



**HAL**  
open science

# Nouvelle filière technologique pour micro-commutateurs parallèles capacitifs micro-ondes sur membrane diélectrique

Laurent Rabbia

► **To cite this version:**

Laurent Rabbia. Nouvelle filière technologique pour micro-commutateurs parallèles capacitifs micro-ondes sur membrane diélectrique. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2005. Français. NNT: . tel-00011430

**HAL Id: tel-00011430**

**<https://theses.hal.science/tel-00011430>**

Submitted on 20 Jan 2006

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THÈSE

Préparée au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS

En vue de l'obtention du Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse

Spécialité : Conception des Circuits Microélectroniques et Microsystèmes

Par

**Laurent RABBIA**

*Maitre es-Sciences*

Nouvelle filière technologique pour micro-commutateurs parallèles capacitifs micro-ondes sur membrane diélectrique

Soutenue le 19 Juillet 2005 devant le jury :

Président	H. AUBERT	Professeur ENSEEIH T Toulouse
Rapporteurs	L. BUCHAILLOT	Chargé de recherche IEMN-ISEN Villeneuve d'Asq
	C. PERSON	Professeur LET-ENST Bretagne
Co-Directeurs de thèse	P. PONS	Chargé de recherche LAAS-CNRS Toulouse
	R. PLANA	Professeur UPS Toulouse



*A mes parents, Janine et Pierre,  
à mon ange, Flora,  
à tous mes amis  
et à ceux qu'on oublie.*





# Sommaire



**INTRODUCTION GENERALE..... 1****CHAPITRE 1 :  
PROCEDE TECHNOLOGIQUE ..... 5****I. INTRODUCTION ..... 7****II. PROCEDES TECHNOLOGIQUES DE LA FACE SUPERIEURE ..... 7**

## II.1. INTRODUCTION ..... 7

## II.2. NETTOYAGE DU SUBSTRAT ..... 8

## II.3. REALISATION DE LA MEMBRANE ..... 11

## II.4. ELABORATION DES CONDUCTEURS ..... 11

*II.4.a. Techniques de dépôts ..... 11*

## II.4.a.1. Or électrolytique ..... 11

## II.4.a.2. Or évaporé ..... 14

*II.4.b. Caractérisation des dépôts ..... 16*

## II.4.b.1. Epaisseurs ..... 16

## II.4.b.2. Rugosités ..... 17

## II.4.b.3. Contraintes ..... 19

## II.5. DIELECTRIQUE ..... 20

*II.5.a. Diélectrique organique : BCB (Benzocyclobutène) ..... 20**II.5.b. Diélectrique minéral : Nitrure PECVD ..... 22*

## II.6. PONT ..... 26

*II.6.a. Couche sacrificielle ..... 26*

## II.6.a.1. Post-recuit à 115 °C pendant 2 min 30 sec ..... 27

## II.6.a.2. Post-recuit à 150 °C pendant 1 min ..... 29

*II.6.b. Fabrication du pont ..... 30*

## II.6.b.1. Contraintes ..... 30

## II.6.b.2. Structuration du pont ..... 31

## II.6.b.3. Rugosité ..... 31

*II.6.c. Libération du pont ..... 32***III. PROCEDES TECHNOLOGIQUES DE LA FACE INFERIEURE ..... 36**

## III.1. INTRODUCTION ..... 36

## III.2. FABRICATION DU MASQUE ..... 37

*III.2.a. Gravure KOH ..... 37**III.2.b. Gravure DRIE ..... 38*

## III.2.b.1 Sol-gel ..... 38

## III.2.b.2 Résine AZ 4562 ..... 39

## III.3. PROTECTION DE LA FACE SUPERIEURE ..... 40

*III.3.a. Gravure KOH ..... 40**III.3.b. Gravure DRIE ..... 40***IV. OPTIMISATION DU FLOW DU PROCEDE ..... 42**

## IV.1. GRAVURE DU SILICIUM AVANT LA FABRICATION DES PONTS ..... 43

## IV.2. GRAVURE DU SILICIUM AVANT LA GRAVURE DE LA COUCHE SACRIFICIELLE ..... 44

## IV.3. GRAVURE SEQUENTIELLE DU SILICIUM PAR DRIE ..... 45

**V. CONCLUSION ..... 46**

## CHAPITRE 2 :

### ANALYSE MECANIQUE DES PONTS METALLIQUES..... 53

<b>A. ANALYSE DU COMPORTEMENT MECANIQUE DES PONTS A AIR.....</b>	<b>55</b>
A.I. INTRODUCTION .....	55
A.II. TOPOLOGIE DU PONT ETUDIE .....	56
A.II.1. <i>Profils de pont étudiés</i> .....	56
A.II.2. <i>Types d'encastremets étudiés</i> .....	58
A.III. RESULTATS DES SIMULATIONS.....	59
A.III.1. <i>Déformations sous contraintes initiales</i> .....	59
A.III.1.a. Influence de la géométrie du pont.....	60
A.III.1.b. Influence de la géométrie de l'encastrement .....	61
A.III.1.c. Influence du gradient de contrainte.....	62
A.III.2. <i>Raideur du pont</i> .....	63
A.III.2.a. Influence de la géométrie de l'encastrement .....	65
A.III.2.b. Influence de la géométrie du pont .....	66
A.IV. MODELES ANALYTIQUES .....	66
A.V. CONCLUSION.....	68
<b>B. CARACTERISATIONS MECANQUES DES PONTS A AIR .....</b>	<b>69</b>
B.I. INTRODUCTION .....	69
B.II. DESCRIPTION DES CARACTERISATIONS MECANQUES .....	69
B.II.1. <i>Caractéristiques géométriques des ponts caractérisés</i> .....	69
B.II.2. <i>Principe des mesures</i> .....	71
B.II.3. <i>Erreurs sur la mesure des raideurs</i> .....	72
B.III. RESULTATS DE CARACTERISATION MECANIQUE DES PONTS.....	75
B.III.1. <i>Influence des types d'encastremets</i> .....	76
B.III.2. <i>Influence des profils des ponts</i> .....	78
B.III.3. <i>Influence de la largeur</i> .....	79
B.III.4. <i>Influence de la longueur</i> .....	80
B.III.5. COMPARAISON EXPERIENCES/MODELES ANALYTIQUES .....	81
B.IV. EVALUATION DU MODULE D'YOUNG ET DE LA CONTRAINTE MOYENNE .....	82
B.IV.1. <i>Méthode d'évaluation et résultats</i> .....	82
B.IV.2. <i>Estimation de l'erreur sur la détermination de E et de <math>\sigma</math></i> .....	84
B.V. Conclusion.....	87

## CHAPITRE 3 : DEMONSTRATEURS MICRO-ONDES..... 91

<b>I. INTRODUCTION.....</b>	<b>93</b>
<b>II. DESCRIPTION DU MODELE ANALYTIQUE.....</b>	<b>93</b>
II.1. MODELE ELECTRIQUE.....	93
II.2. ISOLATION .....	96
II.2.a. Isolation à la fréquence de résonance.....	96
II.2.b. Bande passante .....	96
II.3. PERTES D'INSERTION .....	97
II.4. ANALYSE MICRO-ONDE .....	98
II.4.a. Analyse du rapport $K_c$ .....	99
II.4.b. Analyse de la résistance du pont $R$ .....	100
II.4.c. Analyse de la capacité $C_{bas}$ .....	101
II.4.d. Analyse de la capacité $L$ .....	102
II.5. ANALYSE TECHNOLOGIQUE.....	104
II.5.a. Evaluation du rapport $K_c$ .....	104
II.5.b. Evaluation de $C_{bas}$ .....	105
<b>III. MICROCOMMUNTEUR SIMPLE SUR MEMBRANE .....</b>	<b>106</b>
III.1. TOPOLOGIE DU MICRO-COMMUNTEUR .....	106
III.1.a. Caractéristiques fréquentielles du micro-communteur .....	108
III.1.a.1. Analyse sur les pertes d'insertion du micro-communteur .....	109
III.1.a.2. Analyse sur l'isolation du micro-communteur .....	109
<b>IV. COMMUNTEUR UNE ENTREE / DEUX SORTIES.....</b>	<b>113</b>
IV.1. CONCEPTION DU SPDT SYMETRIQUE A MICRO-COMMUNTEUR PARALLELE .....	115
IV.2. CARACTERISATIONS HYPERFREQUENCES DU SPDT SYMETRIQUE .....	118
<b>V. CONCLUSION .....</b>	<b>123</b>

## CONCLUSION GENERALE..... 127



# Introduction générale





Depuis quelques années le domaine de l'électronique hautes fréquences connaît un important développement du à une profonde mutation des applications utilisant ces systèmes. En effet, il y a quelques années, les applications civiles et militaires généraient un faible volume de production. Avec la généralisation des communications publiques et personnelles, il devient essentiel de produire des systèmes électroniques hautes fréquences qui soient miniatures, fiables et faible coût <sup>1</sup>.

C'est pourquoi les recherches se sont orientées vers des filières utilisant le silicium. En effet ce matériau est très intéressant en ce qui concerne les applications hautes fréquences à cause des ses propriétés de micro-usinage. Dans ce contexte, nous avons assisté au développement de circuits micro-électromécaniques millimétriques micro-usinés. Bien que la vitesse de ces systèmes soit moins importante que celle des structures actives à base des semi-conducteurs, ils présentent de nombreux avantages tels qu'une consommation quasi nulle, de faibles pertes d'insertion, et aucun problème de linéarité, distorsion, bruit et intermodulation <sup>2</sup>.

Dans cet objectif nous avons développé une filière de composants MEMS millimétrique afin de réaliser des ponts métalliques à actuation électrostatique. Cette filière est compatible avec la précédente filière qui consistait à réaliser des circuits suspendus sur une membrane diélectrique. Ce mémoire traite donc de l'élaboration d'une nouvelle filière technologique pour micro-commutateurs parallèles capacitifs micro-ondes sur membrane diélectrique.

Le chapitre I présente le procédé technologique global utilisé. Comme nous l'avons vu précédemment ce procédé regroupe deux types de micro-usinage. Un micro-usinage de surface pour la fabrication des ponts à air et un micro-usinage de volume pour la réalisation de la membrane diélectrique. Nous voyons donc que le procédé technologique intervient sur les deux faces de la plaquette. Dans un souci de clarté nous avons tout d'abord séparé le détail de l'élaboration des briques de base de chacun des deux procédés des deux faces de la plaquette. La face supérieure est consacrée à la fabrication des micro-commutateurs et la face inférieure à la gravure du substrat de silicium afin d'obtenir des circuits faibles pertes. En fait les deux procédés ne peuvent être dissociés au niveau technologique car pour le bon déroulement du procédé global des étapes de la face supérieure doivent être insérés entre des étapes de la face inférieure. La fin de ce chapitre a pour but d'optimiser l'enchaînement des deux procédés afin d'assurer une bonne compatibilité et reproductibilité technologique.

Le chapitre II traite de l'analyse mécanique des ponts métalliques. Une première partie rassemble des résultats de simulations d'un pont sur lequel nous avons étudié l'influence de la configuration du profil et des encastremets sur la valeur de sa déformation initiale ainsi que sur sa raideur. Nous constatons que cette topologie est assez éloignée des modèles analytiques que nous propose la littérature. En menant de front les comparaisons avec le cas idéal (pont plat à encastremets parfaits), nous tirons des règles de conception. La deuxième partie est consacrée à la mesure des raideurs mécaniques de ponts présentant différentes topologies. Après avoir exposé la méthode de mesure utilisée, nous présenterons les résultats en détaillant l'influence des paramètres de deux ponts d'épaisseur différente. La fin du chapitre développe une méthode permettant d'évaluer le module d'Young et la contrainte initiale moyenne en utilisant les mesures précédemment effectuées.

Le chapitre III concerne les caractérisations micro-ondes de démonstrateurs. L'isolation et les pertes d'insertion sont les deux paramètres les plus importants dans le fonctionnement d'un micro-commutateurs. En effet, lorsque le pont est à l'état haut les pertes d'insertions de la ligne coplanaire doivent être les plus faibles possibles afin de transmettre la quasi-totalité du signal. Au contraire, à l'état bas, l'isolation du dispositif doit être la plus élevée possible afin d'atténuer au maximum le signal. Nous avons donc tout d'abord présenté les expressions analytiques qui permettent de mettre en évidence l'influence des différentes données des micro-commutateurs (capacité, résistance, inductance, bande passante, impédance caractéristique de la ligne) sur son fonctionnement afin de prévoir les éventuels problèmes de conception. Puis nous consacrerons une autre partie à la caractérisation micro-onde de démonstrateurs à proprement dite. Nous avons choisi de présenter un micro-commutateur simple sur membrane. Pour finir nous exposerons un démonstrateur plus complexe composé de micro-commutateurs simples sur membranes.

