e. avec adjonction d'induc-

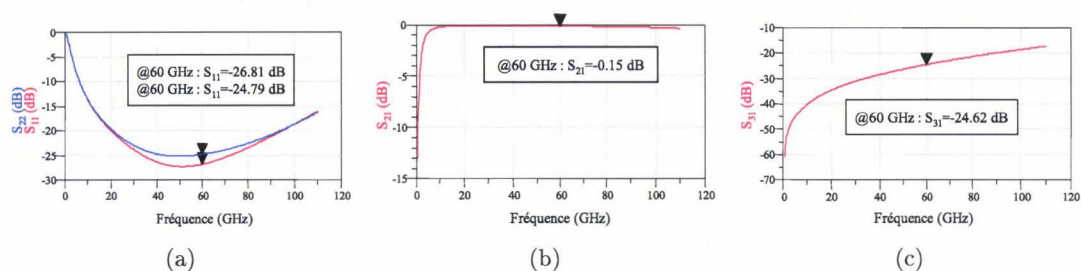


FIG. 4.3 – Adaptations (a), perte (b) et isolation (c) du SPDT optimisé

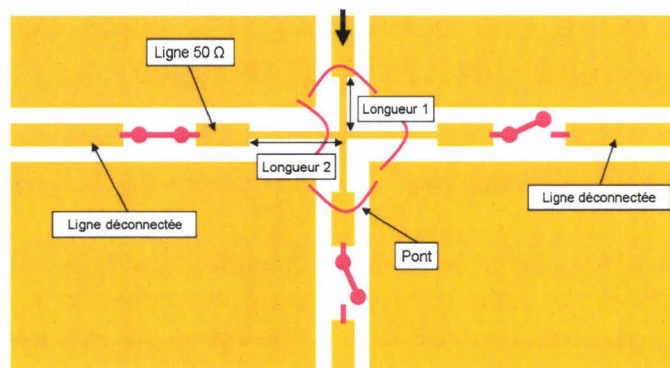


FIG. 4.4 – Vue de principe du commutateur trois voies et de la jonction avec inductances

tances, en utilisant le modèle pour les micro-commutateurs et en utilisant les résultats de la modélisation 3D de la jonction. Le tableau 4.2 résume les dimensions optimisées du SP3T et la figure 4.5 présente les performances électromagnétiques simulées correspondantes.

Longueur 1 (μm)	Longueur 2 (μm)	Largeur 1 (μm)	Largeur 2 (μm)
47	50	5	8

TAB. 4.2 – Dimensions optimisées du SP3T

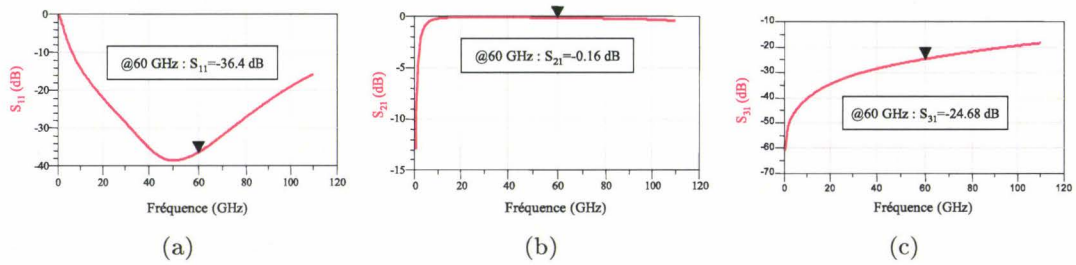


FIG. 4.5 – Adaptations (a), perte (b) et isolation (c) du SP3T optimisé

4.4 Amélioration des commutateurs deux et trois voies : micro-commutateur MEMS parallèle

Pour améliorer les résultats des commutateurs deux et trois voies, plusieurs pistes peuvent être explorées : soit réduire les pertes à l'état passant, soit augmenter l'isolation à l'état bloqué.

- Il est tout d'abord possible de diminuer les pertes introduites par chacun des commutateurs. Pour cela, il faudrait principalement augmenter la surface d'électrode RF (pour augmenter la capacité RF) mais cette augmentation entraînerait une diminution de l'isolation des commutateurs.
- On peut diminuer la taille de l'électrode RF pour diminuer la capacité parasite des commutateurs à l'état haut. Cette diminution présente deux désavantages importants. Elle entraîne tout d'abord une augmentation des pertes du commutateur à l'état passant ce qui est préjudiciable aux performances du système. De plus, elle est limitée par les capacités parasites introduites par l'espacement entre les deux tronçons de ligne (cf. chapitre 3). En effet, si la capacité du commutateur à l'état haut est inférieure à la capacité parasite, l'amélioration introduite sera très limitée.
- Il est possible d'augmenter l'espacement entre les deux lignes pour diminuer la capacité parasite. Cette solution est intéressante mais nécessite une mise au point technologique en ce qui concerne le matériau de la membrane. En effet, la raideur doit être suffisante pour que la membrane reste plane sur toute la longueur et il est nécessaire d'optimiser la sous gravure permettant de libérer les membranes (largeur de plusieurs centaines de micromètres). Enfin il sera nécessaire de simuler le fonctionnement mécanique pour ces commutateurs de grande taille.
- Une troisième approche que l'on retrouve souvent en bibliographie [2] consiste à ajouter des commutateurs parallèles pour augmenter l'isolation du circuit tout en maintenant de faibles pertes. Cette solution permet de transférer le délicat problème d'optimisation sur une nouvelle simulation ADS en prenant en compte ces nouveaux interrupteurs mais sans changer les caractéristiques individuelles des commutateurs.

4.4.1 Principe des commutateurs parallèles — procédé de fabrication

Pour pouvoir réaliser un système conjugant des commutateurs séries et parallèles, il est nécessaire de concevoir un commutateur parallèle ayant un procédé de fabrication totalement compatible avec celui du commutateur série. Il aurait été possible de redi-

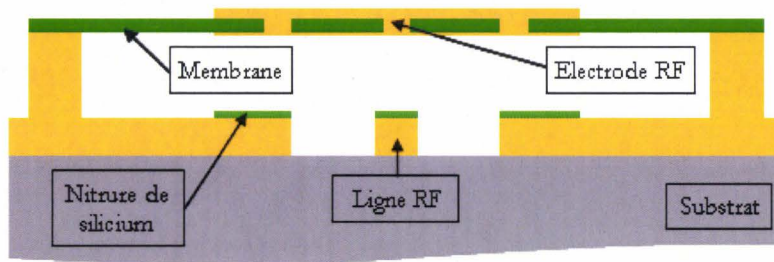


FIG. 4.6 – Vue en coupe de l'électrode RF du commutateur parallèle

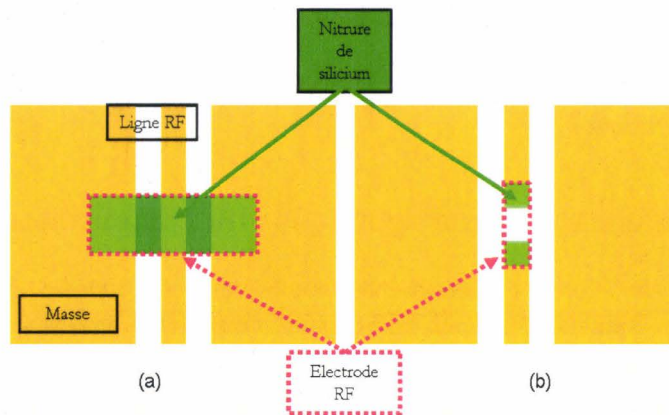


FIG. 4.7 – Différences (électrode RF) entre les commutateurs parallèle (a) et série (b)

mensionner les commutateurs parallèles à membrane métallique fonctionnant en bande K [3] car leur procédé de réalisation est compatible. Cependant, à hautes fréquences, les commutateurs à membrane métallique souffrent des inductances parasites de cette membrane et donc ne fonctionnent pas à 60 GHz (cf. chapitre 1.2). Nous avons préféré modifier la géométrie du commutateur série pour le « transformer » en commutateur parallèle à contact capacitif. Pour créer le court-circuit entre la ligne RF et la masse, nous avons simplement élargi l'électrode RF du commutateur série (cf. figure 4.6).

Le procédé de fabrication est ainsi parfaitement identique à celui du commutateur série et permet une parfaite compatibilité des deux types de commutateur. La seule modification à apporter est d'augmenter, au niveau des masques, la taille de l'électrode centrale et du nitrure de silicium permettant de réaliser la capacité RF. La figure 4.7 présente les différences au niveau de l'électrode entre les deux types de commutateur.

Cette topologie permet de limiter très fortement les effets parasites dus à la longueur de la membrane puisque la longueur de la partie métallique de celle-ci se limite à l'espacement ligne/masse, i.e. $25 \mu m$. Du point de vue électromagnétique, tout se passe comme si la membrane ne mesurait qu'une centaine de micromètres (donc avec une faible inductance parasite); tandis que du point de vue mécanique, la membrane conserve sa longueur élevée et donc toutes les possibilités d'optimisation. Cette caractéristique intéressante permet ainsi de conserver un certain découplage entre l'optimisation électromagnétique et l'optimisation mécanique du commutateur.

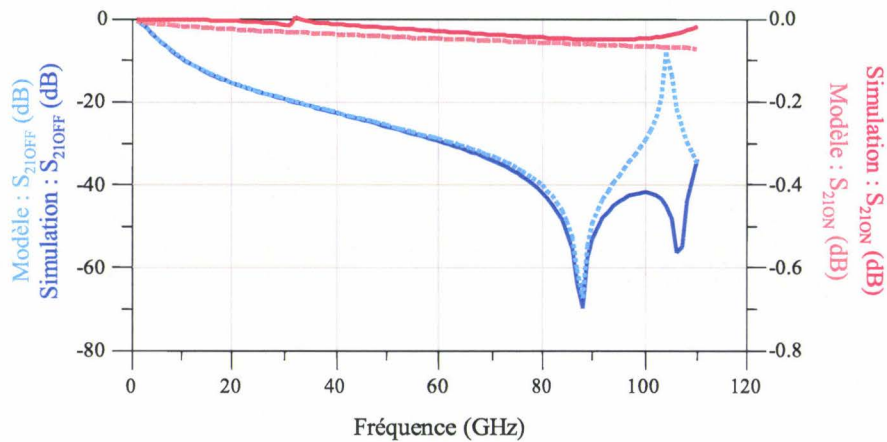


FIG. 4.8 – Perte d'insertion et isolation d'un commutateur MEMS parallèle (simulation 3D et modèle équivalent)

4.4.2 Performances électromagnétiques du commutateur parallèle

Pour étudier ces différents phénomènes, nous avons effectué des simulations électromagnétiques 3D à l'aide du logiciel HFSS. Ces simulations ont deux buts : optimiser l'électrode centrale (pour limiter les pertes à l'état passant et augmenter l'isolation à l'état haut) et extraire un schéma équivalent du commutateur.

En reprenant les dimensions des commutateurs séries, les résultats ne sont pas concluants. En effet, la largeur de liaison entre les masses (cf. paragraphe 2.3.4) n'est que de $20 \mu\text{m}$ et constitue donc une inductance de valeur suffisamment élevée pour obtenir deux résonances, une résonance série et une résonance parallèle comme dans le cas de commutateurs à membrane métallique. Nous perdons alors tout le bénéfice introduit par la membrane diélectrique. En élargissant cette liaison entre masses jusque $80 \mu\text{m}$, la seconde résonance est très fortement atténuée (cf. figure 4.8). Les performances simulées sont intéressantes puisque l'isolation est de plus de 40 dB à l'état bloqué et les pertes ne sont que de 0,1 dB à l'état passant. Les performances simulées pour l'état bloqué ont été calculées avec une membrane plaquée sur les bandes de liaison de masse, ce qui sera difficile à obtenir. En effet, la forme de la membrane a été conçue pour que le contact membrane/substrat ne se fasse qu'au centre de celle-ci (cf. paragraphe 2.2 et la figure 2.3). Il faudra vraisemblablement optimiser mécaniquement la membrane pour obtenir de tels résultats ou alors augmenter la tension appliquée.