---

<sup>1</sup> Yao,-J.-J., "RF MEMS from a device perspective", *Journal-of-Micromechanics-and-Microengineering*. Dec. 2000; 10(4): R9-38

<sup>2</sup> Rebeiz,-G.-M., "RF MEMS switches: status of the technology", *TRANSDUCERS-'03.-12th-International-Conference-on-Solid-State-Sensors,-Actuators-and-Microsystems.-Digest-of-Technical-Papers-Cat.-No.03TH8664*. 2003: 1726-9 vol.2

# **Chapitre 1 : Procédé technologique**



## I. INTRODUCTION

Le procédé technologique développé fait appel à deux filières technologiques différentes :

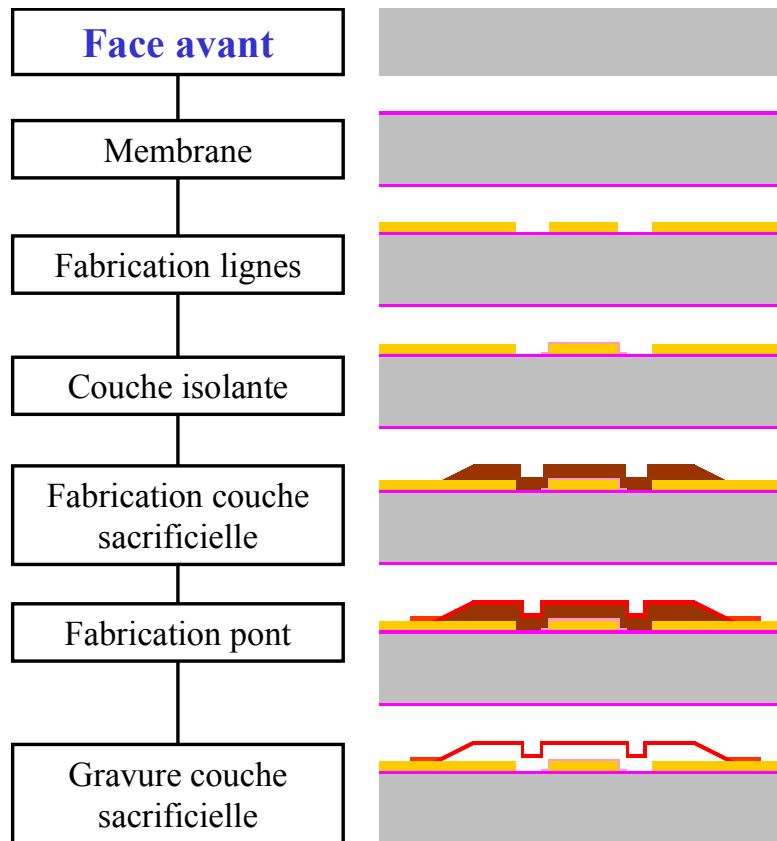
- la réalisation du micro-commutateur à l'aide notamment d'usinage de surface,
- la réalisation des circuits suspendus sur membrane diélectrique qui fait appel à l'usinage de volume du silicium.

La combinaison de ces deux filières permet de réaliser des micro-commutateurs suspendus sur membrane et nécessite la réalisation d'étapes technologiques sur les deux faces de la plaquette de silicium<sup>1</sup>. L'optimisation de l'enchaînement technologique de ces différentes étapes sera présentée à la fin de ce chapitre. Afin de simplifier la présentation nous détaillerons tout d'abord séparément les différentes étapes technologiques réalisées sur la face supérieure puis sur la face inférieure.

## II. PROCEDES TECHNOLOGIQUES DE LA FACE SUPERIEURE

### II.1. INTRODUCTION

Les différentes étapes technologiques qui permettent de réaliser le micro-commutateur sont présentées sur la *Figure 1*. Les lignes coplanaires sont tout d'abord fabriquées sur la membrane diélectrique. Puis une couche diélectrique d'isolation est déposée sous le pont et servira de court-circuit capacitif. Enfin, une couche sacrificielle est structurée pour délimiter les zones d'ancrage du pont. Finalement, les ponts métalliques sont réalisés sur cette couche sacrificielle puis libérés par gravure de cette dernière. Ces différentes étapes sont détaillées dans ce qui suit.



*Figure 1 : Procédé face avant.*

## II.2. NETTOYAGE DU SUBSTRAT

Le substrat de départ est une plaquette de silicium polie double face de diamètre quatre pouces de haute résistivité ( $>2000\Omega\text{cm}$ ) afin de diminuer les pertes diélectriques. D'après les pertes diélectriques dans du silicium de résistivité supérieure quelques  $\text{k}\Omega$  sont liées principalement à la polarisation du matériau. Il n'est donc pas nécessaire d'utiliser une résistivité plus grande<sup>2</sup>. Ces pertes diélectriques dans le substrat ne concernent que les lignes coplanaires qui ne sont pas sur membrane. Malgré cette résistivité élevée, la résistivité effective peut-être notablement diminuée lors de la réalisation du diélectrique sur le silicium à cause des charges générées à l'interface silicium/diélectrique<sup>3,4</sup>. C'est pourquoi il est nécessaire de réaliser un nettoyage poussé du substrat de silicium pour minimiser ces charges. Le nettoyage utilisé classiquement consiste à réaliser un oxyde chimique en surface du silicium à l'aide d'un bain d'acide sulfurique et d'eau oxygénée ( $\text{H}_2\text{SO}_4/\text{H}_2\text{O}_2$ ) pendant deux minutes. Cet oxyde sera ensuite supprimé dans un bain d'acide fluorhydrique tamponné à 10% pendant 30 sec. Cette

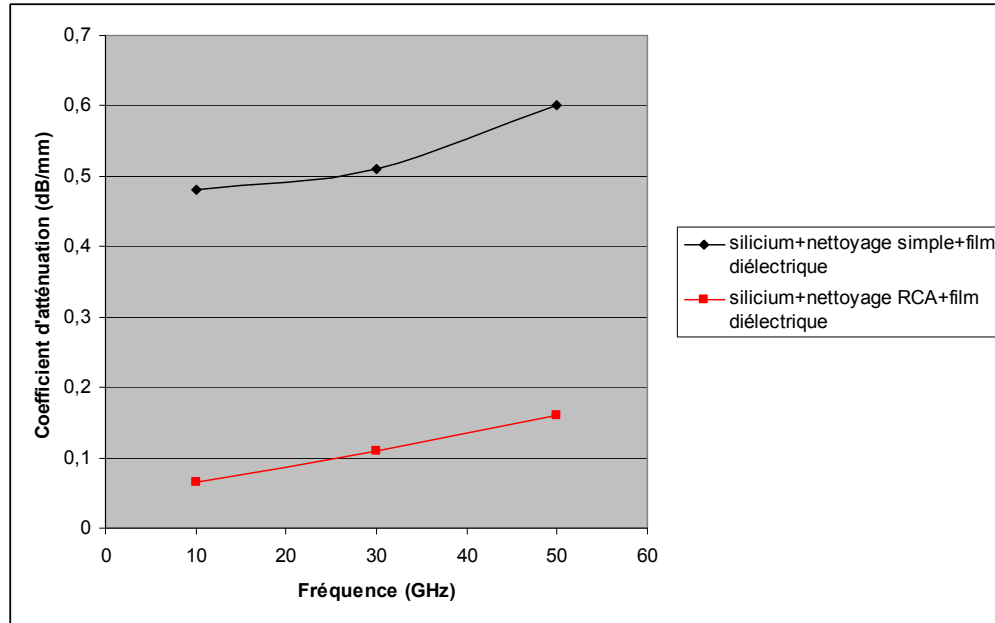
opération consiste en fait à supprimer les premières couches atomiques du substrat dans lesquelles se trouvent des impuretés.

Comme le montre la *Figure 2* les pertes sont relativement importantes. C'est pourquoi nous avons utilisé un nettoyage plus poussé communément appelé « RCA » qui est constitué des bains successifs suivants :

- acide fluorhydrique (HF) tamponné à 10 % pendant 30 sec pour supprimer l'oxyde natif,
- rinçage eau désionisée (H<sub>2</sub>O) et séchage azote (N<sub>2</sub>),
- acide nitrique (HNO<sub>3</sub>) à 70 % pendant 10 min afin de faire croître un oxyde,
- rinçage H<sub>2</sub>O,
- acide fluorhydrique (HF) tamponné à 10 % pendant 30 sec pour supprimer l'oxyde précédent,
- rinçage H<sub>2</sub>O,
- ammoniacque (NH<sub>4</sub>OH : 1 volume) + eau oxygénée (H<sub>2</sub>O<sub>2</sub> : 1 volume) + eau désionisée (H<sub>2</sub>O : 5 volumes) pendant 10 minutes à 80 °C pour élimination des résidus organiques,
- rinçage H<sub>2</sub>O,
- acide chlorhydrique (HCl : 1 volume) + eau oxygénée (H<sub>2</sub>O<sub>2</sub> : 1 volume) + eau désionisée (H<sub>2</sub>O : 6 volumes) pendant 5 minutes à 80 °C pour élimination des résidus métalliques (métaux lourds),
- rinçage H<sub>2</sub>O et séchage N<sub>2</sub>,

A noter que le rinçage s'effectue dans un bain à débordement avec contrôle de la résistivité. On estime que le rinçage est terminé lorsque la résistivité du bain dépasse 10 MΩ. Le *Tableau 1* résume les valeurs du coefficient d'affaiblissement linéique pour trois fréquences (10 GHz, 30 GHz et 50 GHz).





**Figure 2 : Comparaison du coefficient d'affaiblissement linéique.**

On constate une nette amélioration du coefficient d'affaiblissement linéique sur les lignes qui ont subi un nettoyage R.C.A par rapport à celles qui ont subi un nettoyage classique. A 30 Ghz, nous observons un gain d'un facteur 4,6 sur le coefficient d'affaiblissement linéique <sup>5</sup>.

Fréquence (Ghz)	10	30	50
<i>Sur Silicium recouvert du film diélectrique avec nettoyage classique (db/mm)</i>	0.48	0.51	0.6
<i>Sur Silicium recouvert du film diélectrique avec nettoyage R.C.A (db/mm)</i>	0.066	0.11	0.16

**Tableau 1 : Comparaison du coefficient d'affaiblissement linéique mesuré.**

### II.3. REALISATION DE LA MEMBRANE <sup>6</sup>

La première étape du procédé consiste à réaliser la membrane diélectrique. Celle-ci est composée d'une couche d'oxyde de silicium en compression et d'une couche de nitrure de silicium en tension afin d'obtenir une membrane dont la contrainte globale est faible (environ 100 MPa). La couche d'oxyde est obtenue dans un four à pression atmosphérique et à une température de 1150 °C pendant 3h40. Son épaisseur est de 0.8µm, sa permittivité de 3.9 et sa contrainte de -320 MPa. La couche de nitrure de silicium est réalisée par dépôt chimique en phase vapeur à 750 °C (LPCVD) à partir d'un mélange de silane (SiH<sub>4</sub>) et d'ammoniaque (NH<sub>3</sub>). Pour diminuer les contraintes dans la couche de nitrure, les rapports des débits des gaz ont été adaptés afin d'obtenir une couche de nitrure de silicium aux proportions non stœchiométriques (Si<sub>3,2</sub>N<sub>4</sub>), de permittivité 8 et de contrainte 600 MPa. L'épaisseur obtenue est de 0.6 µm. Au final la membrane présente une épaisseur totale de 1.4µm, une permittivité effective relative de 5.6 et une contrainte de 85 MPa.

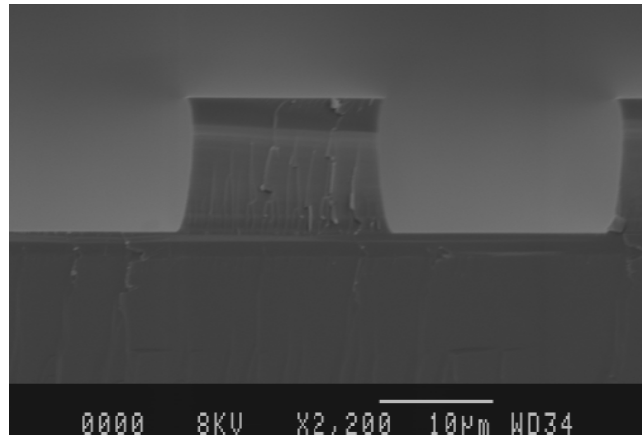
### II.4. ELABORATION DES CONDUCTEURS

Afin de minimiser les pertes de transmission dans les circuits coplanaires, il est indispensable de réduire la résistance électrique. C'est pourquoi il convient de choisir un matériau avec une faible résistivité et déposé sur une grande épaisseur (de l'ordre de 3 à 4 fois l'épaisseur de peau : 0.45 µm à 30 GHz ) <sup>7</sup>. En règle générale, nos dépôts auront une épaisseur supérieure à 2 µm . Pour réaliser cette étape, nous disposons de deux techniques qui permettent d'obtenir des conducteurs en or électrolytique ou en or évaporé avec un bon contrôle dimensionnel.

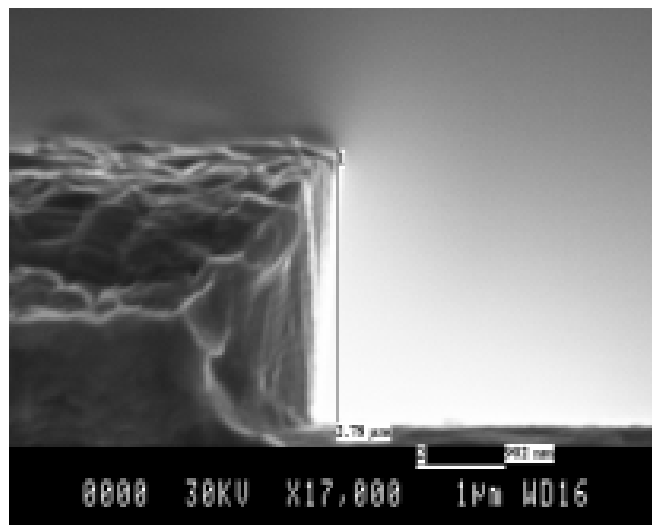
#### II.4.a. Techniques de dépôts

##### II.4.a.1. Or électrolytique

Les conducteurs sont obtenus par croissance électrochimique d'or de 2 à 3 µm dans un moule de résine <sup>8</sup>. Ce dernier, d'une épaisseur de 10 µm, est obtenu par photolithographie ultraviolet (*Figure 3*) et présente des flancs particulièrement droit (angles proches de 90°). La *Figure 4* présente la coupe d'un conducteur réalisé en or électrolytique.



**Figure 3 : Moule de résine PLP100 pour dépôt électrolytique.**



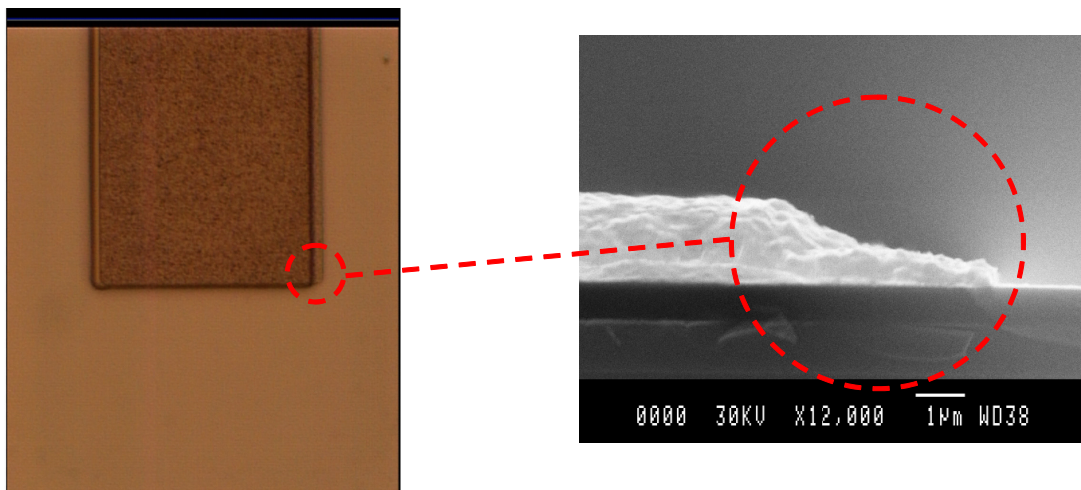
**Figure 4 : Profil du dépôt d'or électrolytique.**

Avant tout dépôt, il est nécessaire de déposer une couche d'accrochage afin de fixer le potentiel et d'obtenir une base de croissance de l'or électrolytique. Cette couche est constituée par de l'or évaporé avec une sous-couche de titane qui permet d'améliorer l'adhérence avec le substrat. La vitesse de dépôt de ces couches est limitée à  $10 \text{ \AA}/\text{sec}$  afin de minimiser les agrégats qui risquent de créer ensuite des courts circuits entre les pistes. Après le dépôt électrolytique dans les moules de résine, il est nécessaire de supprimer ces deux couches d'accrochage afin de libérer les conducteurs. La gravure de l'or évaporé est réalisée dans un bain de iodure de potassium et d'iode bi sublimée ( $\text{KI} + \text{I}_2$ ) à  $40 \text{ }^\circ\text{C}$ . Dans ces conditions la vitesse de gravure de l'or évaporé est proche de  $4000 \text{ \AA}/\text{min}$  alors que celle de l'or électrodéposé est environ 2,5 fois plus grande à

cause probablement de sa plus faible densité. Cette gravure génère donc une dégradation des conducteurs aussi bien sur les flancs que sur la face supérieure. Afin de limiter cette dégradation, l'épaisseur de l'or évaporé a été minimisée ( $0,5 \mu\text{m}$  à  $0,2 \mu\text{m}$ ) ce qui a permis de diminuer le temps de gravure.

Par ailleurs il est possible de supprimer la gravure sur la face supérieure des conducteurs en réalisant un masquage localisé avec de la résine obtenu avec le même masque que celui utilisé pour les moules de résine. Le risque engendré par cette étape supplémentaire est lié au décalage potentiel du aux défauts d'alignement. La *Figure 5* et la *Figure 6* illustre ce problème et notamment la détérioration du caractère abrupt du flanc des conducteurs qui peut se prolonger sur quelques  $\mu\text{m}$ . Ce problème devrait être minimisé par une meilleure qualité d'alignement et en réalisant un masque de protection légèrement plus grand que la largeur des conducteurs. Le profil que l'on obtiendrait est illustré sur la *Figure 7*.

Si cette solution est envisageable pour des distances entre conducteurs supérieures à  $20 \mu\text{m}$ , elle peut-être pénalisante pour des distances beaucoup plus faibles ( $<10 \mu\text{m}$ ).



**Figure 5 : a. Défaut d'alignement de la résine sur la ligne b. Profil de l'or électrolytique protégé avec ce défaut d'alignement.**

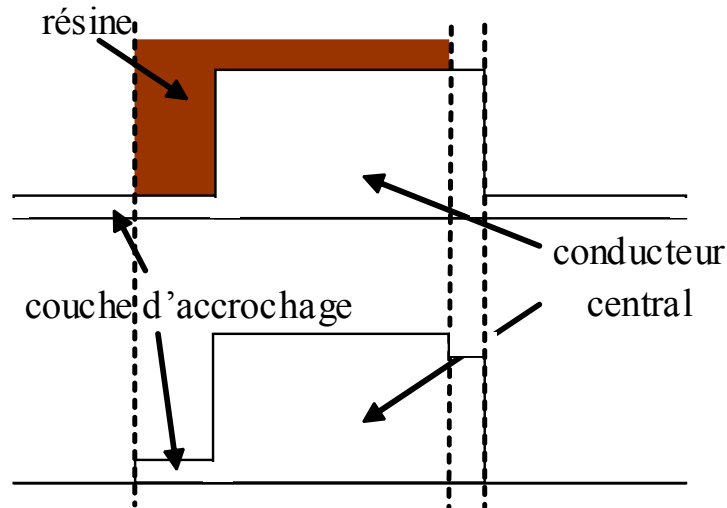


Figure 6 : Profil obtenu avec défaut d'alignement.

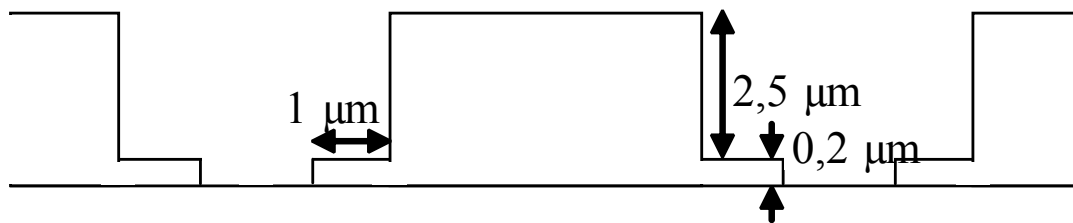
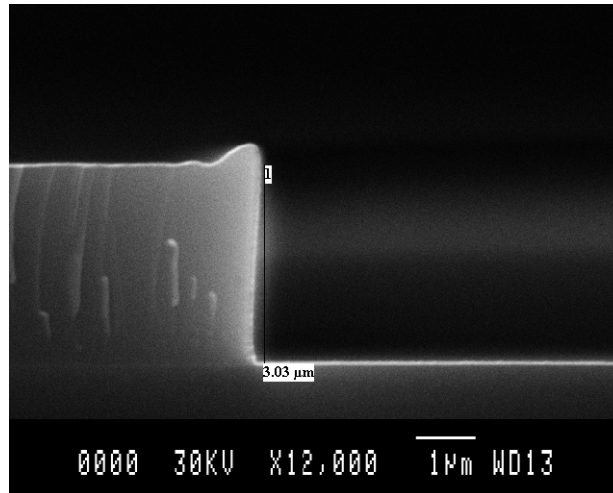


Figure 7 : Profil obtenu avec correction du défaut d'alignement.

#### II.4.a.2. Or évaporé

La deuxième technique utilisée est communément appelée « lift-off ». Elle consiste en un dépôt d'or par évaporation sur l'ensemble de la plaquette où l'on a préalablement photogré une résine <sup>9</sup>. Le profil de la résine est tel que le métal ne se dépose pas sur ses flans. Cette discontinuité permet d'éliminer le métal se trouvant sur la résine lorsqu'on supprime celle-ci. Afin de garantir une bonne discontinuité, l'épaisseur maximale de métal réalisable est généralement fixée au tiers de l'épaisseur de résine. Avec une résine classique (AZ5214) (Figure 8), il est ainsi difficile d'obtenir des conducteurs dont l'épaisseur est supérieure à 1 μm.



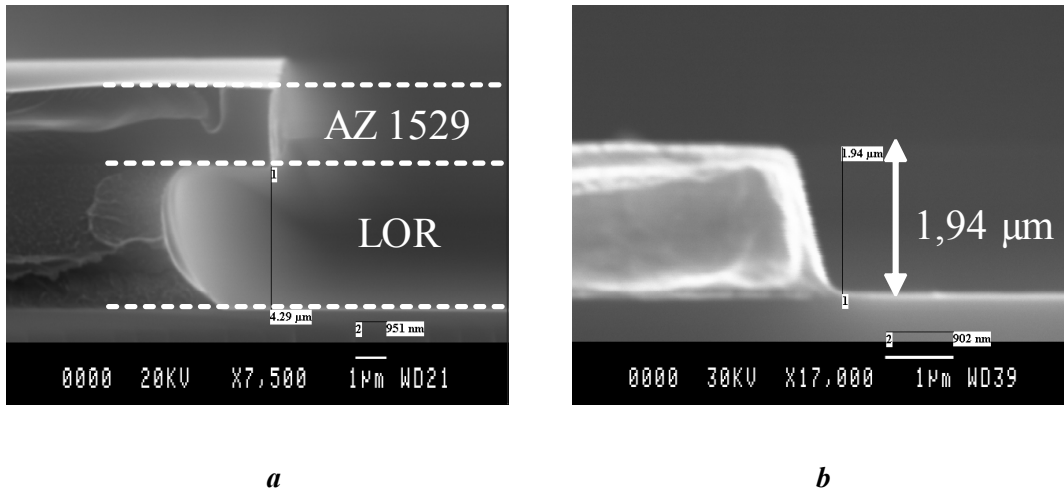
**Figure 8 : Profil de la résine de lift-off AZ5214.**

C'est pour cela que nous avons développé un procédé permettant d'obtenir des épaisseurs de résine conforme aux épaisseurs de métal voulues. Il s'agit en fait d'un double dépôt de résine. Le premier est constitué par une résine spécifique (LOR : lift-off resist) et le second par une résine photosensible classique (AZ1529). La première couche sert à fixer la hauteur de la discontinuité et la seconde permet de générer cette discontinuité et de fixer les cotes du dépôt. La résine spécifique LOR est composée d'un polymère soluble (polydiméthylglutarimide). Son dépôt est obtenu classiquement par centrifugation avec les paramètres suivants :

- dépôt de 3 ml sur la plaquette à l'aide d'une pipette,
- étalement par centrifugation ( $v=1000$  trs/min,  $a=5000$  trs/min/sec,  $t=30$  sec),
- recuit à  $170$  °C pendant 5 min sur plaque chauffante.

Dans ces conditions l'épaisseur de résine est voisine de  $4,3$   $\mu\text{m}$ . Il est possible d'obtenir des épaisseurs plus importantes en réalisant une double couche. La résine photosensible est ensuite structurée classiquement mais sans recuit post-insolation afin de maintenir un flanc vertical. Le développement dans un bain standard de développement (AZ developer) réalise la dissolution de la résine photosensible mais également a également la propriété de graver la résine «LOR» de manière quasi-isotrope. La sous-gravure permet ainsi de réaliser la discontinuité recherchée. La *Figure 9* illustre le profil de résine obtenu ainsi que le dépôt d'or réalisé par

évaporation à travers ce masque de résine. Sur cet exemple l'épaisseur du conducteur en or est proche de  $2\ \mu\text{m}$  avec un angle voisin de  $80^\circ$ .



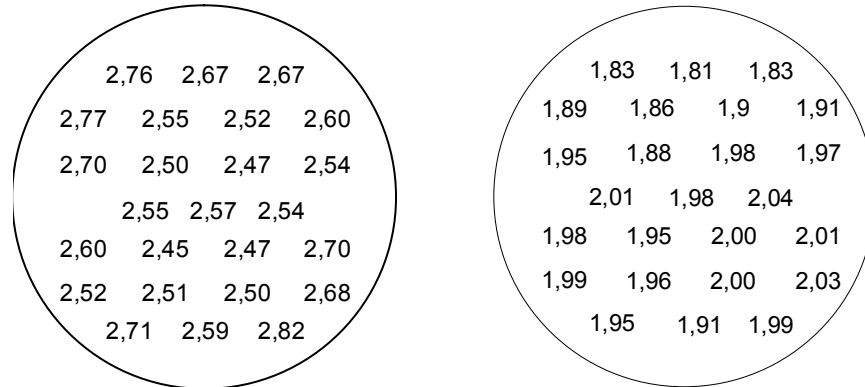
*Figure 9 : a. Profil de la résine de lift-off épais b. Profil d'or par évaporation*

#### **II.4.b. Caractérisation des dépôts**

Nous allons maintenant caractériser les dépôts en relevant les épaisseurs des conducteurs, leurs rugosités ainsi que leurs contraintes.