Ces simulations ont permis d'extraire un modèle électrique équivalent, semblable à celui d'un commutateur à membrane métallique (cf. figure 4.9). Les valeurs des éléments du modèle sont résumées dans le tableau 4.3. Elles ont été obtenues très simplement puisque les valeurs des différentes capacités sont très proches des valeurs calculées à l'aide de la formule de la capacité plan ; ainsi, seules les valeurs des inductances ont été optimisées.

Si l'on compare les valeurs des inductances avec celles obtenues pour un micro-commutateur à membrane métallique de même longueur, nous voyons que l'inductance parallèle l_p est divisée par cent [3]. Cette très faible valeur permet d'avoir un fonctionnement sur une très large bande de fréquences allant de 30 GHz à 110 GHz avec une

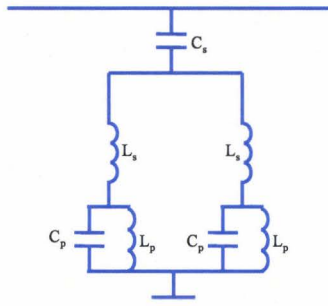


FIG. 4.9 – Modèle du commutateur MEMS parallèle

L_s (pH)	L_p (pH)	C_{sON} (fF)	C_{pON} (fF)	C_{sOFF} (pF)	C_{pOFF} (pF)
3,1	0,22	2,1	12,7	1,7	10,7

TAB. 4.3 – Valeur des éléments du schéma équivalent du commutateur MEMS parallèle

isolation de plus de 20 dB.

4.4.3 Commutateurs deux et trois voies avec micro-commutateurs parallèles

Nous avons repris la conception des commutateurs deux et trois voies en ajoutant des micro-commutateurs parallèles (modèle équivalent). L'optimisation a été faite comme précédemment avec adjonction d'inductances en série. Les tableaux 4.4 et 4.5 résument les dimensions optimisées et les figures 4.10 et 4.11 présentent les performances électromagnétiques des SPDT et SP3T.

Longueur 1 (μm)	Longueur 2 (μm)	Longueur 3 (μm)	Largeur 1 (μm)	Largeur 2 (μm)	Largeur 3 (μm)
19	50	50	5	5	50

TAB. 4.4 – Dimensions optimisées du SPDT avec micro-commutateurs parallèles

L'apport des commutateurs parallèles est bien net :

- adaptation : amélioration de celle du SPDT et légère diminution de celle du SP3T ;
- pertes d'insertion : diminution tant pour le SPDT que pour le SP3T ;
- isolation : très forte augmentation.

La figure 4.12 présente les résultats simulés (adaptation et perte d'insertion de la ligne connectée, isolation de la ligne non connectée) du SP6T constitué d'un SPDT et de deux SP3T cascades (optimisés avec commutateurs parallèles).

Les performances simulées du commutateur d'antenne (SP6T) comportant des micro-commutateurs séries et parallèles sont donc très prometteuses puisque les pertes d'insertion sont inférieures à 0,3 dB et l'isolation des voies déconnectées est meilleure que 50 dB.

Longueur 1 (μm)	Longueur 2 (μm)	Longueur 3 (μm)	Largeur 1 (μm)	Largeur 2 (μm)	Largeur 3 (μm)
19	50	66	8	10	12

TAB. 4.5 – Dimensions optimisées du SP3T avec micro-commutateurs parallèles

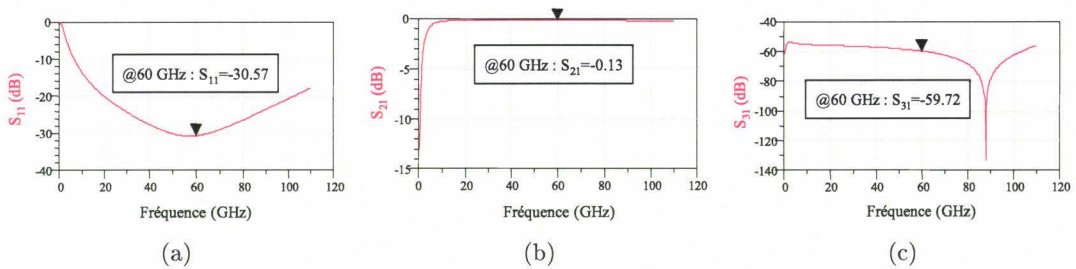


FIG. 4.10 – Adaptations (a), pertes (b) et isolation (c) du SPDT avec commutateurs parallèles

4.5 Encapsulation des commutateurs

Nous avons vu au premier chapitre de ce manuscrit que les problèmes majeurs de fonctionnement des commutateurs en technologie MEMS étaient les phénomènes de collage et la mise en boîtier. En général, on conçoit le commutateur, on optimise son fonctionnement électromagnétique et mécanique puis on réfléchit à une mise en boîtier. Ce processus de conception conduit généralement soit à dégrader les performances du commutateur après mise en boîtier soit à reconcevoir partiellement le commutateur pour prendre en compte ce boîtier.

Dans notre cas, nous avons pris en compte les problèmes de mise en boîtier dès la conception du commutateur. Cette concomitance a permis de développer les procédés technologiques du commutateur et du boîtier séparément, tout en assurant un fonctionnement correct de l'ensemble.

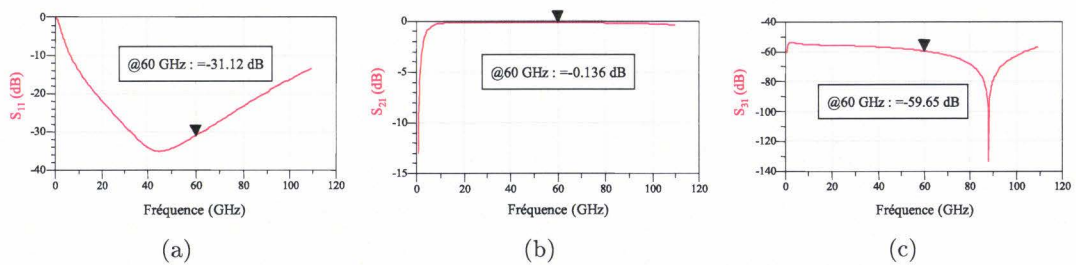


FIG. 4.11 – Adaptations (a), perte (b) et isolation (c) du SP3T avec micro-commutateurs parallèles

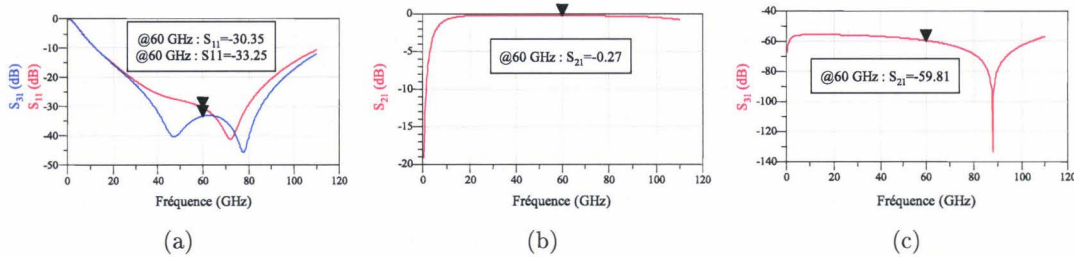


FIG. 4.12 – Adaptations (a), perte (b) et isolation (c) du SP6T optimisé

4.5.1 Choix du matériau du boîtier

Le boîtier doit répondre à deux objectifs, à savoir la protection du commutateur lors de la découpe (poussières et eau), pendant le fonctionnement (humidité, polluants chimiques, poussières) ainsi que l'amélioration du fonctionnement mécanique. De plus, son coût de fabrication et d'assemblage devra être compatible avec celui d'un commutateur.

Nous avons privilégié une mise en boîtier collective au niveau du substrat. Cette méthode permet de mettre, en une seule opération, tous les commutateurs (ou les sous-systèmes comprenant des commutateurs) en boîtier. Cela permet donc de diminuer les coûts de fabrication et d'assemblage. Une fois protégé par ce capot, le sous-système pourra être découpé, assemblé avec d'autres et remis en boîtier.

Le boîtier peut être réalisé soit avec un substrat microusiné soit avec une résine. Nous avons étudié la solution substrat microusiné et la solution impliquant une résine a été développée dans l'équipe parallèlement. Le boîtier peut être principalement constitué de deux matériaux : le silicium ou le verre. Ces deux matériaux ne sont pas très coûteux et peuvent être usinés en volume à l'aide de techniques conventionnelles. Le verre possède deux avantages sur le silicium. Premièrement, il est transparent, nous pourrions donc voir les commutateurs lorsqu'ils seront encapsulés. Outre l'intérêt esthétique indéniable, cela permettrait de vérifier optiquement le fonctionnement du commutateur et dans le cas d'une défaillance, nous pourrions inspecter visuellement le commutateur. Deuxièmement la permittivité du verre est faible (environ 4) et la perturbation du capot sur le commutateur serait donc limitée. Cependant, la gravure du verre ne peut se faire de façon anisotrope. La gravure d'un substrat de verre est généralement faite à l'aide d'une solution HF qui grave de façon isotrope (rapport d'aspect proche de l'unité). Il est donc difficile d'obtenir des motifs très précis avec un substrat en verre. Cette imprécision de gravure ne permettra pas de coller précisément le capot sur le substrat et il sera difficile d'améliorer le fonctionnement mécanique du commutateur (cf. paragraphe 4.5.3.2).

Nous avons donc choisi d'utiliser un substrat de silicium pour réaliser nos capots. Si on utilise un substrat « standard », i.e. non intrinsèque, le coût sera très réduit ; comme on peut aisément utiliser la gravure DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*), il est possible de l'usiner en volume relativement simplement. Le silicium présente tout de même un désavantage, son CTE (*Coefficient of Thermal Expansion*, ou coefficient d'expansion thermique) n'est que d'environ 3 ppm.K^{-1} , alors que celle du GaAs est d'environ 6 ppm.K^{-1} à $20 \text{ }^\circ\text{C}$. Cette désadaptation pourra éventuellement se traduire par une fragilisation du capot ou des commutateurs en cas de variations de température. Dans ce cas, il sera certainement intéressant d'utiliser une couche intermédiaire permettant de compenser la

différence entre CTE.

4.5.2 Choix de la méthode d'assemblage

Il existe de nombreuses méthodes d'assemblage de substrats. Certaines offrent des ensembles hermétiques tandis que d'autres ne le sont que partiellement. Nous allons tout d'abord présenter de façon succincte les différentes manières de coller deux substrats pour ensuite choisir une méthode simple et adaptée à notre situation, en particulier rester compatible avec un procédé faible température.