##### **II.4.b.1. Epaisseurs**

Comme nous l'avons déjà vu précédemment, l'épaisseur des conducteurs doit être supérieure ou égale à  $2\ \mu\text{m}$ . En ce qui concerne l'or électrolytique, les épaisseurs peuvent être très importantes de par le procédé de dépôt en lui-même mais également par la possibilité de fabriquer des moules de résine très épais. En règle générale, nous avons fixé cette épaisseur à  $2,5\ \mu\text{m}$ . En ce qui concerne l'or évaporé l'épaisseur visée est  $2\ \mu\text{m}$  car au-dessus de cette valeur il devient difficile de continuer à déposer le matériau en raison de problème de chauffe à l'intérieur du bâti d'évaporation. Le procédé de fabrication de la résine de lift-off nécessaire au dépôt devient également de plus en plus difficile avec l'augmentation de l'épaisseur (voir paragraphes précédents). La *Figure 10* représente la cartographie des épaisseurs des conducteurs pour l'or électrolytique et l'or évaporé.



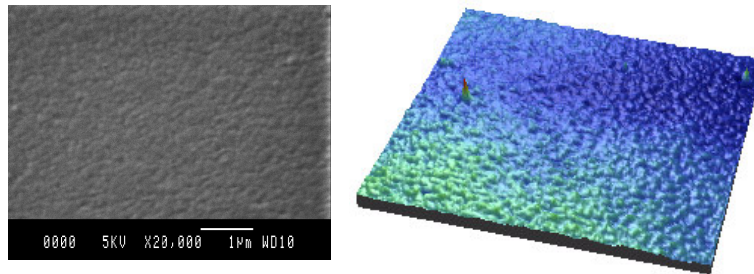
**Figure 10 : Homogénéité du dépôt d'or électrolytique et du dépôt d'or par évaporation.**

Dans les deux cas l'épaisseur est plus importante aux bords de la plaquette qu'au milieu. Les deux dépôts présente quasiment la même homogénéité (15 % pour l'or électrolytique et 12 % pour l'or évaporé). A noter également que les épaisseurs visées (2,5 µm pour l'or électrolytique et 2 µm pour l'or évaporé) sont relativement bien respectées, la précision étant de 10 % dans les deux cas précédents.

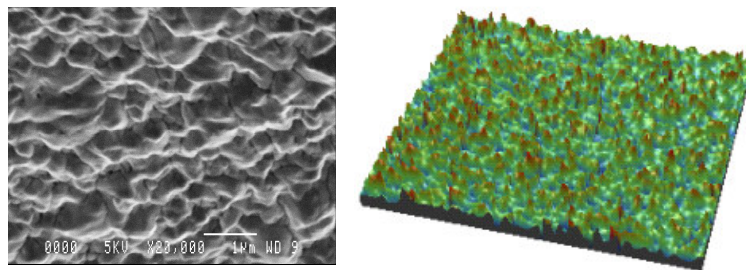
#### **II.4.b.2. Rugosités**

Afin d'avoir une fermeture capacitive de l'interrupteur de bonne qualité, il est indispensable d'avoir une rugosité la plus faible possible <sup>10</sup>. Au regard des rugosités moyennes mesurées au profilomètre optique, nous pouvons conclure que la rugosité de l'or évaporé (5 nm) est environ 6 fois plus faible que celle de l'or électrolytique (30 nm) (*Figure 11* et *Figure 12*). La rugosité de l'or électrolytique gravé est cinq fois supérieure à celle de l'or gravé soit 150 nm (*Figure 13*).

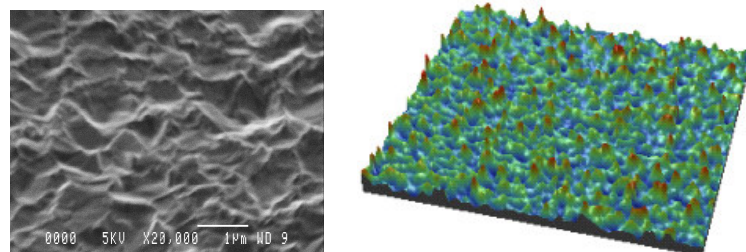




*Figure 11 : Photographie d'or par évaporation.*



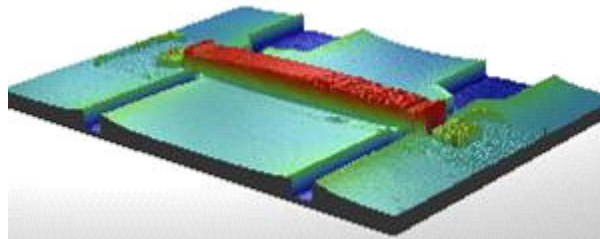
*Figure 12 : Photographie d'or électrolytique.*



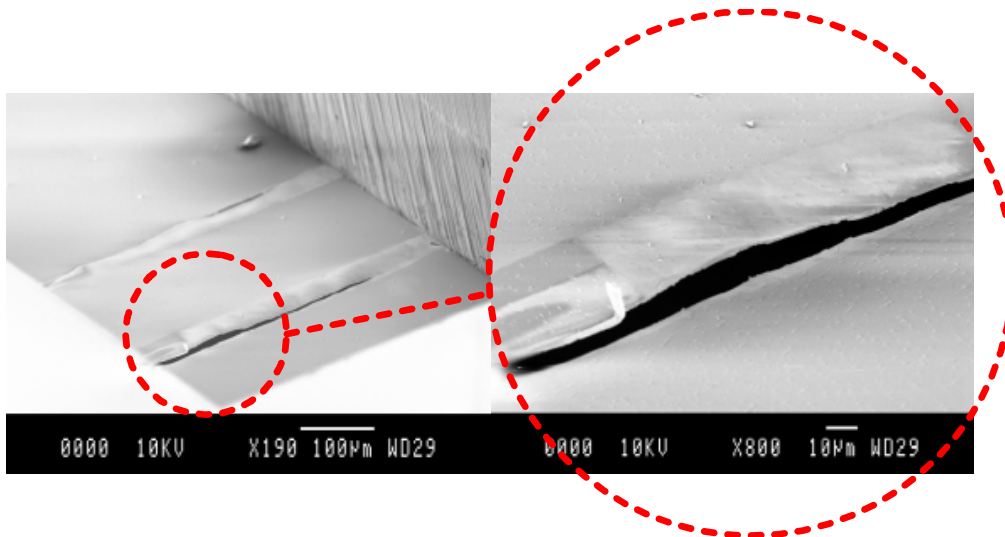
*Figure 13 : Photographie d'or électrolytique gravé.*

### II.4.b.3. Contraintes

Les structures que nous allons fabriquer sont réalisées sur une fine membrane d'épaisseur  $1,4 \mu\text{m}$ . Dans ce cas-là, les contraintes des matériaux reposant sur celle-ci ont une grande importance. En effet, une contrainte trop importante peut entraîner une déformation de la membrane (*Figure 14*) voire sa destruction (*Figure 15*).



*Figure 14: Déformation de la membrane vue au profilomètre optique.*



*Figure 15 : Déchirure de la membrane au niveau des lignes (vue de dessous).*

Les contraintes ont été mesurées sur plaquette entière par la méthode du rayon de courbure. Nous avons trouvé une contrainte entre 5 et 10 MPa pour l'or électrolytique et 100 MPa pour l'or évaporé.

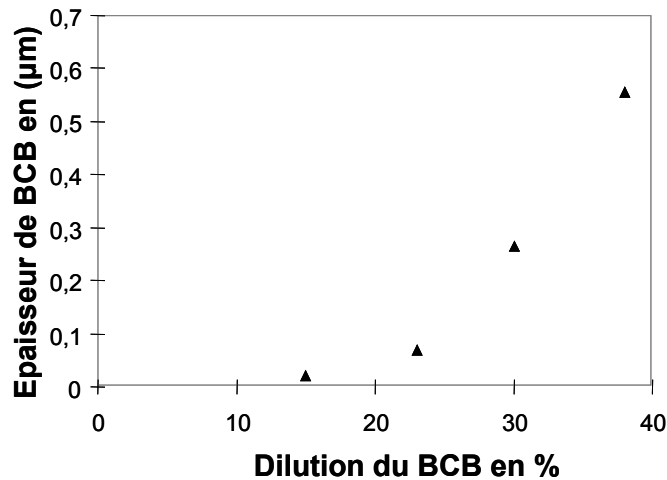
## II.5. DIELECTRIQUE

Afin d'obtenir un court-circuit capacitif aux hautes fréquences et d'éviter tout court-circuit de la tension continue appliquée pour faire fléchir les ponts, une couche diélectrique entre le pont et le conducteur central de la ligne est nécessaire. Le procédé technologique doit être basse température ( $<350\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) à cause des lignes coplanaires en or. Il est également indispensable de déposer une couche de titane ( $500\text{ \AA}$ ) afin d'augmenter l'adhésion du diélectrique sur la ligne et de prévenir toute migration de l'or durant les étapes suivantes, ce qui pourrait dégrader les caractéristiques du diélectrique. Aux débuts de nos travaux, nous ne disposions pas au laboratoire de moyens permettant de déposer des diélectriques minéraux dans un procédé basse température. Nous avons donc continué les travaux déjà initiés à savoir l'utilisation d'un diélectrique minéral, le BCB. Puis, avec l'arrivée d'un bâti PECVD, il nous a été permis de déposer du nitrure à basse température. Nous allons détailler dans les paragraphes suivants les avantages et les inconvénients de ces deux diélectriques.

### II.5.a. Diélectrique organique : BCB (Benzocyclobutène)

Nous utilisons un polymère BCB de type 4024-40. Sa constante diélectrique de 2,65 est faible et proche de la permittivité relative effective de la ligne coplanaire. Par conséquent, l'utilisation du BCB ne doit quasiment pas avoir d'impact sur la permittivité de la ligne. Sa tangente de perte est également très attractive (0,002 à 10 GHz)<sup>11</sup>.

Nous avons donc étudié les conditions de dépôt des faibles épaisseurs envisageables avec le BCB 4024-40. La *Figure 16* présente les différentes épaisseurs de polymère obtenues suivant sa dilution.

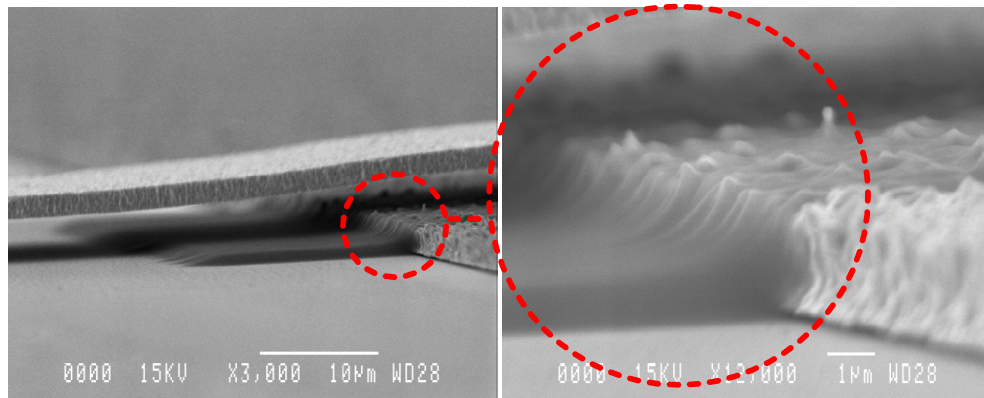


*Figure 16 : Epaisseur du polymère BCB en fonction de sa dilution.*

Dans notre cas, nous avons opté pour une épaisseur de 0,5 µm afin que la tension de claquage du BCB ( $E = 3 \cdot 10^6$  V/cm, soit  $V_{\text{claquage}} = 150\text{V}$  pour 0,5µm de BCB) soit très supérieure à la tension d'actionnement des ponts. Cette épaisseur doit également être suffisamment fine de manière à ce que la capacité à l'état bas soit la plus grande possible. Une épaisseur de 0,5 µm constitue alors un bon compromis et correspond à une dilution de 38%.

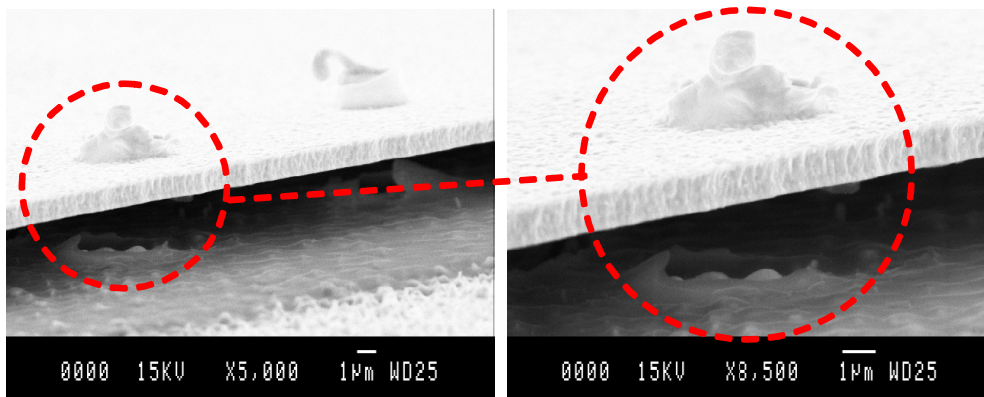
Le déroulement du dépôt et de l'insolation du BCB sous les ponts comporte plusieurs étapes :

- étalement à la tournette de 3 ml d'une solution composée de 3 ml de promoteur d'adhérence AP 8000 et de 500 ml d'eau dé-ionisée,
- dépôt de 5 ml de BCB dilué à 38 % ( $v=5000$  trs/min,  $a=5000$  trs/min/sec,  $t=30$  sec, capot de la tournette fermé),
- pré-recuit pendant 60 secondes à 90°C sur plaque chauffante,
- insolation avec une puissance de 800mJ/cm<sup>2</sup> pendant 20 secondes,
- développement dans un bain de DS 3000 pendant 4 minutes à une température comprise entre 35 et 38°C,
- post-recuit pendant 60 sec à une température de 80°C sur plaque chauffante,
- polymérisation du BCB par un recuit 'hardcure' à 250°C dans four spécifique.