4.5.2.1 Collage par fusion

Ce type d'assemblage est généralement rencontré lors du collage de deux substrats de silicium (ou de deux substrats de verre). La température nécessaire pour les souder de façon hermétique est très élevée, à savoir 1000 °C (respectivement 600 °C); cette température est proche de la température de fusion des matériaux. On peut la réduire jusqu'à une centaine de degrés en utilisant un traitement au HF dilué qui apporte de l'hydrogène et du fluor sur les surfaces et permet de créer des liaisons de covalence [4]. Cependant, ce traitement entraîne la présence de HF sous forme de vapeur lors de l'assemblage, ce qui peut être préjudiciable au commutateur. Il est possible d'augmenter la pression appliquée sur les substrats pour diminuer la température de tels collages [5]. Après une application de différentes pressions (pour éliminer toute poche de non contact par déformation des substrats), les substrats sont chauffés à 200 °C sous 6,7 MPa pendant plus de dix heures.

4.5.2.2 Collage anodique

Cet assemblage permet lui aussi d'obtenir des scellements hermétiques entre un substrat de verre et un de silicium; il est donc très souvent utilisé pour encapsuler des capteurs. On soumet les deux substrats à des températures de l'ordre de 300 à 400 °C et on applique un champ électrique (à l'aide de tension allant de quelques 200 V à plus de 1500 V). Cet assemblage provoque un dégazage nuisible à la pression interne; il est possible de lutter contre celui-ci en enfermant une petite quantité de titane qui réagit avec les gaz produits [6]. Cette méthode permet d'atteindre des vides de l'ordre de 1 mTorr pendant plus de quarante jours sans évolution notable. On peut réduire la température appliquée aux substrats en utilisant un verre spécial. Si l'on utilise un verre très alcalin (CTE élevé) avec des inclusions de quartz (CTE faible), on peut coller deux substrats à 160 °C en appliquant une tension de 500 V [7]. Les solutions proposées ci-dessus ne sont utilisables qu'avec des substrats en silicium et/ou en verre. Pour coller des substrats plus différents (silicium et arséniure de gallium par exemple), on peut ajouter une couche intermédiaire.

4.5.2.3 Collage avec métal eutectique

Il est possible d'utiliser un métal comme couche intermédiaire. En appliquant une pression de contact et en chauffant l'ensemble substrats/métal, il est possible de faire diffuser le métal dans le substrat (phase eutectique). Par exemple, si l'on utilise de l'or et

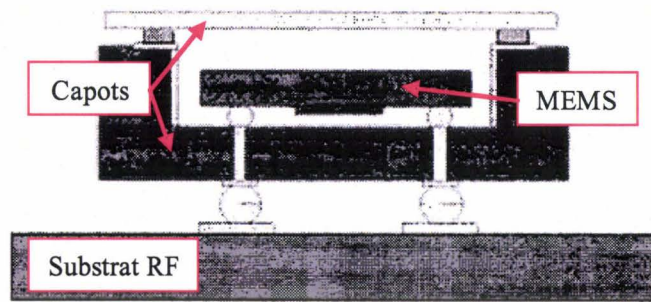


FIG. 4.13 – Encapsulation avec double cavité

du silicium, il faut atteindre une température de l'ordre de 363 °C. Cette technique est très souvent limitée par la présence d'oxyde natif sur les substrats. Il est donc nécessaire d'utiliser des couches intermédiaires telles que le chrome ou le titane entre l'oxyde de silicium et l'or. La température doit alors être portée à plus de 500 °C. On peut aussi utiliser d'autres alliages (or/étain par exemple), mais ce n'est pas très courant. Le procédé d'assemblage par puce retournée (flip-chip) est très utilisé pour sceller hermétiquement un circuit. On dépose des billes de métal sur le substrat servant de capot. On « retourne » ce substrat et on vient écraser les billes de métal sur le substrat portant les microsystèmes en chauffant. Il est possible d'utiliser de nombreux matériaux tels que l'étain/plomb [8]. Le capot doit au préalable être usiné pour accueillir les lignes RF et de commande. À basses fréquences, ce dispositif est très intéressant [9], mais une utilisation en hautes fréquences pose deux problèmes. Les trous métallisés de la ligne RF augmentent les pertes du système (ce sont des inductances) et il est nécessaire de s'assurer d'un collage optimal des plots d'or de la ligne RF du capot sur les plots de la ligne RF du microsystème (sous peine de détériorer les performances). Il est de plus nécessaire d'optimiser l'épaisseur de la couche de scellement : si elle est trop fine, le collage n'est plus hermétique, si elle est trop épaisse, le fluage des billes de soudure risque d'endommager les zones fonctionnelles du système [10]. Il est possible de diminuer l'inductance des lignes RF du capot en usinant une cavité (cf. figure 4.13) dans le capot [11], mais le collage devient alors manuel (et donc les coûts deviennent prohibitifs). Il est aussi envisageable de prévoir les trous métallisés directement sur le substrat des microsystèmes [12]. Cette solution diminue les pertes dans le cas d'un substrat aminci et n'entraîne pas de problème de collage des plots (les plots de collage n'ont plus de fonction RF). Cependant cette méthode requiert de grandes surfaces (taille des trous métallisés, distance entre ceux-ci et l'anneau de scellement métallique) et n'est pas facilement utilisable avec des substrats III-V dont la gravure est moins bien maîtrisée.

4.5.2.4 Collage par laser

Si les contraintes thermiques sont très importantes, on peut utiliser un laser pour chauffer très localement la couche métallique et ainsi s'affranchir des températures relativement élevées du collage [13]. Il faut bien entendu utiliser un capot transparent aux longueurs d'onde utilisées. Cette méthode est cependant coûteuse en temps de travail.

4.5.2.5 Collage avec couche intermédiaire polymère

Une dernière technique permettant le collage de deux substrats est d'utiliser une couche intermédiaire en polymère. On peut utiliser des polyimides, des colles époxy, des thermoplastiques ou des résines photosensibles. Le principal avantage de ce type d'assemblage est sa faible température de travail et sa relative simplicité de mise en œuvre (si l'on considère une couche en résine photosensible). Il comporte trois défauts majeurs : le vieillissement mal maîtrisé des polymères, sa non compatibilité avec les applications bio-MEMS (incluant la micro-fluidique), et sa porosité aux gaz (non herméticité). On peut dans certains cas s'affranchir de ce dernier défaut en utilisant, par exemple, un polymère polymérisable aux UV [14]. Cette méthode est cependant peu précise puisqu'il est nécessaire d'aligner les substrats en mode « proximité » car le polymère est liquide.

Notre application ne mettant pas en jeu de liquide et un commutateur RF n'ayant pas besoin de vide pour fonctionner correctement (contrairement aux résonateurs, gyroscopes...), cette solution est parfaitement envisageable. En revanche, le vieillissement et sa maîtrise demeureront un point dur de ce procédé. Il faut aussi noter que la force de surface liant les deux substrats est, généralement, faible vis-à-vis des autres méthodes présentées.

4.5.3 Conception et réalisation de l'encapsulation

4.5.3.1 Choix du polymère utilisé

Le point le plus important est le choix du polymère utilisé. Notre application ayant vocation à être transférée en fonderie, nous avons décidé de limiter notre choix à des résines photosensibles standards. Une étude comparative de quatre polymères utilisables comme couche intermédiaire — la résine S1818 de Shipley, les polyimides PI2555 et PI2610 de Dupont, le polyamide HTR3 de Arch et le BCB de Dow Chemical — est présentée dans la publication [15]. Le tableau 4.6 présente les résultats obtenus lors de cette étude : Le pourcentage de zones non assemblées données dans ce tableau a été

Matériau	Epaisseur (μm)	Température recuit ($^{\circ}\text{C}$)	Temps recuit (s)	Pression (bar)	Force d'assemblage	% zones mal collées
BCB	4,0	65	330	1,7	+	0*
BCB	1,2	65	330	1,7	+	2
S1818	1,9	70	120	3,0	-	0*
S1818	1,9	70	120	2,0	-	3
PI2610	2,0	60	360	3,5	=	10
PI2610	2,0	60	360	1,6	=	20
PI2610	2x1,5	60	360	1,6	=	20
PI2610	2,0	115	60	1,6	=	30
PI2555	2,6	60	330	1,6	=	20
HTR3	5,5	-	-	1,6	=	> 90

TAB. 4.6 – Caractéristique des collages obtenus avec différents matériaux

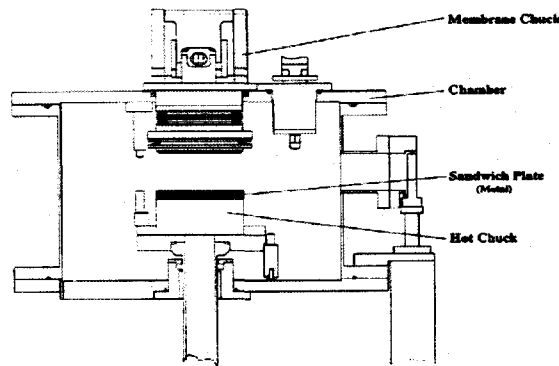


FIG. 4.14 – Vue schématique du bâti SB6

estimé sans tenir compte d'une couronne de 5 mm autour du substrat (de 100 mm de diamètre). Les essais marqués par un astérisque ont été réalisés sans vide. La machine de collage des substrats est un bâti SB6 de la société Karl Suss [16] permettant de coller des substrats jusque 8" avec des pressions de collage jusque 5 bar, une température de substrat de 500 °C et une pression de chambre allant de 1 bar (azote ou air) à 10^{-3} mBar (cf. figure 4.14). Le tableau 4.6 montre qu'un collage de bonne qualité peut être réalisé avec comme couche intermédiaire du BCB avec une épaisseur importante. De plus, le BCB présente une bonne résistance chimique aux acides et solutions alcalines. Le collage réalisé ici est un collage pleine plaque de deux substrats de silicium sans microusinage 3D. Dans [17], les auteurs présentent le collage de substrats usinés (pour réaliser des canaux). Ils remarquent que le BCB se comporte, même après recuit comme un liquide très visqueux. Il est donc nécessaire de bien maîtriser la déformation horizontale du BCB lors du collage. Dans ce même article, on apprend que la découpe n'endommage pas le collage des substrats.

Le BCB est, *a priori*, un polymère qui se recharge peu en humidité après le recuit final (à 210 °C). Le coefficient de diffusion d'une couche de 3 μm de BCB a été estimé à $4,5 \mu\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ contre $0,23 \text{ cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ pour de l'air [18]. Ceci montre donc que le BCB est une barrière qui n'est pas étanche à l'humidité mais qui reste tout de même efficace.

4.5.3.2 Conception du capot

Dans ce paragraphe, nous allons présenter la conception du capot permettant d'encapsuler un commutateur seul ou un système comprenant des commutateurs. Le capot sera collé à l'aide d'une couche épaisse (quelques micromètres) de BCB. Il faut donc savoir comment coller le capot sur le substrat en prenant en compte les lignes RF et de commande. À haute fréquence, les trous métallisés se comportent comme des inductances parasites très pénalisantes. Nous avons donc envisagé trois solutions de collage : amincir les lignes sous le capot, enterrer les lignes électrolysées (cf. figure 4.15) ou conserver les lignes électrolysées non enterrées si le procédé de collage le permet.