*Figure 17 : Dépôt de BCB sur or électrolytique.*

Comme nous le constatons sur la *Figure 17*, le dépôt de BCB n'est pas conforme. En effet, la rugosité de l'or électrolytique étant dans ce cas la très mauvaise, nous pouvons voir que certains pics sont recouverts de très peu de diélectrique ce qui ultérieurement peut causer un claquage de ce dernier et une destruction du pont comme nous pouvons le voir sur la *Figure 18*.

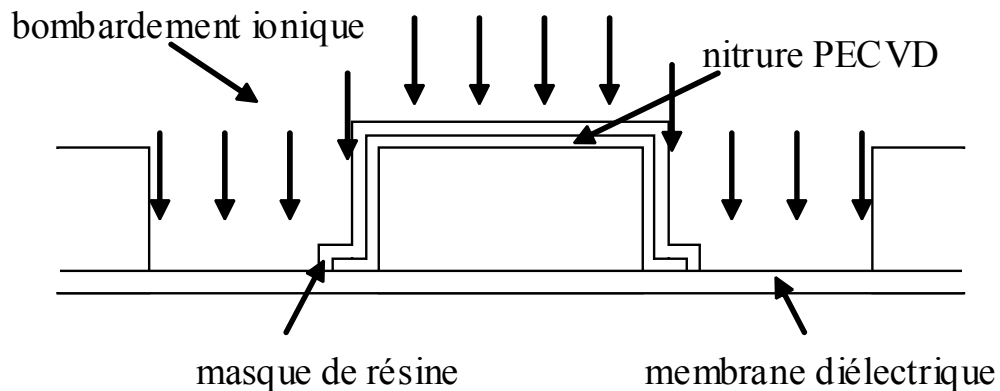


*Figure 18 : Claquage du BCB.*

### II.5.b. Diélectrique minéral : Nitrure PECVD<sup>12</sup>

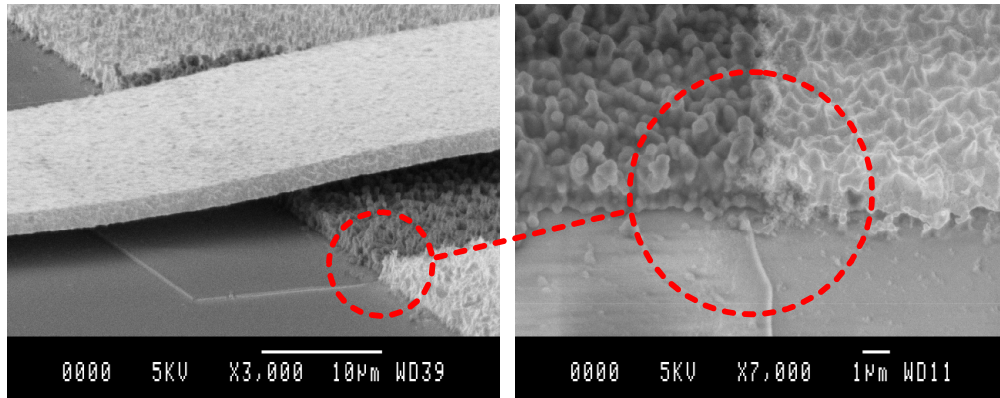
Le nitrure utilisé comme isolant sous le pont ne peut être déposé par LPCVD comme celui de la membrane car c'est un procédé haute température (750 °C) qui endommagerait les conducteurs en or. C'est pour cela que nous avons opté pour un dépôt à 300 °C assisté par plasma. Le principe du dépôt de nitrure en phase vapeur assisté par plasma est le suivant. Le nitrure est obtenu par le mélange de silane ( $\text{SiH}_4$  : 35 sccm) et d'ammoniaque ( $\text{NH}_3$  : 15 sccm) et

d'azote ( $N_2$  : 1960 sccm). Ce mélange est porté à 300 °C et les molécules sont dissociées par un plasma basse fréquence dans notre cas. La vitesse de dépôt du nitrure est de 1448 Å/min. Pour notre procédé, l'épaisseur de nitrure déposée est de 2500 Å soit un temps de dépôt de 1 min 43 secs. Pour des raisons de compatibilités technologiques, la gravure de cette couche de nitrure doit se faire par gravure ionique réactive<sup>13</sup>. Pour une épaisseur de 2500 Å, le temps de gravure est de 6 min soit une vitesse de gravure de 416 Å par minute. Il est important de prévoir un test d'arrêt de la gravure sur la plaquette car si on grave plus longtemps qu'il ne faut, on peut également commencer à graver le nitrure de la membrane accessible par l'intermédiaire des fentes des lignes coplanaires (*Figure 19*).



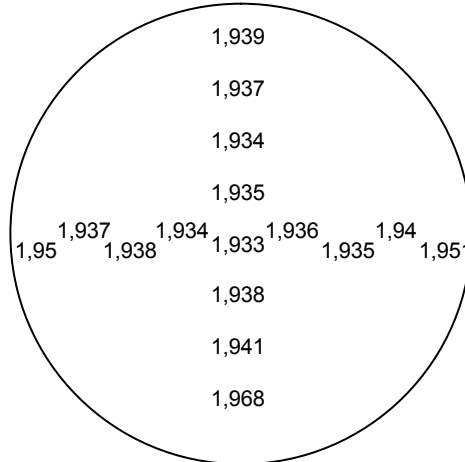
*Figure 19 : Gravure RIE du nitrure PECVD.*

Contrairement au BCB, le dépôt du nitrure est conforme. Même avec une surface très rugueuse, nous pouvons voir que la totalité des pics est recouverte par le diélectrique (*Figure 20*).



**Figure 20 : Dépôt de nitrure PECVD sur or électrolytique.**

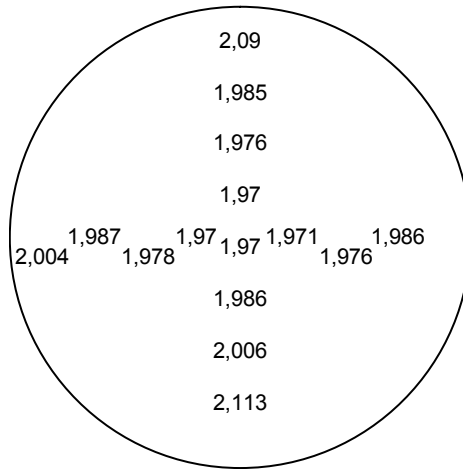
Afin d'évaluer la qualité du diélectrique réalisé, nous avons mesuré l'indice optique de ce dernier (*Figure 21*) sur l'ensemble de la plaquette. L'uniformité est bonne et la valeur de l'indice proche de 1,94. La valeur du nitrure stœchiométrique est égale à 2. La différence constatée sur le nitrure obtenu par PECVD peut s'expliquer par une présence d'hydrogène dans la couche et/ou la présence de lacunes dans la structure.



**Figure 21 : Homogénéité de l'indice du nitrure PECVD.**

Afin de valider l'hypothèse de la présence d'hydrogène, un recuit a été réalisé à 600 °C sur des dépôts obtenus sur silicium. En effet, à partir de cette température, il y a une désorption de l'hydrogène. La *Figure 22* présente les résultats obtenus sur l'indice après une heure de recuit à 600 °C.

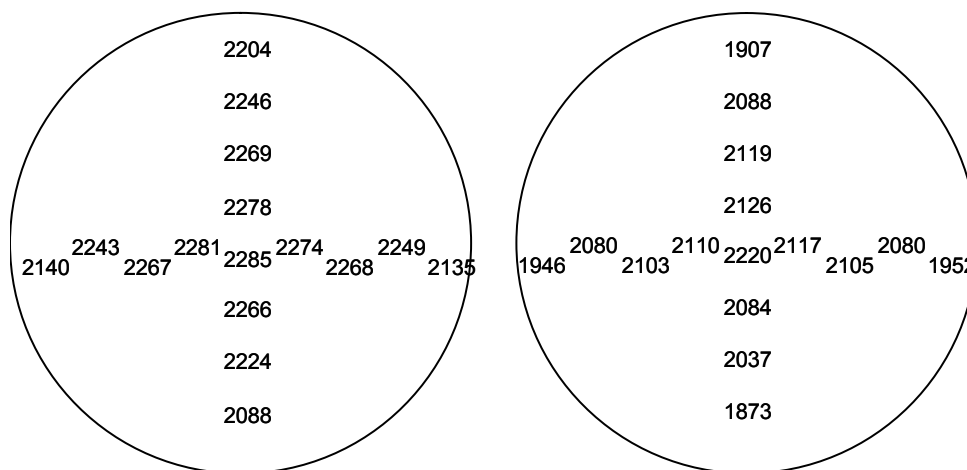




**Figure 22 : Homogénéité de l'indice du nitrure PECVD après recuit à 600 °C pendant une heure.**

L'évolution de l'épaisseur est donnée sur la *Figure* . Outre une légère diminution de l'épaisseur de l'ordre de 10 %, nous relevons une augmentation de l'indice optique de 1,97 au centre jusqu'à 2 sur les bords. La diminution de l'épaisseur couplée à l'augmentation de l'indice optique permet de conclure à la présence initiale d'hydrogène dans la couche. Toutefois, l'indice inférieur à 2 (1,97) au centre de la plaquette laisse penser à la présence de lacunes dans la structure même du nitrure.

Sur la *Figure 23*, nous avons représenté les épaisseurs de nitrure sur une plaquette directement après le dépôt et après un recuit à 600 °C pendant une heure.



**Figure 23 : Homogénéité de l'épaisseur du nitrure PECVD après dépôt et après recuit à 600 °C pendant une heure.**



L'épaisseur de nitrure diminue lorsqu'on se rapproche des bords de la plaquette mais l'écart maximal ne dépasse pas 8,6% (2,7 %) si on enlève une couronne de 1 cm (2 cm) sur les bords de la plaquette.

## II.6. PONT

Tout d'abord, afin de fixer la hauteur du pont, il est indispensable de réaliser une couche sacrificielle qui sera éliminée une fois le pont structuré.

### II.6.a. Couche sacrificielle

Tout d'abord, pour obtenir de bonnes performances du micro-commutateur, il est indispensable de trouver un bon compromis sur la hauteur du pont et par conséquent l'épaisseur de la couche sacrificielle déposée. En effet, une hauteur de pont importante correspond à des faibles pertes en transmission alors qu'une hauteur de pont faible correspond à une faible tension d'activation. Les travaux antérieurs ont montré qu'une hauteur de pont de 3  $\mu\text{m}$  était un bon compromis. Donc la technique utilisée pour la couche sacrificielle doit rentrer dans cette gamme d'épaisseur qui est une relativement importante pour un procédé commun de micro électronique.

Mais le principal problème en ce qui concerne le choix du matériau est la compatibilité technologique entre le procédé de la couche sacrificielle et le procédé global du micro-commutateur <sup>14</sup>. En effet, ce procédé doit être basse température (<350 °C) à cause des lignes coplanaires en or. De plus, le dépôt du pont métallique sur la couche sacrificielle doit assurer un bon recouvrement afin d'augmenter la reproductibilité mécanique. Un autre point important est la sélectivité de gravure entre la couche sacrificielle et les autres couches déjà déposées. Cette étape de gravure doit aussi garantir au pont de bonnes et reproductibles caractéristiques mécaniques.

Pour toutes ces raisons, nous avons choisi d'utiliser de la résine photosensible AZ1529 comme couche sacrificielle. Ce matériau est très bien connu et très facile d'usage.

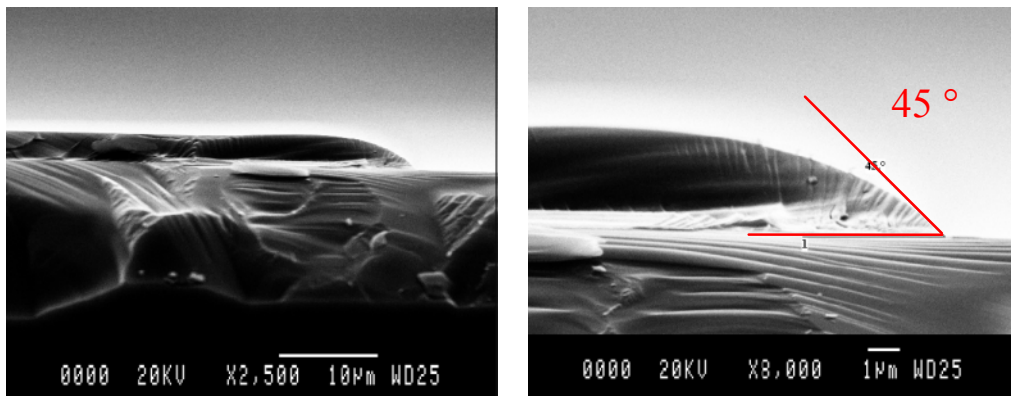
Le dépôt de la résine photosensible est obtenu avec les paramètres suivants :

- étalement par centrifugation ( $v=4000$  trs/min,  $a=5000$  trs/min/sec,  $t=30$  sec) capot de la tournette ouvert,
- pré-recuit à 105 °C pendant 1 min,
- insolation et révélation,
- post-recuit.