La première méthode nécessite de modifier le procédé technologique : la première étape devrait être la gravure sur 3 μm du substrat. Elle peut être faite soit par voie sèche soit par voie humide. Le bâti utilisé à l'IEMN n'est pas prévu pour des gravures de plusieurs micromètres ; nous nous sommes donc intéressé à la gravure chimique. Les

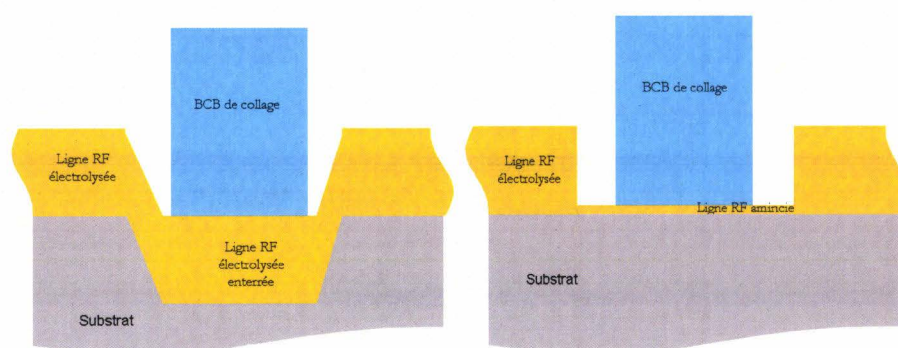


FIG. 4.15 – Vues de deux méthodes pour encapsuler les lignes RF en les enterrant ou en les amincissant

substrats GaAs sont gravés à l'aide d'une solution acide de peroxyde d'hydrogène (mélange d'attaque piranha : acide sulfurique et eau oxygénée). Différentes concentrations en peroxyde d'hydrogène et en acide sulfurique ont été testées ainsi que différents types de masques (résine positive, résine positive épaisse, titane/or, titane). Ces différents essais n'ont pas été très concluants. Les masques en titane et en résine ont donné des résultats intéressants (cf. figure 4.16) mais les attaques se sont révélées difficilement reproductibles car très sensibles. Ces résultats ont été obtenus pour une profondeur de gravure d'environ

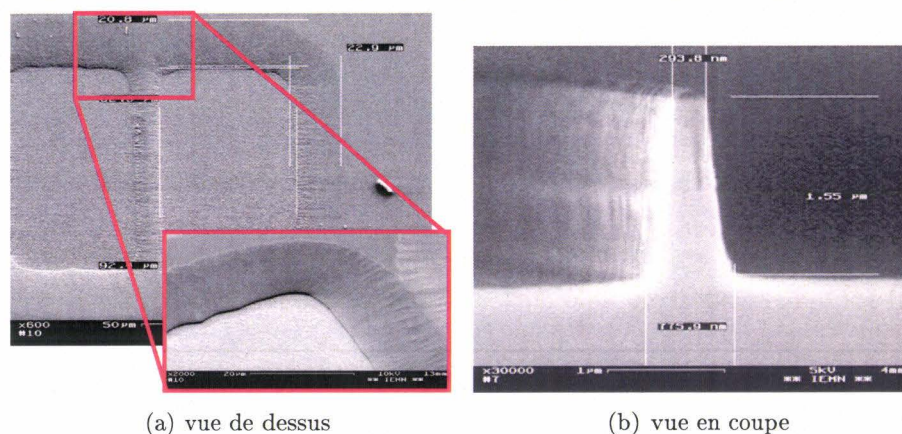


FIG. 4.16 – Vues au MEB de gravure de substrat GaAs

$1,5 \mu\text{m}$ et nous voyons que l'état de surface est correct. Si l'on augmente le temps de gravure pour obtenir des cavités de $3 \mu\text{m}$, la surface gravée devient très granuleuse et la sous-gravure très importante (plus de $10 \mu\text{m}$ de gravure latérale). Cette solution n'a pas été retenue dans notre procédé de fabrication du capot.

La seconde méthode consiste à amincir les lignes RF et les masses sous l'anneau de scellement en BCB. Il s'agit en fait de ne laisser que la couche d'accroche dans cette zone (environ $100 \mu\text{m}$ de long). Les pertes seront limitées si celle-ci est suffisamment épaisse. Cependant, il ne faut pas trop augmenter cette épaisseur sous peine de rendre plus difficile le scellement. Celui-ci reste possible car le BCB, après les deux premiers recuits (80°C et 90°C) n'est pas complètement durci et continue à se comporter plus ou moins comme un fluide [17]. Cet aspect intéressant du polymère utilisé nous a conduit

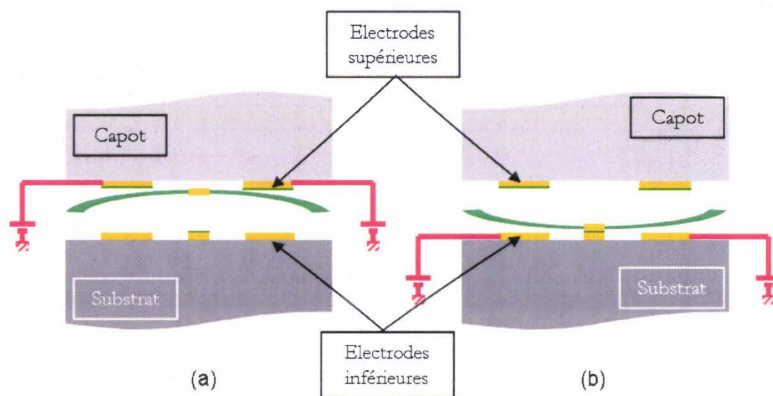


FIG. 4.17 – Commutateur et son capot à l'état non passant (a) et passant (b)

à envisager la troisième méthode de collage avec des lignes épaisses non électrolysées. Nous avons donc retenu ces deux méthodes simples qui permettent de ne pas modifier le procédé technologique du commutateur.

La conception du capot doit répondre à deux impératifs : améliorer le fonctionnement mécanique et le fonctionnement électromagnétique. Le fonctionnement mécanique, par la simple présence du capot et la protection apportée par celui-ci, est bien évidemment amélioré. Pour aller encore plus loin, nous avons décidé d'utiliser le capot comme deuxième jeu d'électrodes de commande. Ce deuxième jeu d'électrodes de commande permet tout d'abord de lutter de façon active contre les phénomènes de collage électrostatique qui limitent fortement la durée de vie des commutateurs MEMS. Cette solution est déjà utilisée dans certaines réalisations comme celles présentées dans [19, 20] mais sous la forme d'une contre-électrode seule. Notre solution qui présente les mêmes avantages apporte en plus la protection mécanique. En revanche, il sera nécessaire de structurer le capot pour réaliser les électrodes de commande, ce qui complique son procédé de réalisation.

De plus, le deuxième jeu d'électrodes permettra, soit de baisser la tension d'activation du commutateur sans changer le fonctionnement électromagnétique, soit améliorer le fonctionnement électromagnétique du commutateur sans pénaliser le fonctionnement mécanique :

- Diminution de la tension d'effondrement. En réduisant l'espace entre la ligne et la membrane, la tension d'effondrement diminue (cf. équation 2.3) ; de même, l'isolation à l'état haut est diminuée. Pour conserver les mêmes performances RF, il faut augmenter la distance ligne/électrode RF à l'état haut. Pour cela, quand le commutateur est à l'état non passant, on utilise le deuxième jeu d'électrodes pour coller la membrane sur le capot (cf. figure 4.17). Pour passer dans le mode passant, on n'alimente plus le jeu d'électrodes du capot et on alimente le jeu d'électrodes sous la membrane.
- Amélioration de l'isolation. Si l'on conserve au repos la distance ligne/électrodes RF initiale, il est possible d'augmenter l'isolation du commutateur. En effet, dans l'état non passant de la figure 4.18, la distance ligne/électrode RF est augmentée ce qui diminue la capacité introduite par le commutateur et ainsi augmente l'isolation. La tension d'effondrement reste inchangée (cf figure 4.17) ; le cycle d'actionnement est alors le même que précédemment.

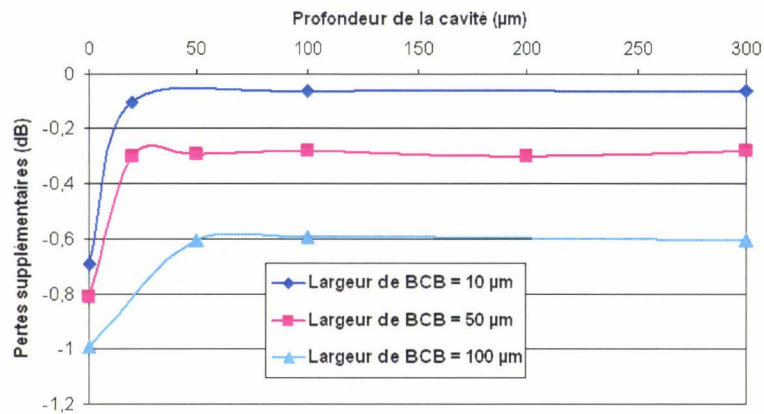


FIG. 4.18 – Pertes supplémentaires apportées par le capot en fonction de la cavité et de l'anneau de BCB

Tout ce qui a été dit précédemment ne concerne que la partie du capot qui surplombe le commutateur. Les parties du capot situées au-dessus des lignes RF ou des masses seront évidées (création d'une cavité) pour ne pas influencer sur le fonctionnement électromagnétique du commutateur. La figure 4.18 présente les pertes supplémentaires introduites par l'adjonction d'un capot micro-usiné sur une ligne de propagation de 1 mm, en fonction de la profondeur des cavités (simulations sous HFSS). Quelque soit la largeur de l'anneau de scellement en polymère BCB, on s'aperçoit que les pertes dues au capot n'évoluent plus pour des cavités d'une cinquantaine de micromètres ou plus. Nous avons donc fixé la profondeur des cavités à environ 100 μm , tout en sachant que ce paramètre ne sera pas critique. La largeur de l'anneau devra bien évidemment être la plus petite possible pour ne pas perturber les commutateurs, mais sa largeur doit être suffisante pour que le collage puisse se faire correctement ; elle a été fixée à 50 μm .

Cette étude a permis de concevoir un capot répondant aux différents objectifs fixés, à savoir une protection du commutateur, une amélioration des fonctionnements mécanique et électromagnétique ; la figure 4.19 présente la forme finale du capot micro-usiné.

4.5.3.3 Réalisation du capot

Le capot a été réalisé à l'IIS (*Institute of Industrial Science*) de l'Université de Tokyo sous la direction du professeur H. Toshiyoshi durant un séjour de deux mois au Japon.

La première étape du procédé technologique consiste en la réalisation des contre-électrodes servant de rappel pour la membrane. Nous déposons une couche épaisse de résine positive (au Japon, ce fut de la THB 611 P, une résine expérimentale, mais le procédé fonctionne avec toute résine épaisse positive) que nous exposons, développons et recuison de façon classique. On obtient alors des flancs de résine verticaux et si l'on gravait le silicium ainsi, il serait difficile de métalliser les électrodes. Un deuxième recuit permet de faire refluer à volume constant la résine dont les flancs deviennent arrondis et assurent ainsi une bonne continuité du (futur) dépôt métallique. Le silicium est gravé par une attaque RIE contenant de l'hexafluorure de soufre (SF_6) et de l'oxygène. Une fois le motif de la résine transféré dans le substrat, nous enlevons le reste de résine dans un bain

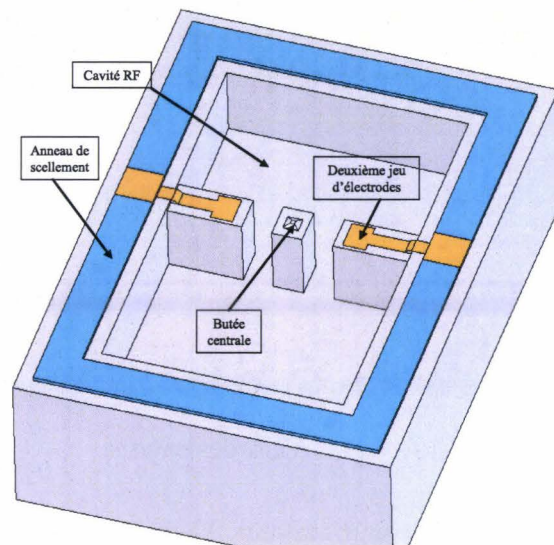


FIG. 4.19 – Vue 3D de la solution d'encapsulation proposée

d'acétone. Les traces résiduelles de résine sont enlevées avec une solution de piranha. Après rinçage, le substrat subit une oxydation humide pour faire croître environ 500 nm d'oxyde de silicium. Cette couche d'oxyde permet d'isoler les électrodes de commande du substrat. Nous déposons alors les électrodes par pulvérisation de chrome et d'or (cf. figure 4.20).

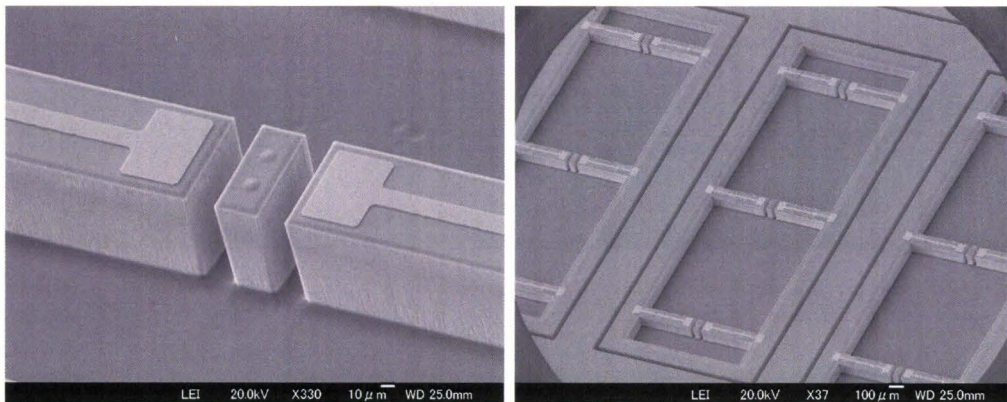


FIG. 4.20 – Contre-électrodes du capot, profil « arrondi » du silicium et butées centrales

La deuxième étape consiste en la formation des cavités qui permettent de ne pas perturber les lignes RF. Nous commençons par déposer la résine optique qui sert de masque pour l'attaque humide au BHF (*Buffered HF*, HF tamponné) de l'oxyde de silicium. L'oxyde formé sert alors de masque pour la gravure du silicium. L'attaque du substrat silicium (environ 100 μm) est alors faite par gravure profonde selon le procédé Bosch. La figure 4.21 montre le résultat de cette gravure dont les flancs sont très verticaux. Nous pouvons remarquer sur cette figure les chemins gravés (autour des cavités) qui serviront lors de la gravure profonde en face arrière et lors de la découpe.

La dernière étape de ce procédé consiste en l'ouverture des accès pour les lignes RF

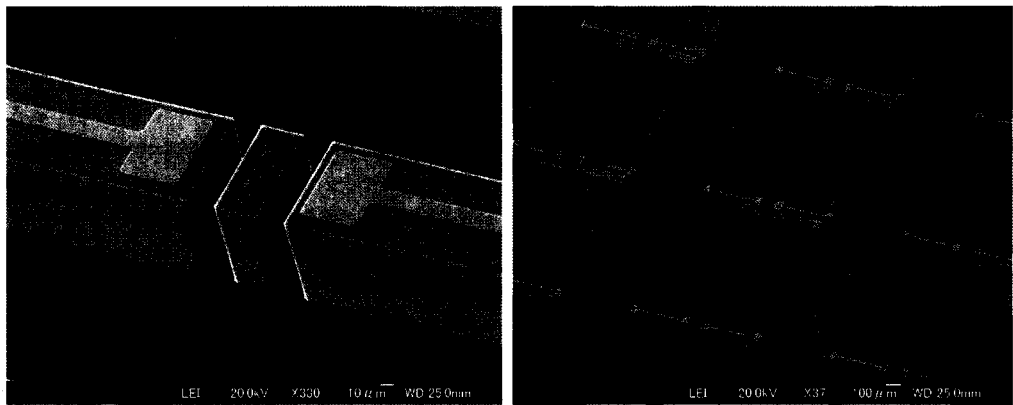


FIG. 4.21 – Vues des cavités

et de commande du substrat des commutateurs. Cette étape est, elle aussi, réalisée par gravure profonde avec procédé Bosch en face arrière. Vue que la gravure doit transpercer le substrat (environ $380 \mu\text{m}$), il est nécessaire d'utiliser un masque en aluminium. Un plasma oxygéné de CHF_3 permet d'attaquer la couche d'oxyde de la face avant. La figure 4.22 montre le résultat de ces opérations.

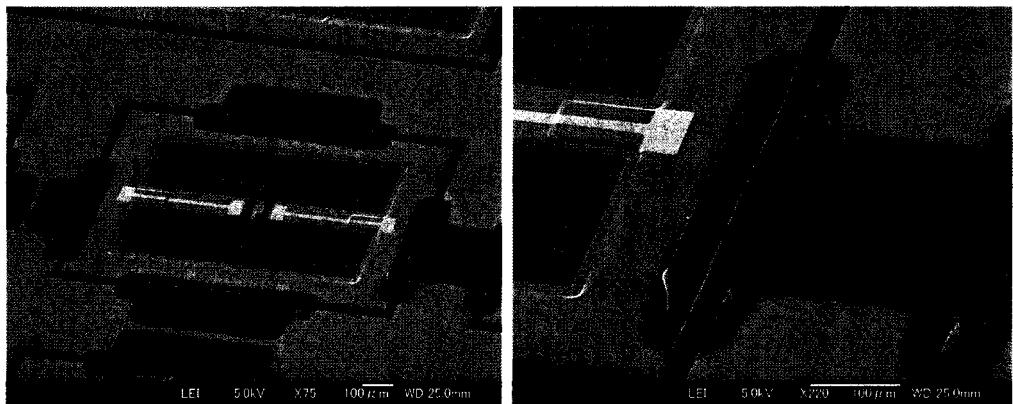


FIG. 4.22 – Vues du substrat des capots après ouverture des accès

Nous pouvons remarquer qu'il reste, dans les ouvertures d'accès, des zones très fines non attaquées. Ces zones ont été épargnées par la gravure profonde car il restait une couche d'oxyde de silicium. Pour attaquer ces restes de silicium, nous plongeons le substrat dans une solution de BHF pendant quelques minutes puis dans une solution d'hydroxyde de tétraméthylammonium (TMAH). La figure 4.23 montre le substrat finalement microusiné.

Les ouvertures sont donc bien nettes et on peut voir (photographie de droite) les chemins de découpe. Ils servent d'une part à la découpe du substrat après collage et d'autre part, ils permettent aux résidus de gravure d'être mieux pompés lors de la gravure profonde en face arrière. La figure 4.24 montre la partie centrale du capot ainsi que le fond des cavités ; le TMAH n'a que très peu gravé le silicium et donc les profils ne sont que peu affectés.

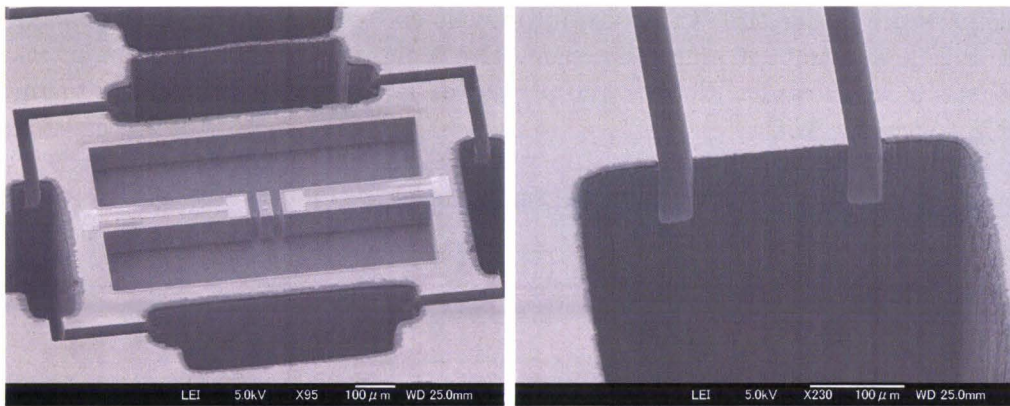


FIG. 4.23 – Capots terminés

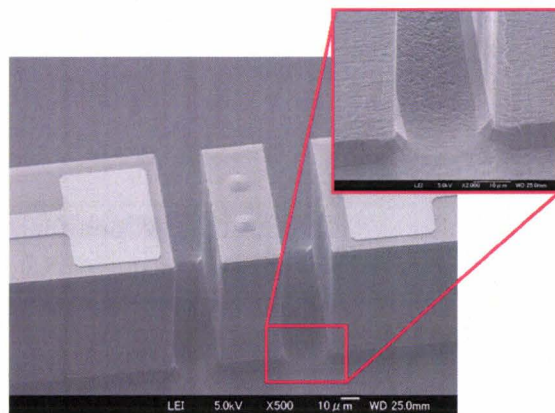


FIG. 4.24 – Vue de la partie centrale et zoom sur le fond des cavités après TMAH

4.5.3.4 Collage du capot

Le procédé de collage du capot s'inspire de celui présenté par Niklaus *et al.* [17]. Du BCB photosensible 4046-26 (permettant le dépôt de couches de plusieurs micromètres) a été choisi comme couche intermédiaire de scellement.

Pour assurer un collage optimal, le substrat du capot est soigneusement nettoyé à l'aide d'une solution piranha puis rincé à l'EDI. Le substrat est alors déshydraté sur plaque chauffante puis nous déposons un promoteur d'adhérence par centrifugation. Le BCB est ensuite déposé (épaisseur de $7 \mu\text{m}$), insolé et développé par immersion, comme préconisé par son fabricant [21]. Un plasma oxygéné de SF_6 permet d'enlever les traces résiduelles de résine. Le substrat comportant les microsystèmes est nettoyé par l'intermédiaire d'un plasma oxygéné. À ce stade, les deux substrats sont prêts pour le collage.

Après un alignement double face, les substrats sont maintenus et des entretoises métalliques maintiennent un espacement entre eux. L'ensemble est alors placé dans la machine de collage SB6. La figure 4.25 résume le procédé utilisé : l'enceinte est tout d'abord mise sous vide et chauffée jusque $150 \text{ }^\circ\text{C}$ pour que le BCB dégaze sans s'oxyder. Ensuite, la chambre est remplie d'azote à la pression atmosphérique. Les entretoises sont retirées, les substrats sont mis en contact et on applique une force de 2 bar en augmentant

la température jusque 210 °C. Ces conditions de collage sont maintenues pendant une heure puis le substrat est progressivement refroidi jusque 120 °C tout en maintenant la pression sur les substrats. Cette étape permet de minimiser les contraintes thermiques dans la couche de BCB.