Le poste-recuit grâce au fluage de la résine doit garantir tout d’abord une transition douce afin d’obtenir un bon recouvrement métallique au passage de la marche. Ce recuit doit par ailleurs être suffisant pour permettre la réalisation des étapes suivantes.

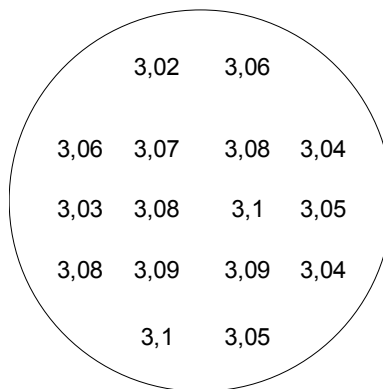
**II.6.a.1. Post-recuit à 115 °C pendant 2 min 30 sec <sup>1</sup>**

Le profil de résine obtenu avec ce recuit est présenté sur la *Figure 24*. Le profil est arrondi et la pente à l’origine est proche de 45 ° ce qui garantit un bon recouvrement de la couche métallique.



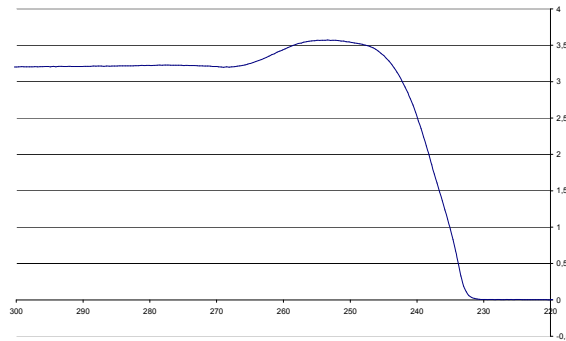
*Figure 24 : Profil de la résine recuite à 115 °C pendant 2 minutes 30 sec.*

L’épaisseur est voisine de 3 µm avec une homogénéité sur la plaque meilleure que 4 % (*Figure 25*).



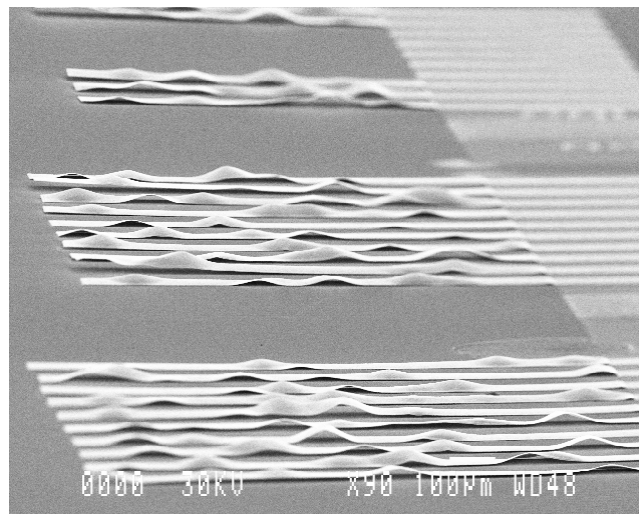
*Figure 25 : Homogénéité d’épaisseur de la résine recuite à 115 °C pendant 2 minutes 30 secondes.*

Il existe par ailleurs une légère surépaisseur de la résine ( $\sim 0,3 \mu\text{m}$ ) sur les bords de la marche (*Figure 26*). Cette surépaisseur est générée sur  $20 \mu\text{m}$  de long environ. La rugosité moyenne de la résine est de  $9 \text{ \AA}$ .



**Figure 26 :** Profil relevé au profilomètre mécanique de la résine recuite a. à  $115 \text{ }^\circ\text{C}$  b. à  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ .

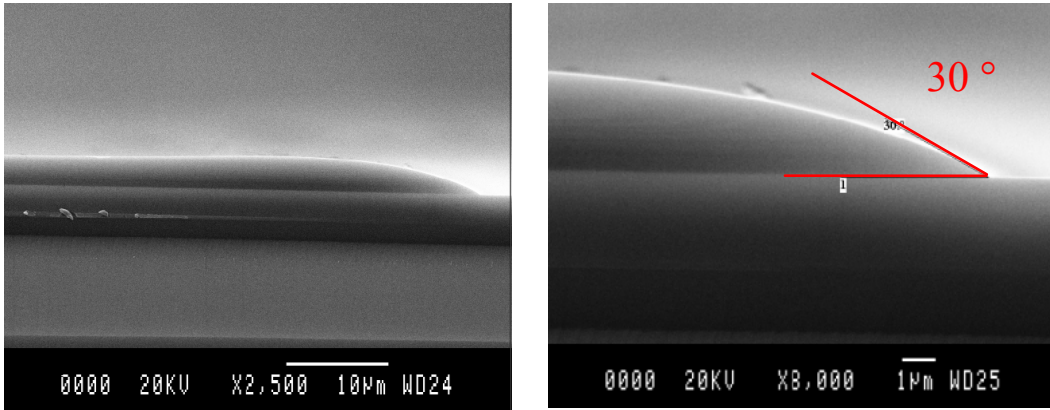
Lors des étapes thermiques ultérieures il existe un problème de dégazage de la résine comme l'illustre la *Figure 27*, ce qui déforme les structures. La minimisation de la température des étapes ultérieures n'a pas permis de résoudre complètement ce problème. C'est pourquoi nous avons modifié le post-recuit.



**Figure 27 :** Détérioration de poutre due au dégazage de la couche sacrificielle.

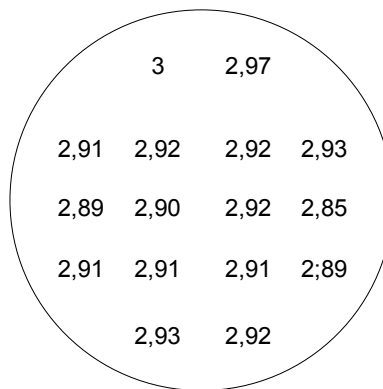
### II.6.a.2. Post-recuit à 150 °C pendant 1 min

L'augmentation de la température de recuit à 150 °C a permis de supprimer le problème de dégazage <sup>15</sup>. Le nouveau profil de résine obtenu est présenté sur la *Figure 28*. La pente à l'origine a légèrement diminuée (30 °).



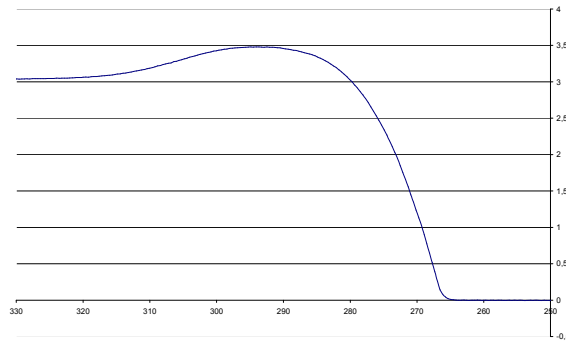
*Figure 28 : Profil de la résine recuite à 150°C pendant 1 minute.*

On note également une légère diminution de l'épaisseur de l'ordre de 7 % liée à une plus grande évaporation de solvants avec une uniformité sur la plaquette inchangée (< 4 %) (*Figure 29*).



*Figure 29 : Homogénéité d'épaisseur de la résine recuite à 150 °C pendant 1 minute.*

Nous constatons également une modification du profil en bord de marche (*Figure 30*). La surépaisseur est légèrement augmentée (0,5 μm) mais s'étale sur une plus grande distance (~ 30 μm). La rugosité est inchangée (9 Å).



**Figure 30 : Profil relevé au profilomètre mécanique de la résine recuite à 150 °C.**

## **II.6.b. Fabrication du pont**

### **II.6.b.1. Contraintes**

La maîtrise de la forme du pont après la suppression de la couche sacrificielle implique le contrôle des contraintes dans les couches constituant le pont (c chapitre III). Afin de limiter cette déformation initiale du pont, il est nécessaire de minimiser le gradient de contrainte et la contrainte moyenne dans le pont <sup>16</sup>. Pour cela l'idéal est de réaliser le pont avec un matériau homogène de faible contrainte. L'or électrolytique est un bon candidat car sa contrainte est faible (5 à 10 MPa. Cf page 19).

Il est néanmoins nécessaire de déposer au préalable une fine couche d'or évaporé qui servira de base de croissance de l'or électrolytique. L'épaisseur de cette couche doit être suffisamment fine pour limiter le gradient de contrainte, mais suffisamment épaisse pour garantir la continuité électrique au niveau de la marche de résine. Une épaisseur de 0,2  $\mu\text{m}$  a été choisie car elle présente un bon compromis. Elle est en effet environ dix fois plus faible que la couche d'or structurale électrolytique des structures réalisées et est suffisamment « épaisse pour suivre le profil de résine sans risque de cassure.

La contrainte de l'or évaporé a été précédemment mesuré (cf page 14) à un niveau de 100 MPa mais pour un dépôt sur silicium. Ici le dépôt se fait sur de la résine qui modifie d'une part l'interface du dépôt mais également les conditions du dépôt par la présence de la résine dans le bâti d'évaporation. Afin d'évaluer la contrainte dans l'or évaporé dans ces conditions nous avons réalisé un dépôt d'or sur une plaque de silicium préalablement enduite de résine et ayant subi le même traitement que le procédé de fabrication des ponts. La mesure du rayon de courbure de la

plaque avant et après dépôt a ainsi permis d'évaluer la contrainte à 25 MPa. Néanmoins des études plus récentes ont montré que cette technique de mesure n'était pas fiable car la contrainte dans la résine peut se relaxer. L'analyse de déformations de poutres constituées d'or évaporé et électrodéposé ont récemment montré que la contrainte dans l'or évaporé était plutôt compressive ( $\sim -20$  MPa).

### II.6.b.2. Structuration du pont

Lorsque les deux couches sont déposées, il faut photograver les ponts. Cette étape est une étape de photolithographie classique avec la résine AZ1529. La gravure s'effectue dans un bain d'attaque composé d'eau désionisée (H<sub>2</sub>O : 40 vol), d'iodure de potassium (KI : 10 vol) et d'iode bisublimée (I<sub>2</sub> : 3 vol). Afin d'améliorer la vitesse de l'attaque il est conseillé de porter la température du bain à 40 °C. Le temps d'attaque est alors de 1  $\mu$ m par minute.

### II.6.b.3. Rugosité

Nous avons vu dans le paragraphe traitant des lignes coplanaires que la rugosité des conducteurs était très importante en terme de performance micro-onde. Il en est donc de même pour la surface directement en regard avec ces conducteurs c'est-à-dire le dessous du pont.

Une solution pour évaluer cette rugosité consiste à mesurer la rugosité de la couche sacrificielle. Pour cela, nous avons remesurer les rugosités de l'or électrolytique et de l'or par évaporation ainsi que celle de la résine déposée sur ces deux métaux et ayant subie le procédé de recuit à 150 °C. Pour une comparaison plus fiable les mesures ont été effectuées sur la même plaque avant et après le dépôt de la résine. Les résultats des mesures sont consignés dans le *Tableau 2*.

	Ra (nm)
Or par évaporation	1
Or par évaporation + résine	2,8
Or électrolytique	7,2
Or électrolytique + résine	49,4

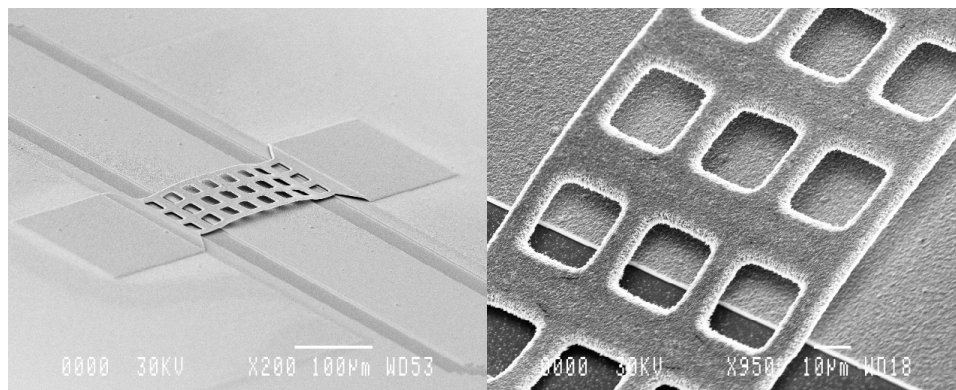
*Tableau 2 : Rugosité moyenne.*

Comme nous pouvons le constater le fait de déposer la résine sur l'or augmente la rugosité de la surface. Le dépôt à la tournette de la résine est sans doute à l'origine de ces résultats. Les rugosités moyennes présentées dans le tableau sont inférieures à celles mesurées précédemment. Ce phénomène est plus visible pour l'or électrolytique. Ceci peut s'expliquer par le fait que la concentration des lignes de courant est plus importante dans les moules de résine les plus étroits correspondant aux conducteurs centraux les moins larges. En effet, les rugosités du *Tableau 2* ont été mesurées sur des dépôts pleine plaque ce qui évite tout effets de bord dus à la présence de discontinuité.

### II.6.c. Libération du pont

Lorsque les ponts sont fabriqués, il faut supprimer la couche sacrificielle afin de les libérer. La première solution est l'utilisation de solvants. Cette étape est relativement rapide. En effet pour des ponts d'environ 40  $\mu\text{m}$  de largeur, cela prend 15 minutes environ si cette étape est réalisée au bon moment dans le procédé global.