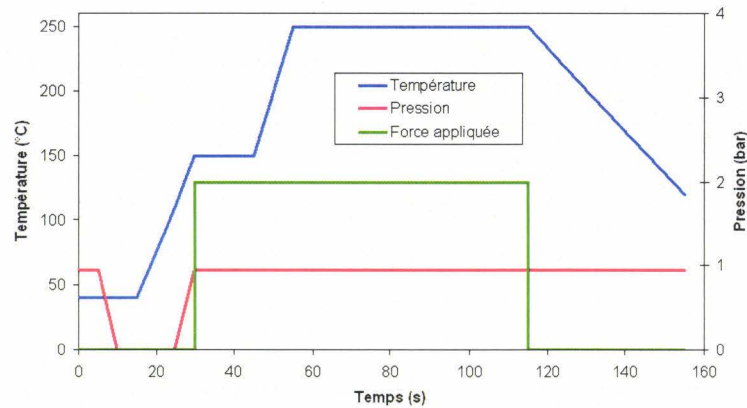


FIG. 4.25 – Procédé de collage

Ce procédé a permis de coller des substrats 2 et 3" non fonctionnalisés avec succès. Après collage, l'épaisseur moyenne de BCB n'est plus que de $4,5 \mu\text{m}$ avec des variations de près de $1 \mu\text{m}$. Ces variations proviennent probablement d'une mauvaise uniformité de la pression appliquée par la machine de collage.

Pour valider complètement ce procédé de collage, nous avons assemblé un substrat de Pyrex comportant des lignes coplanaires avec un substrat de silicium basse résistivité microusiné (cavités RF profondes d'environ $120 \mu\text{m}$). La figure 4.26 montre le substrat silicium avant le collage avec la cavité RF et l'anneau de scellement en BCB. Il faut aussi noter les plots de BCB qui servent à augmenter la force d'adhésion des deux substrats.

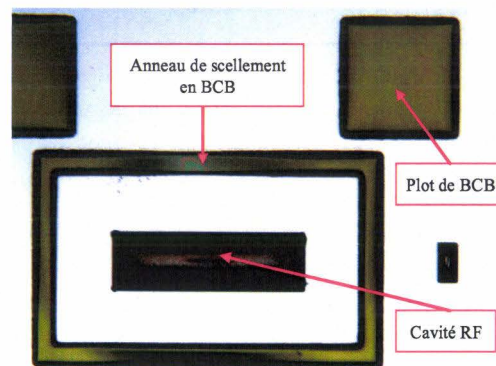


FIG. 4.26 – Vue du substrat d'encapsulation avant le collage

La figure 4.27 montre les variations de la largeur de l'anneau de BCB (avant et après collage). Nous pouvons constater que la rétractation est très faible puisque la variation n'est que $1,2 \mu\text{m}$, soit moins de 3% de variation.

Les accès RF permettant de mesurer les pertes des lignes avec capot sont libérés en

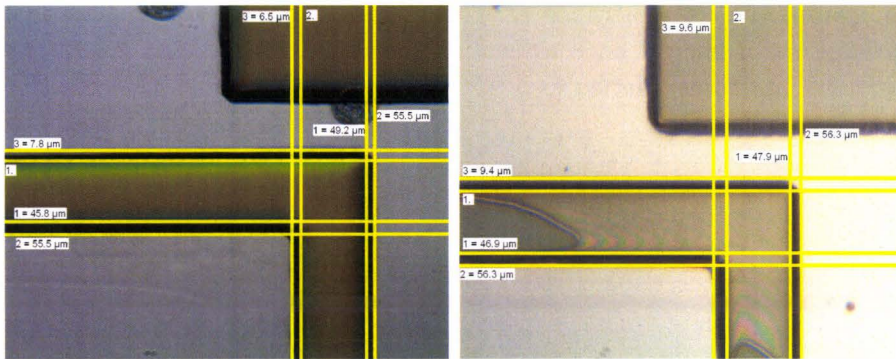


FIG. 4.27 – Variation de la largeur de l’anneau de BCB pendant le collage

découpant le substrat de silicium puis en gravant celui-ci chimiquement pour agrandir les accès. Cette gravure est réalisée à l’aide d’une machine de gravure utilisant du difluorure de xénon (XeF_2) à une température d’environ 30 °C. Les caractérisations RF de ces capots sont en cours à l’IEMN et nous espérons que les pertes introduites par la solution d’encapsulation seront faibles.

4.6 Conclusion

Ce dernier chapitre est consacré aux premières études concernant l’antenne intelligente basée sur les deux briques de base développées au cours de cette thèse et présentées dans les deux chapitres précédents. Le cœur de l’antenne intelligente est la conception d’un commutateur un vers six permettant d’alimenter une antenne parmi les six et ainsi de choisir une direction privilégiée pour l’émission ou la réception de données à haut-débit.

À l’aide du modèle électrique équivalent au commutateur développé précédemment, nous avons pu concevoir relativement facilement l’alimentation du réseau d’antennes quasi-Yagi. Les performances attendues sont particulièrement prometteuses avec des pertes d’insertion très faibles; et même en tenant compte des pertes plus élevées que prévues (cf. chapitre 2 et pertes des commutateurs réalisés), les performances du SP6T restent très bonnes à 60 GHz puisque les pertes d’insertion sont inférieures à 1 dB et l’isolation supérieure à 20 dB.

Pour atteindre de telles performances, nous avons développé un commutateur parallèle à membrane diélectrique en technologie MEMS. Le processus de fabrication reste faible température (≤ 200 °C) et parfaitement compatible avec le processus développé pour le commutateur série. Les simulations électromagnétiques sont encourageantes et nous avons réalisé ces commutateurs avec succès.

Enfin, pour permettre un fonctionnement en environnement réel des commutateurs, une méthode originale d’encapsulation collective basée sur l’utilisation de substrats silicium basse résistivité et de résine BCB a été mise au point. Les résultats en simulation (électromagnétique) sont prometteurs et l’ajout du capot doit permettre d’améliorer le fonctionnement mécanique du commutateur. Les premiers essais de collage de substrats silicium microusinés à l’aide d’un anneau en résine de BCB sur des lignes coplanaires sur

Pyrex ont montré que cette méthode est parfaitement réaliste et prometteuse. La caractérisation hyperfréquence est en cours et nous espérons obtenir des résultats probants, i.e. des pertes d'insertions inférieures à 0,2 dB par capot.

Bibliographie du chapitre 4

- [1] www.ansoft.com/products/hf/hfss/.
- [2] M. Farina, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, and P. Blondy, "A new single-pole double-throw MEMS switch topology," In *Microwave Conference, 2004. 34th European*, vol. 3, pages 1429–1431, 2004.
- [3] M. Fryziel. *Conception et Réalisation Technologique de Commutateurs Micro-Électromécaniques en bande K pour Antennes à Réseau déphasé*. Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2004.
- [4] H. Nakanishi, T. Nishimoto, M. Kanai, T. Saitoh, R. Nakamura, T. Yoshida, and S. Shoji. Condition optimization, reliability evaluation of SiO₂-SiO₂ HF bonding and its application for UV detection micro flow cell. *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 83 pages 136–141, 2000.
- [5] A. Sayah, D. Solignac, T. Cueni, and M.A.M. Gijs. Development of novel low temperature bonding technologies for microchip chemical analysis applications. *Sensors and Actuators A*, vol. 84 pages 103–108, 2000.
- [6] L. Byeungleul, Seonho Seok, and Kukjin Chun. A study on wafer level vacuum packaging for MEMS devices. *Journal of Micromechanical Microengineering*, vol. 13 pages 663–669, 2003.
- [7] S. Shoji, H. Kikuchi, and H. Torigoe, "Anodic bonding below 180 °C for packaging and assembling of MEMS using lithium aluminosilicate- β -quartz glass-ceramic," In *Proceedings of the Tenth Annual International Workshop on Electro Mechanical Systems, MEMS'97*, pages 482–487, Jan. 1997.
- [8] D.C. Miller, Wenge Zhang, and V.M. Bright, "Microrelay packaging technology using flip-chip assembly," In *Micro Electro Mechanical Systems, 2000. MEMS 2000. The Thirteenth Annual International Conference on*, pages 265–270, 2000.
- [9] Y.-K. Park, Heung-Woo Park, Duck-Jung Lee, Jung-Ho Park, In-Sang Song, Chung-Woo Kim, Ci-Moo Song, Yun-Hi Lee, Chul-Ju Kim, and Byeong Kwon Ju, "A novel low-loss wafer-level packaging of the RF-MEMS devices," In *The Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pages 681–684, Jan. 2002.
- [10] D. Sparks, G. Queen, R. Weston, G. Woodward, M. Putty, L. Jordan, S. Zarabadi, and K. Jayakar. Wafer to wafer bonding of nonplanarized MEMS surfaces using solder. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 11 pages 630–634, 2001.
- [11] P. Wilkerson, M. Kranz, A. Przekwas, and T. Hudson, "Flip-chip hermetic packaging of RF MEMS," In *Microelectromechanical Systems Conference*, pages 91–94, Jan. 2001.
- [12] A. Margomenos and L.P.B. Katehi, "DC to 40 GHz on-wafer package for RF MEMS switches," In *Electrical Performance of Electronic Packaging, 2002*, pages 91–94, 2002.
- [13] U.M. Mescheder, M. Alavi, K. Hiltman, C. Lietzau, C. Nachtigall, and H. Sandmaier. Local laser bonding for low temperature budget. *Sensors and Actuators A*, vol. 97 pages 422–427, 2002.

- [14] Z.-H. Liang, Y.T. Cheng, W. Hsu, and Yuh-Wen Lee, "A low temperature wafer-level hermetic MEMS package using UV curable adhesive," In *Proceedings of Electronic Components and Technology, 2004. ECTC '04*, pages 1486–1491, Jun. 2004.
- [15] F. Niklaus, P. Enoksson, E. Kalvesten, and G. Stemme, "Void-free full wafer adhesive bonding," In *Micro Electro Mechanical Systems, 2000. MEMS 2000. The Thirteenth Annual International Conference on*, pages 247–252, 2000.
- [16] <http://www.suss.com>.
- [17] F. Niklaus, H. Andersson, and G. Stemme. Low temperature full wafer adhesive bonding of structured wafers. *Sensors and Actuators A*, vol. 92 pages 235–241, 2001.
- [18] A. Tetelin, C. Pellet, J.-Y. Deletage, B. Carbonne, and Y. Danto. Moisture diffusion in BCB resins used for MEMS packaging. *Microelectronics Reliability*, vol. 43 pages 1939–1944, 2003.
- [19] D. Peroulis, S.P. Pacheco, and L.P.B. Katehi. RF MEMS switches with enhanced power-handling capabilities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n°. 1 pages 59–68, Jan. 2004.
- [20] B. Ducarouge. *Conception et caractérisation de micro-commutateurs électromécaniques hyperfréquence de puissance : application à un circuit de commutation d'émission/réception large bande*. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, Dec 2005.
- [21] CYCLOTENE 4000 Series advanced electronic resins (photo BCB) — Processing procedures for CYCLOTENE 4000 series photo BCB resins — DS2100 puddle develop process. Technical report, Dow Chemical, Feb. 2005.

Conclusion générale

La demande de réseaux de plus en plus rapides pour des services multimédia de haute qualité ou l'accès à l'Internet sans fil a permis l'émergence de nouvelles architectures de réseaux. Deux principales « nouveautés » ont vu le jour. Tout d'abord, nous assistons à une montée en fréquence qui permet d'atteindre des haut-débits grâce à une bande passante plus élevée. Deuxièmement, la nécessité d'avoir des réseaux inter-opérables a conduit à la création de réseaux mixtes. Cette mixité prend deux sens : connexion des réseaux sans fil aux réseaux filaires (ou par fibre optique) et possibilité pour ces réseaux de fonctionner avec des stations de base ou bornes fixes (réseaux « classiques » tels que le réseau GSM) ou sans aucune infrastructure (réseau *ad hoc* tels que les réseaux Wi-Fi).

Ces nouveaux réseaux mixtes, fonctionnant en milieu confiné apporteront des débits très élevés ($\geq 100 \text{ Mbit.s}^{-1}$) ainsi qu'une grande modularité et une adaptation à l'environnement. C'est dans ce contexte qu'est né le projet « Objets Mobiles Communicants » qui se propose de mettre en relation des objets hétérogènes, dans un réseau en milieu confiné et ne nécessitant pas d'infrastructure. Pour atteindre de tels débits et cette modularité en milieu confiné, il est nécessaire d'opérer une montée en fréquence jusque des bandes peu utilisées qui offrent une bande passante de plusieurs gigahertz. La bande de fréquence 59-62 GHz a été réservée pour ces réseaux personnels par l'ERO. Les avantages inhérents à ces fréquences sont nombreux : une grande bande passante non utilisée, une atténuation en espace libre élevée permettant de réutiliser spatialement les mêmes fréquences, une longueur d'onde faible apportant une miniaturisation poussée des circuits. Cependant, trois inconvénients majeurs limitent les performances des systèmes « classiques ». Premièrement, les multi-trajets augmentent les IES et dégradent le débit. Deuxièmement, la puissance disponible avec des transistors provenant de filières commerciales matures est relativement faible ($IP_1 \leq 25 \text{ dBm}$ à 60 GHz). Troisièmement, l'énergie en environnement mobile est fortement limitée. L'utilisation d'antennes « intelligentes » est l'une des voies les plus prometteuses pour lutter contre ces trois phénomènes.

Le travail présenté dans ce manuscrit résume les recherches menées sur un réseau d'antennes (antenne « intelligente » basée sur des commutateurs MEMS). Nous avons choisi de développer une antenne à faisceaux commutés qui permettra d'émettre dans une direction privilégiée tout en assurant une couverture globale de l'espace. Traditionnellement la fonction de commutation est réalisée à l'aide de circuits basés sur des éléments discrets telles que les diodes PIN ou sur des transistors FET. Il est possible de remplacer avantageusement ces éléments à semiconducteur par des commutateurs MEMS. Ils permettent d'obtenir des systèmes faibles pertes et ne consomment que très peu d'énergie.

Le premier chapitre a été l'occasion d'étudier les micro-commutateurs MEMS du point de vue le plus général jusqu'aux caractéristiques plus particulières à ces composants.

L'étude bibliographique a permis de privilégier un commutateur série à contact capacitif fonctionnant en bande V. Pour assurer un fonctionnement optimal et large bande à ces fréquences, nous avons opté pour une membrane en matériau diélectrique ne perturbant pas la ligne de transmission RF contrairement aux membranes métalliques. Cette étude a aussi permis de mettre en lumière les principaux points faibles de ces commutateurs. Leur durée de vie est fortement limitée par le collage des membranes lors des actionnements et par les dégradations dues à l'environnement de travail. Pour limiter ces effets indésirables, nous avons développé une structure originale et *dans le même temps* nous avons mis au point une méthode d'encapsulation des commutateurs MEMS.

La conception, la réalisation puis la caractérisation des micro-commutateurs sur GaAs ont été abordées en détail au cours du deuxième chapitre. La conception mécanique est basée sur des travaux préalablement réalisés à l'IEMN et a permis d'optimiser la membrane pour atteindre une fiabilité élevée. Cette membrane en nitrure de silicium faiblement contraint a une forme originale en « H ». Lors de sa déformation, la membrane n'est au contact avec la ligne RF qu'en son centre ce qui permet d'augmenter la durée de vie des commutateurs en limitant les phénomènes de collage. De plus, la tension de d'effondrement sera réduite (comparée à une membrane encastrée-encastrée classique). La conception électromagnétique à l'aide du logiciel Ansoft HFSS a permis de concevoir des commutateurs fonctionnant en bande V avec de bonnes performances. Un schéma électrique équivalent extrêmement simple — il ne comporte qu'une capacité — a été proposé, permettant de concevoir des systèmes basés sur ces commutateurs sans avoir recours à des simulations 3D. Nous avons aussi développé un procédé de fabrication technologique fiable et basse température (≤ 200 °C) permettant de réaliser ces commutateurs en procédé *above IC* ou de les co-intégrer avec des circuits MMIC. Cette étape, qui représente un défi technologique, s'est révélée très délicate à mettre au point. Le procédé présenté a permis de confirmer les simulations réalisées lors de la conception. Nous avons bien mesuré des tensions d'effondrement environ deux fois moins élevées que celles rencontrées habituellement. Les performances électromagnétiques sont en revanche en demi-mesure. À l'état haut (non-passant), les performances de nos commutateurs sont relativement bonnes (pratiquement 20 dB à 60 GHz) et concordent avec les simulations. À l'état bas (passant), les pertes d'insertion se sont révélées un peu élevées (moins de 0,6 dB à 60 GHz). Deux phénomènes sont à l'origine des pertes supplémentaires. Tout d'abord, quelques résidus de résine sacrificielle sont présents sous la membrane. Deuxièmement, le nitrure déposé à faible température s'est révélé de piètre qualité mécanique ce qui induit des déformations non prévues. Ces problèmes de procédé technologique sont en train d'être résolus, ce qui permettra d'obtenir des pertes d'insertion très faibles, de l'ordre de 0,2 dB à 60 GHz.

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés au choix et à la conception de l'antenne élémentaire. Une rapide étude bibliographique sur les antennes plaquées a permis de montrer que seuls deux types d'antennes pouvaient répondre aux besoins de l'application visée : les antennes à fente progressive et les antennes quasi-Yagi. Nous avons choisi ces dernières du fait de leur potentielle efficacité de rayonnement sur substrat élevée à forte permittivité et leur faible taille. L'antenne quasi-Yagi étant un réseau de dipôles, la conception a été faite à l'aide d'un simulateur 3D (CST Microwave Studio). Pour que cette antenne soit alimentée par lignes coplanaires, nous avons conçu et réalisé un transformateur CPW (ligne coplanaire) vers CPS (ligne à fente). Par la suite,

nous avons mis au point un procédé de réalisation technologique des antennes quasi-Yagi, compatible avec celui des commutateurs. Du fait de leur très petite taille, la caractérisation hyperfréquence de l'antenne a été difficile. Nous avons dû alimenter cette antenne *via* un connecteur V qui modifie quelque peu les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne. Néanmoins, nous avons pu vérifier que les mesures étaient cohérentes avec les rétro-simulations en tenant compte de l'environnement de mesure. Les diagrammes de rayonnement en champs E et H ont pu être caractérisés et le gain de l'antenne mesuré à 2.9 dBi. À partir de ces mesures nous avons pu montrer que l'efficacité de rayonnement de l'antenne est meilleure que 70% ce qui est très élevé pour une antenne plaquée. Ainsi, ces antennes quasi-Yagi sont des antennes prometteuses mais restent difficiles à concevoir de façon optimale et à caractériser.

Une fois ces deux briques de base bien établies, nous avons conçu l'antenne intelligente à faisceaux commutés. La première partie du dernier chapitre est consacrée à la conception du SP6T permettant de choisir une antenne parmi les six. Cette conception a été réalisée à l'aide du simulateur Agilent ADS en utilisant le modèle électrique équivalent des commutateurs, proposé au deuxième chapitre. Le temps de simulation étant relativement faible, nous avons pu optimiser la structure jusqu'à atteindre des pertes d'insertion simulées inférieures à 0,5 dB et une isolation de l'ordre de 20 dB sur les voies non connectées (à 60 GHz). Pour améliorer les performances du SP6T, nous avons conçu un commutateur MEMS parallèle à membrane diélectrique fonctionnant en bande V. Le procédé technologique est identique à celui des commutateurs séries et seule la forme de l'électrode RF a été modifiée. Ces commutateurs sont en cours de réalisation à l'IEMN. Ils permettent d'améliorer considérablement le fonctionnement du SP6T : les pertes d'insertion sont réduites à moins de 0,3 dB, l'isolation est portée à plus de 60 dB et l'adaptation en entrée et sortie est meilleure que 30 dB à 60 GHz ; tout ceci au prix d'une plus grande complexité et donc une plus grande taille. La seconde partie du chapitre est consacrée à l'étude de l'encapsulation des commutateurs MEMS. Après une brève étude bibliographique, nous avons choisi de développer une encapsulation collective des commutateurs à l'aide de substrats de silicium basse résistivité pour assurer une facilité de réalisation et des coûts faibles. Pour garantir le scellement (non hermétique) du capot de silicium sur le substrat de GaAs, un anneau de résine photosensible épaisse (BCB) a été utilisé. Le collage proprement dit est réalisé par thermocompression. Nous avons pu encapsuler avec succès des lignes réalisées sur un substrat de Pyrex. Les simulations électromagnétiques ont montré que les pertes introduites par le capot sont très faibles et nous espérons caractériser cette structure très prochainement.

Au cours de ce travail nous avons posé les premières pierres pour la réalisation d'antennes MEMS millimétriques à commutation de faisceaux, il reste à fiabiliser quelques étapes technologiques en particulier le dépôt basse température de la membrane en nitrure de silicium. D'autres matériaux à plus forte permittivité diélectrique, tels le PZT ou le BST seront envisagés pour la capacité RF et ce travail va se poursuivre dans le groupe dans le cadre d'un projet transversal IRCICA sur les réseaux de capteurs.

En ce qui concerne les antennes, la prochaine étape sera de réaliser un réseau complet comportant les six antennes quasi-Yagi ainsi que le commutateur d'antenne (cf. figure 4.28). Sur cette figure, nous retrouvons les six antennes quasi-Yagi (en jaune or) alimentées par le commutateur d'antennes (zone centrale en jaune or), lui-même composé de commutateurs MEMS RF (en vert). Il faut noter que l'architecture retenue ici

pour le commutateur d'antennes ne comporte pas de commutateurs MEMS RF parallèles (les performances sont suffisantes pour cette application, cf. chapitre 3.7) et que ses dimensions sont d'environ $6 \times 6 \text{ mm}^2$ dont $2 \times 2 \text{ mm}^2$ pour le commutateur d'antennes. En

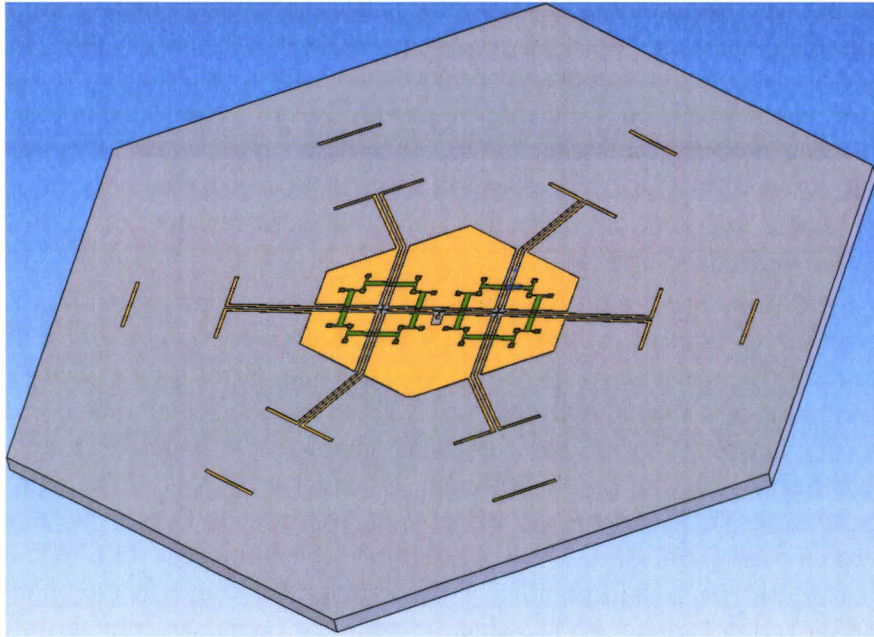


FIG. 4.28 – Vue du système complet « antenne intelligente »

face arrière, il sera possible de réaliser le système RF de l'objet mobile communicant. Le commutateur d'antennes sera alimenté au moyen d'un trou métallisé entre la face avant et la face arrière ; les commandes des différents commutateurs MEMS RF composant le commutateur d'antennes seront aussi réalisés à l'aide de trous métallisés. La partie comportant les commutateurs MEMS RF sera encapsulée de façon collective. Il sera nécessaire de réoptimiser les antennes en tenant compte de cette encapsulation (le capot change l'environnement immédiat des antennes). Nous pourrons ainsi réaliser l'antenne intelligente, avec éventuellement une partie du système RF en face arrière, puis l'intégrer aux objets mobiles.