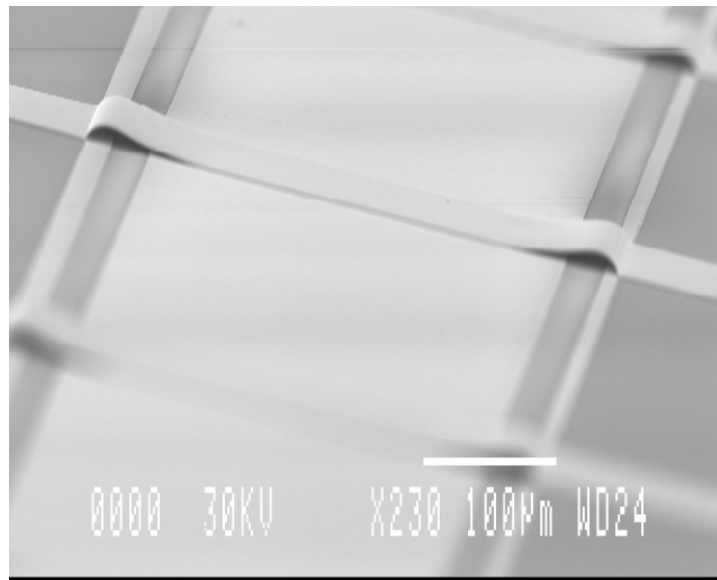
Nous commençons à graver la résine à l'acétone chaud (environ 50°C). Cette étape n'est pas suffisante pour enlever totalement la résine car il reste une fine pellicule en surface que seul l'AZ 100 Remover chauffé entre 80 et 100 °C permet d'éliminer. Il ne faut pas monter trop haut en température (>120 °C) pour éviter la déformation des ponts par fluage de l'or. Une solution envisageable afin de faciliter la gravure de la résine sous le pont est la fabrication de trous dans la membrane actionnable<sup>17</sup> (*Figure 31*).



**Figure 31 : Ponts troués afin de faciliter la gravure de la couche sacrificielle.**



Le plus important problème est du au séchage des structures. En effet, si la raideur mécanique du pont est trop faible le pont va se coller par force de capillarité <sup>18</sup> (*Figure 32*). En utilisant un procédé optimisé et différents solvants, il est possible de libérer, sans collage, des ponts avec une raideur assez faible correspondant à une tension d'activation de l'ordre de 25 volts. Lorsque les ponts sont totalement libérés nous laissons retomber le bain à température ambiante. Puis nous remplaçons l'AZ 100 Removeur par de l'acétone. Cet acétone est remplacé par du trichloréthylène que nous faisons monter en température jusqu'à 60 °C. Dès que l'ébullition du bain commence nous retirons la plaque afin que le trichloréthylène s'évapore <sup>19</sup>.



**Figure 32 : Ponts libérés par solvants.**

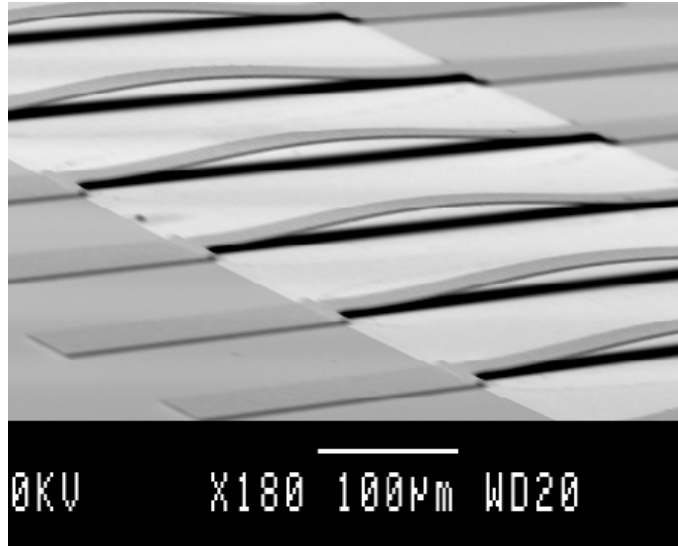
La seconde solution utilise un plasma oxygène. Le bâti utilisé est un bâti de gravure ionique réactive. Les conditions de gravure sont les suivantes :

- gaz : O<sub>2</sub>
- puissance incidente : ~ 300 W
- puissance réfléchi : ≤ 5 W
- durée : 1 h

La vitesse de gravure est nettement plus faible avec ce type de procédé (4 fois) et nécessite ainsi des temps de gravure de plusieurs heures si le pont est assez large et ne présente pas de trous



d'accès. De plus, nous observons après libération des ponts une déflexion allant jusqu'à  $10\ \mu\text{m}$  (*Figure 33*).



*Figure 33 : Libération de ponts au plasma oxygène.*

Une analyse SIMS (Secondary Ion Mass Spectrometry) a permis de montrer que le taux d'oxygène à la surface du pont était 50 fois plus importante après la gravure plasma oxygène (*Figure 34 et Figure 35*). Ce phénomène peut entraîner un gradient de contrainte à l'origine de la déformation excessive des ponts. Il a été également remarqué un échauffement excessif des plaques pendant la gravure plasma oxygène, évalué à  $150\ ^\circ\text{C}$  de manière totalement qualitative. Des simulations ont montré que cette température excessive pouvait provoquer des déformations thermomécaniques irréversibles à cause de la plasticité de l'or<sup>20</sup>.

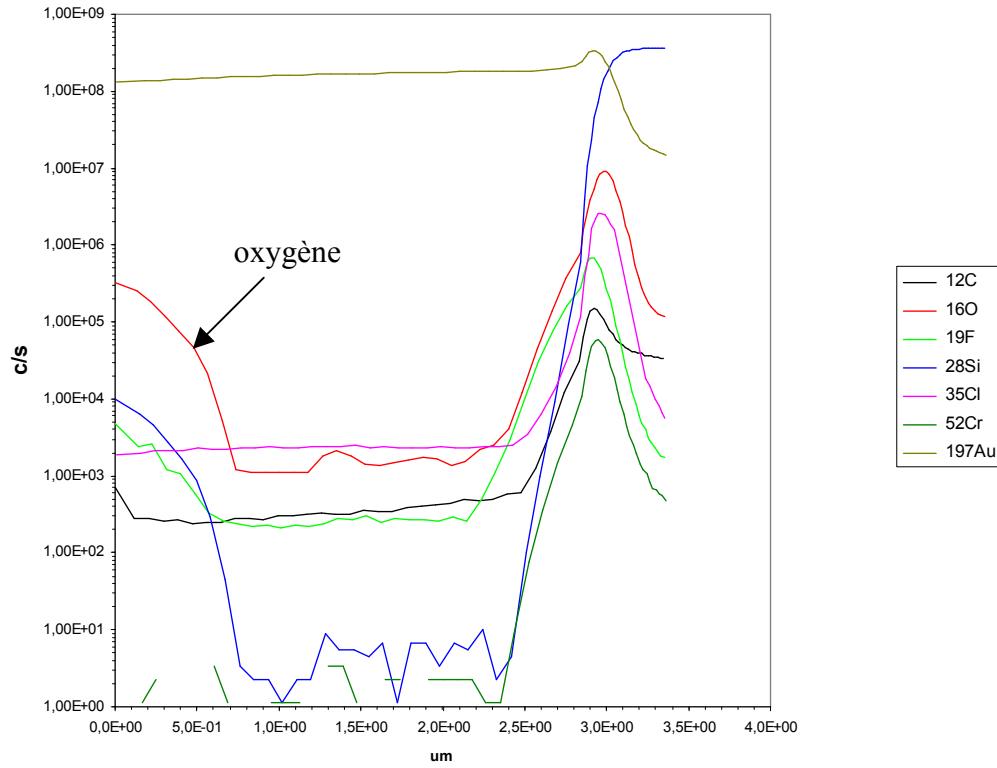


Figure 34 : Analyse SIMS d'un échantillon d'or électrolytique après gravure au plasma oxygène.

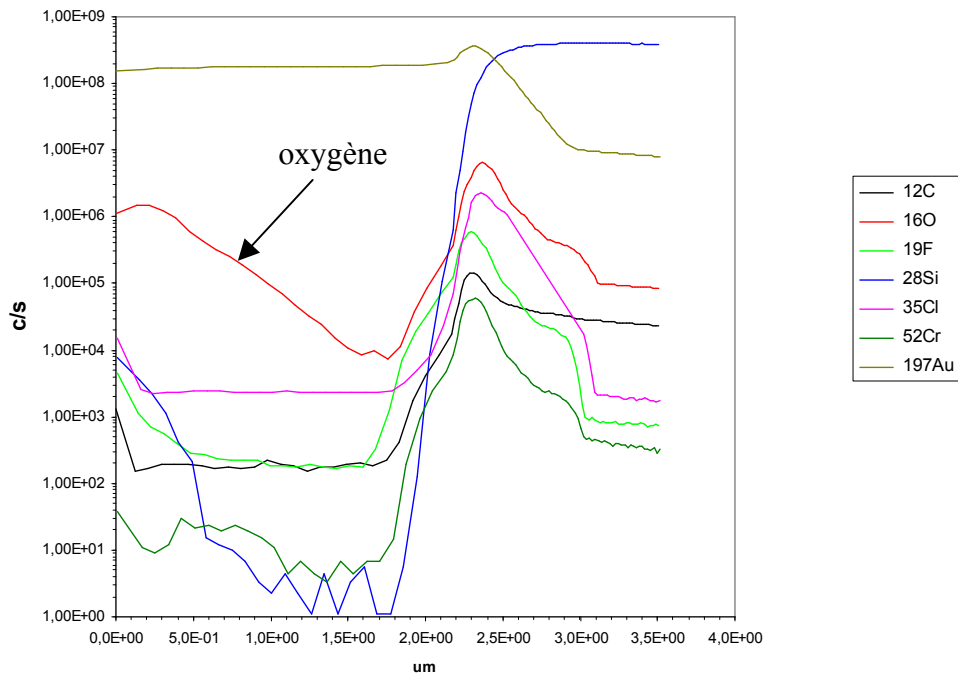


Figure 35 : Analyse SIMS d'un échantillon d'or électrolytique après gravure au plasma oxygène.

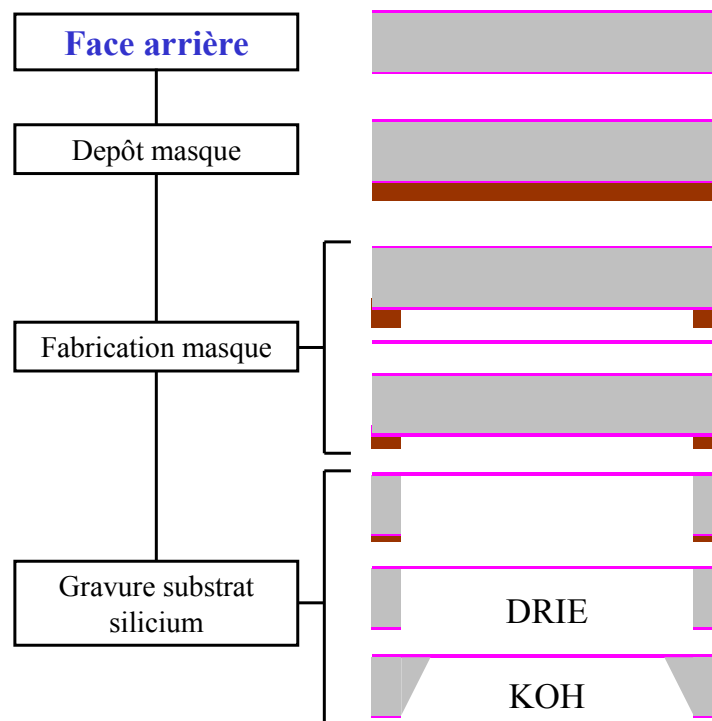
Afin de limiter l'échauffement du pont lors du procédé de gravure plasma, nous avons réalisé des gravures séquentielles. Les premiers résultats ont montré qu'il était ainsi possible des ponts quasiment plats avec ce type de procédé. Mais des études complémentaires sont nécessaires pour statuer sur l'origine de ce problème.

Une troisième solution est actuellement en cours de développement à savoir le séchage des structures par CO<sub>2</sub> supercritique <sup>21</sup>. Il est aussi envisageable de déposer des couches anti-stiction.

### III. PROCÉDES TECHNOLOGIQUES DE LA FACE INFÉRIEURE

#### III.1. INTRODUCTION

Les différentes étapes technologiques qui permettent de libérer la membrane diélectrique sont présentées sur la *Figure 36*. Un masque de protection est structuré afin de réaliser la gravure localisée du silicium par des techniques sèches ou humides. Nous avons à notre disposition deux solutions, une solution humide avec la gravure par hydroxyde de potassium (KOH) et une solution sèche par gravure ionique profonde (DRIE).



*Figure 36 : Procédé face arrière.*

### III.2. FABRICATION DU MASQUE

La première étape consiste à réaliser le masque nécessaire à la gravure locale du silicium. La contrainte essentielle est la sélectivité entre la gravure de ce masque et la gravure du silicium afin d'obtenir un masquage suffisant.