De plus, les résultats prometteurs présentés par nos commutateurs MEMS RF nous permettent d'envisager de poursuivre ce travail en les intégrant dans d'autres systèmes pour de nouvelles applications. Ainsi, il sera possible de réaliser des déphaseurs en gamme millimétrique ayant de faibles pertes avec par exemple une architecture de déphaseur en réflexion — projet AMICOM, *North Start Project MMID (MilliMeter wave IDentification)* — qui pourra présenter de faibles pertes (moins de 1,5 dB si l'on considère des commutateurs ayant 0,6 dB de pertes) à 60 GHz. En utilisant des commutateurs améliorés avec des pertes d'environ 0,3 dB (objectif réalisable avec la technologie présentée dans ce manuscrit), nous pourrons diminuer les pertes du déphaseur à environ 0,8 dB. Les antennes quasi-Yagi pourront elles aussi être modifiées pour convenir à d'autres applications en gamme millimétrique. Vues leur taille réduite et leur efficacité de rayonnement élevée sur des substrats à haute permittivité, il pourra être intéressant de les associer en réseau pour des applications d'imagerie, permettant ainsi une meilleure intégration des antennes aux systèmes.

Contributions scientifiques

Journaux Internationaux

- [1] **A. Boé**, L. Clavier, R. Okouyi, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Sectorized antennas for CDMA based ad hoc networks at 60 GHz," *Proceedings of the European Microwave Association*, accepté pour publication en septembre 2006.
- [2] N. Deparis, A. Bendjabballah, **A. Boé**, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz for high data rate indoor WLAN," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, n° 10, pages 609-611, Oct. 2005.
- [3] C. Loyez, M. Fryziel, **A. Boé**, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Cancellation of local oscillator phase-noise in 60-GHz high-data-rate wireless systems," *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 42, n° 4, pages 267-271, Août 2004.

Conférences Internationales

- [4] N. Deparis, **A. Boé**, C. Loyez, N. Rolland, P.-A. Rolland, "UWB-IR transceiver for millimeter wave WLAN," *The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Conservatoire National des Arts & Metiers, Paris, France, Nov. 2006, accepté.
- [5] H. Elghannudi, L. Clavier, A. Bendjabballah, **A. Boé** et P.-A. Rolland, "Performance of IR-UWB at 60 GHz for ad hoc networks with directive antennas," *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*, 24-27 sept 2006, accepté.
- [6] **A. Boé**, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Smart antenna based on RF MEMS switches and printed Yagi-Uda antennas for 60 GHz ad hoc WPAN," *The 36th European Microwave Conference*, Manchester, UK, Sept. 2006, accepté.
- [7] N. Deparis, C. Loyez, **A. Boé**, N. Rolland et P.-A. Rolland, "A combined ASK-PPM Time Hopping UWB transceiver for millimetre wave gigabit WLAN," *The European Conference on Wireless Technology*, Manchester, UK, Sept. 2006, accepté.
- [8] **A. Boé**, S. Seok, N. Deparis, M. Fryziel, C. Loyez, N. Rolland et P.-A. Rolland, "V-band MEMS switch on GaAs substrate with 0-level packaging," *European RF MEMS Week - MEMSWAVE 2006*, Orvieto, Italie, Juin 2006.

- [9] N. Deparis, **A. Boé**, C. Loyez, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Receiver and synchronization for UWB impulse radio signals," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, San Francisco, California, Juin 2006.
- [10] **A. Boé**, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Smart antenna based on low-temperature MEMS switches and quasi-Yagi antennas for WPAN," *4th ESA Workshop*, Espoo, Finland, Pages 81-86, Fév. 2006.
- [11] N. Deparis, **A. Boé**, M. Fryziel, C. Loyez, L. Clavier, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Transposition of Impulse radio UWB signals in millimetre wave for WPAN," *4th ESA Workshop*, Espoo, Finland, Pages 81-86, Fév. 2006.
- [12] A. Bendjaballah, H. Elghannudi, N. Deparis, **A. Boé** et L. Clavier, "Channel model and performance of ad hoc networks based on IR-UWB at 60 GHz," *4th ESA Workshop*, Espoo, Finland, Pages 81-86, Fév. 2006.
- [13] N. Deparis, C. Loyez, M. Fryziel, **A. Boé**, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Transposition of a base band ultra wide band width impulse radio signal at 60 GHz for high data rates multiple access indoor communication systems," *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Pages 105-108, Oct. 2004.
- [14] C. Loyez, M. Fryziel, **A. Boé**, N. Rolland et P.-A. Rolland, "A simple high-data-rate architecture for multiple-access WLAN 60 GHz transceiver based on a LO phase noise cancellation technique," *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Pages 101-104, Oct. 2004.
- [15] M. Fryziel, **A. Boé**, C. Vanoverschelde, N. Rolland, P. Muller, L. Buchaillot et P.-A. Rolland, "New H-shape RF microswitch Design For Microwave and Millimeter-Wave Applications," *European RF MEMS Week - MEMSWAVE 2004*, Uppsala, Sweden, Juil. 2004.

Conférences Nationales

- [16] **A. Boé**, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland et P.A. Rolland, "Micro-commutateurs MEMS série à membrane diélectrique sur arséniure de gallium avec encapsulation pour antennes intelligentes pour réseau d'objets mobiles communicants à 60 GHz," *XIV^e Journées Nationales Microondes*, Nantes, France, mai 2005.
- [17] N. Deparis, A. Bendjaballah, M. Fryziel, **A. Boé**, C. Loyez, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Transposition de signaux impulsions ULB à 60 GHz pour applications réseaux sans fil haut débit," *XIV^e Journées Nationales Microondes*, Nantes, France, mai 2005.
- [18] C. Loyez, N. Deparis, M. Fryziel, **A. Boé**, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Architecture haut débit d'un système RF 60 GHz basée sur l'annulation du bruit de phase des oscillateurs locaux," *XIV^e Journées Nationales Microonde*, 11-13 mai 2005, Nantes, France.

Conférences internationales sans publication des actes

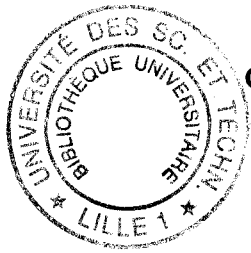
- [19] **A. Boé**, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland and P-A. Rolland, "Smart antennae based on MEMS switches for 60 GHz links between heterogeneous objects," *European RF MEMS Week – MEMSWAVE 2005*, Lausanne, Switzerland, 23-24 June 2005.
- [20] **A. Boé**, M. Fryziel, N. Deparis, C. Loyez, N. Rolland, L. Buchaillet et P.-A. Rolland, "Smart Antennae based on MEMS devices for 60 GHz links between heterogeneous objects," *First AMICOM Summer School*, Analipsi, Crete, Greece, Sept. 2004.
- [21] M. Fryziel, C. Vanoverschelde, **A. Boé**, C. Boyaval, N. Rolland, L. Buchaillet et P. A. Rolland, "Low Losses Millimetric microswitches (MEMS)," *Microsystem Technology – Fabrication, Test and Reliability, MIGAS'2002, International Summer School On Advanced Microelectronics*, Autrans, France, Sept. 2002.

Rapports Techniques

- [22] **A. Boé**, "Design Rules for MEMS switches at IEMN," *www.amicom.info*.
- [23] **A. Boé**, M. Fryziel, "V-band phase shifter," *www.amicom.info*.

Divers

- [24] **A. Boé**, N. Deparis, E. Herth, S. Seok, M. Fryziel, N. Rolland et P.-A. Rolland, "Contribution to NoE AMICOM," *AMICOM 2nd Review Meeting*, Palermo, 30-31 Mars 2006.
- [25] M. Fryziel, P. Muller, V. Agache, O. Millet, **A. Boé**, N. Deparis, C. Loyez, B. Legendrand, N. Rolland, L. Buchaillet et P.-A. Rolland, "Contribution to NoE AMICOM," *AMICOM First Review Meeting*, Helsinki, 10-11 Mars 2005.
- [26] **A. Boé**, "Conception d'un déphaseur numérique en bande Ku à base de MEMS," Mémoire de DEA, *Polytech'Lille – Université des Sciences et Technologies de Lille1*, Juin 2002.



Conception et réalisation de commutateurs MEMS millimétriques pour antennes intelligentes

L'engouement pour les réseaux de télécommunication à haut débit ($>100 \text{ Mbit.s}^{-1}$) en milieu confiné a amené à la création de réseaux conjuguant réseaux *ad hoc* et traditionnels. Pour atteindre ces débits, une montée en fréquence s'est avérée nécessaire jusqu'en bande V. Cependant, les réseaux à de telles fréquences posent de nombreux problèmes du fait des propagations multi-trajets et des évanouissements à petite et grande échelle. L'utilisation d'antennes intelligentes est une solution pour lutter efficacement contre ces problèmes. Pour permettre une intégration monolithique d'une antenne intelligente, deux composants de bases ont été développés. Premièrement, un micro-commutateur série en technologie MEMS sur substrat GaAs à membrane diélectrique a été conçu, réalisé et caractérisé. Deuxièmement, une antenne quasi-Yagi intégrable sur substrat haute permittivité a été mise au point, puis testée. L'antenne intelligente composée de ces deux briques de base (antennes et alimentation de l'antenne basée sur les micro-commutateurs) sera facilement intégrable de part sa taille réduite, aura de bonnes performances RF et aidera à optimiser la consommation des objets. Pour assurer un fonctionnement correct dans un environnement réel, une méthode collective d'encapsulation des micro-commutateurs a aussi été développée.

Mots clés : MEMS RF, encapsulation collective, Microsystèmes, Micro-commutateurs, Technologie MEMS, Actionnement électrostatique, Antenne quasi-Yagi, Antennes intelligentes.

Design and realization of millimetre wave MEMS switches for smart antennas

The interest in high data rate ($>100 \text{ Mbit.s}^{-1}$) indoor Local Area Networks has led to create networks combining *ad hoc* and more traditional networks. To reach such data rates, we need to use high frequency bands as V-band. However, high-frequency networks pose issues due to multipath effects and fadings. The use of smart antennas can be a solution to these problems. To allow a monolithic integration of the smart antenna, two basic components have been designed. First, a series MEMS micro-switch with dielectric membrane on GaAs has been designed, fabricated and tested. Secondly, an integrable on high-permittivity substrates quasi-Yagi has been designed and characterized. The smart antenna composed of these two basics (antenna and antenna feeder based on micro-switches) will be easily integrable due to its small size, will have good RF performances and will help to optimize the objects consumption. In addition, to ensure good behaviour in real environments, a wafer-lever packaging solution to house the micro-switches has been developed.

Keywords : RF MEMS, 0-level packaging, Microsystems, Microswitches, MEMS Technology, electrostatic actuation, Quasi-Yagi antenna, Smart antenna.