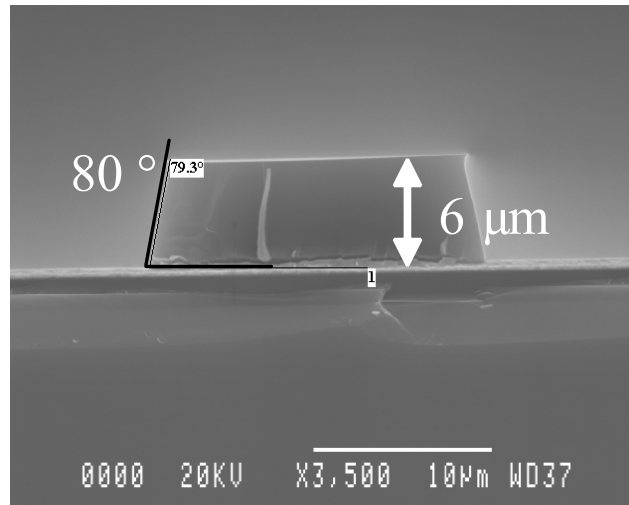
#### III.2.a. Gravure KOH <sup>22</sup>

En ce qui concerne la gravure par KOH, les couches de diélectrique utilisées pour la membrane sont capables de jouer ce rôle. En effet, la sélectivité de gravure entre le nitrure de la membrane et le silicium dans le bain de KOH est assez élevée. Pour une concentration de KOH à 10 mol à une température de 80 °C, la vitesse de gravure du silicium est de 90 µm par heure alors que celle du nitrure est de 400 Å/h.

Le masque en nitrure/oxyde est structuré par gravure RIE dans un bâti Alcatel GIR 100 avec détection de fin d'attaque par interférométrie Laser HeNe avec les paramètres suivants :

- gaz CF<sub>4</sub> (50sscm)
- pression : 200 mtorr
- polarisation continue : 220 V
- puissance RF : 80 W
- durée : 35 min

Un masque de résine photosensible (AZ 4562) de 6 µm d'épaisseur est utilisé. Le temps de gravure de la membrane diélectrique est de 1 h 30 min (*Figure 37*).



*Figure 37 : Profil de la résine AZ4562.*

### III.2.b. Gravure DRIE <sup>23</sup>

En ce qui concerne la gravure par DRIE, les couches de diélectrique constituant la membrane ne sont pas suffisantes pour assurer la protection du silicium. Il est donc nécessaire de fabriquer un autre masque.

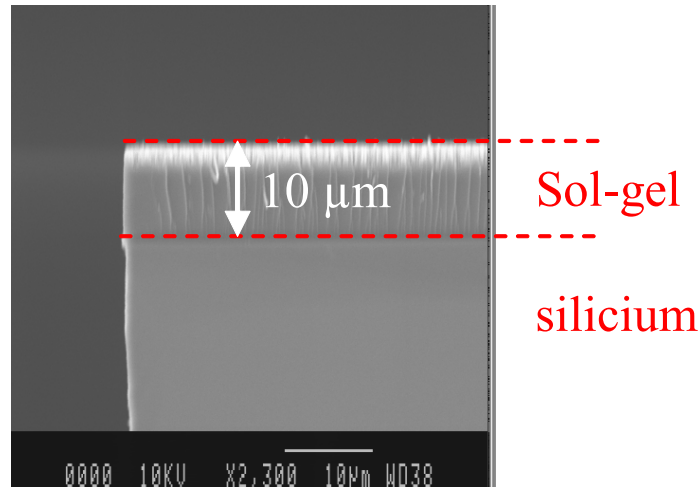
#### III.2.b.1 Sol-gel

La première solution étudiée consiste à réaliser un masque en sol-gel. Ce matériau photosensible est un nano-composite composé de silicium, zirconium et composés organiques. Le procédé de réalisation est le suivant :

- enduction à la tournette capot fermé ( $v=750\text{tr/min}$ ,  $a=5000\text{tr/min/sec}$ ,  $t=4\text{sec}$ ),
- étuvage 80 °C pendant 30min,
- insolation,
- révélation buthanol, et rinçage à l'isopropanol,
- insolation pour polymérisation du sol-gel

Dans ces conditions l'épaisseur obtenue est voisine de 10  $\mu\text{m}$ . L'avantage du sol-gel est sa très bonne tenue à la gravure RIE. Il sert ainsi au masquage pour la gravure de la membrane puis pour la gravure du silicium. Il est possible de graver des plaquettes de silicium de 525  $\mu\text{m}$

d'épaisseur sans diminution notable de l'épaisseur de sol-gel (*Figure 38*). L'inconvénient de ce procédé est qu'il est très difficile d'enlever le sol-gel une fois que celui-ci ait été bombardé par RIE. Dans notre cas cet inconvénient n'est pas très important.



*Figure 38 : Profil d'une couche de sol-gel.*

### III.2.b.2 Résine AZ 4562

La seconde solution étudiée consiste à utiliser un masque de résine AZ 4562 d'épaisseur 10  $\mu\text{m}$ . Pour cela le procédé technologique classique a été légèrement modifié :

- étalement par centrifugation ( $v=2000$  trs/min,  $a=5000$  trs/min/sec,  $t=30$  sec) capot de la tournette ouvert,
- pré-recuit à  $115$  °C pendant 2 min,
- insolation et révélation,

Cette solution permet de graver avec ce masque la membrane diélectrique et environ 350  $\mu\text{m}$  de silicium. Pour des plaquettes de 400  $\mu\text{m}$ , le reste de la gravure peut-être réalisé avec la membrane comme masquage. En effet la sélectivité de gravure entre le silicium et l'oxyde est proche de 100 et celle du nitrure voisine de 30. La membrane permet ainsi d'assurer le masquage pour 100  $\mu\text{m}$  de silicium gravé.

### III.3. PROTECTION DE LA FACE SUPERIEURE

La présence des micro-commutateurs sur la face supérieure nécessite de protéger cette face lors de la gravure du silicium qui permet de libérer la membrane diélectrique. Suivant la technique de gravure le type de protection utilisé diffère.

#### III.3.a. Gravure KOH

Pour la gravure KOH, il est indispensable que la face supérieure ne soit pas en contact avec le bain de gravure car celui-ci graverait la résine sacrificielle puis la couche de titane qui sert d'accrochage métallique.

Pour éviter ce problème, il est possible d'utiliser un support spécial hermétique comprenant un joint d'étanchéité. Néanmoins, les contraintes mécaniques générées par le serrage du support peuvent entraîner la destruction des membranes de grande dimension.

Une autre possibilité évaluée consiste à coller la plaquette de silicium avec une cire haute température (160 °C) sur une plaquette de Pyrex. Mais le procédé haute température utilisé et les contraintes générées par la cire peuvent également entraîner la destruction des membranes.

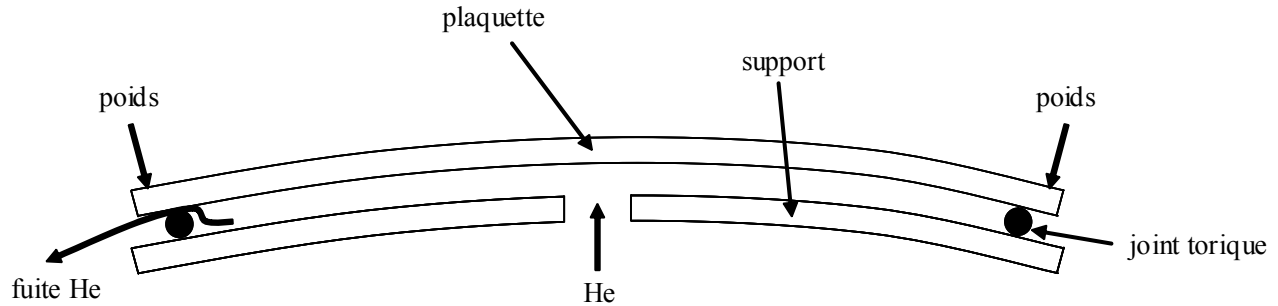
Une autre solution a été étudiée récemment et consiste à utiliser une couche sacrificielle en résine recouverte de métal.

Néanmoins toutes ces solutions souffrent du même problème. Si l'une des membranes venait à casser, la solution de KOH pourrait atteindre la face supérieure de la plaquette et endommager les couches présentes.

#### III.3.b. Gravure DRIE

Pour la gravure DRIE, il n'est pas nécessaire d'avoir le même type de protection. En effet, la gravure est directive et la face supérieure n'est pas affectée par le procédé de gravure. La problématique de protection de la face supérieure est ici liée au procédé de report et de maintien de la plaquette dans le bâti de gravure.

Un schéma du support présent dans le bâti est présenté sur la *Figure 39*.



*Figure 39 : Schéma du support présent dans le bâti de gravure.*

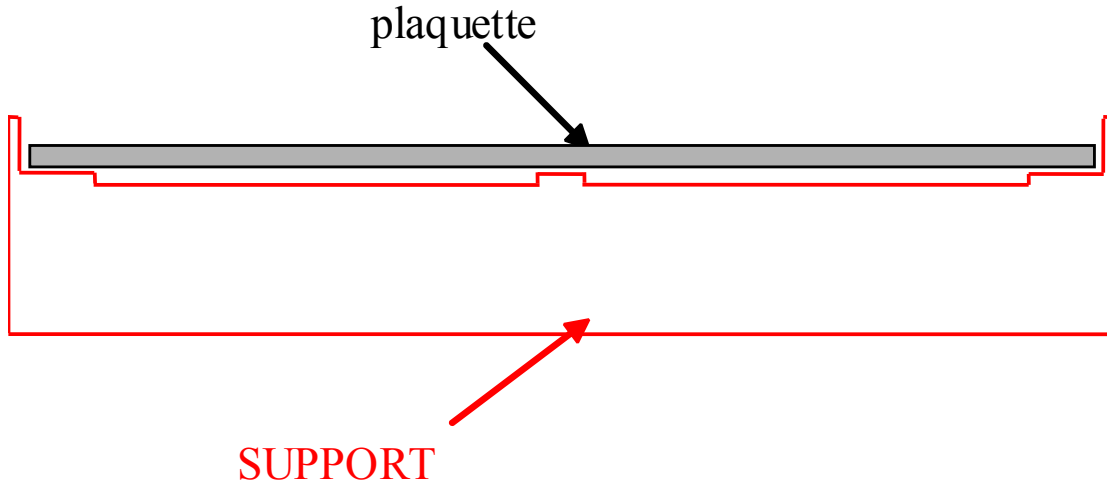
Une circulation d'Hélium permet de refroidir la plaquette et de la maintenir à une température constante et uniforme. Un joint torique et des poids appliqués sur le pourtour de la plaquette permettent d'assurer l'étanchéité du dispositif. Une légère fuite d'Hélium est obtenue grâce au léger cintrage du support car il conditionne la faisabilité de la gravure. En effet une fuite trop faible ne permet pas de refroidir suffisamment la plaquette et une fuite trop grande entraîne un arrêt de la gravure.

L'inconvénient de ce procédé est qu'il ne permet pas la réalisation de membranes très fines. En effet lorsque la gravure du silicium est finie, la rigidité mécanique des membranes est insuffisante pour supporter les contraintes mécaniques générées par le maintien de la plaquette.

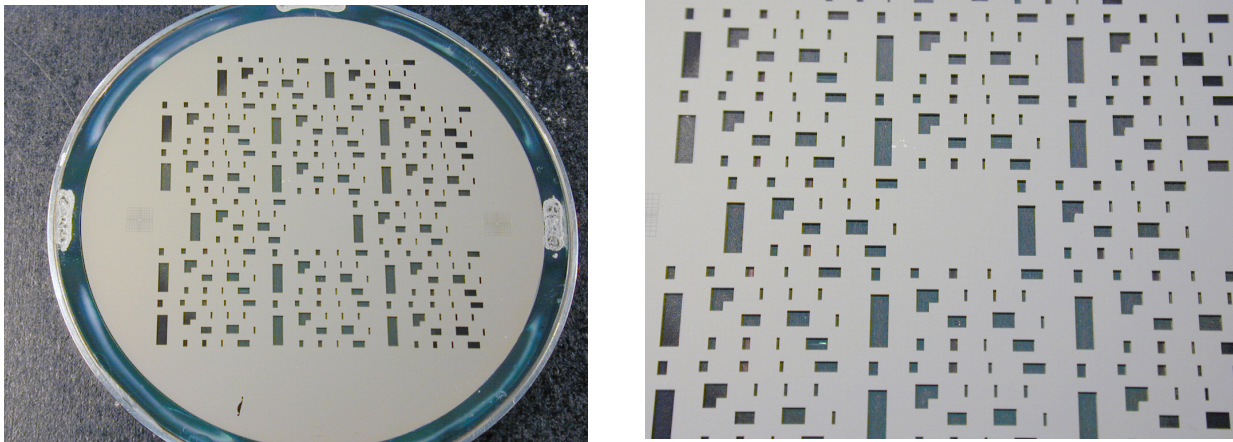
De façon générale la gravure DRIE est donc utilisée en collant la plaquette de silicium à graver sur une autre plaque de silicium à l'aide d'une cire basse température (60 °C) de forte conductivité thermique. Dans ce cas nous obtenons de nouveau des problèmes de contraintes liés à la présence du collage avec la cire qui fragilise les membranes.

C'est pourquoi nous avons réalisé un support spécifique en inox qui permet d'éviter le contact avec la face supérieure du silicium (*Figure 40*). Ce support rigidifie également l'ensemble de la structure et permet ainsi de minimiser les contraintes thermomécaniques rapportées sur les membranes. La plaquette est collée sur le support avec la cire basse température au niveau de la périphérie mais également sur un plot au centre afin de limiter le gradient de température thermique sur la plaquette. Les résultats obtenus avec ce support sont assez bons puisque l'uniformité de vitesse de gravure est de l'ordre de 18 % (*Figure 41*).





*Figure 40 : Support permettant la gravure du substrat sans coller la plaquette.*



*Figure 41 : Gravure du silicium face arrière avec plaquette sur support précédent.*

#### IV. OPTIMISATION DU FLOW DU PROCEDE

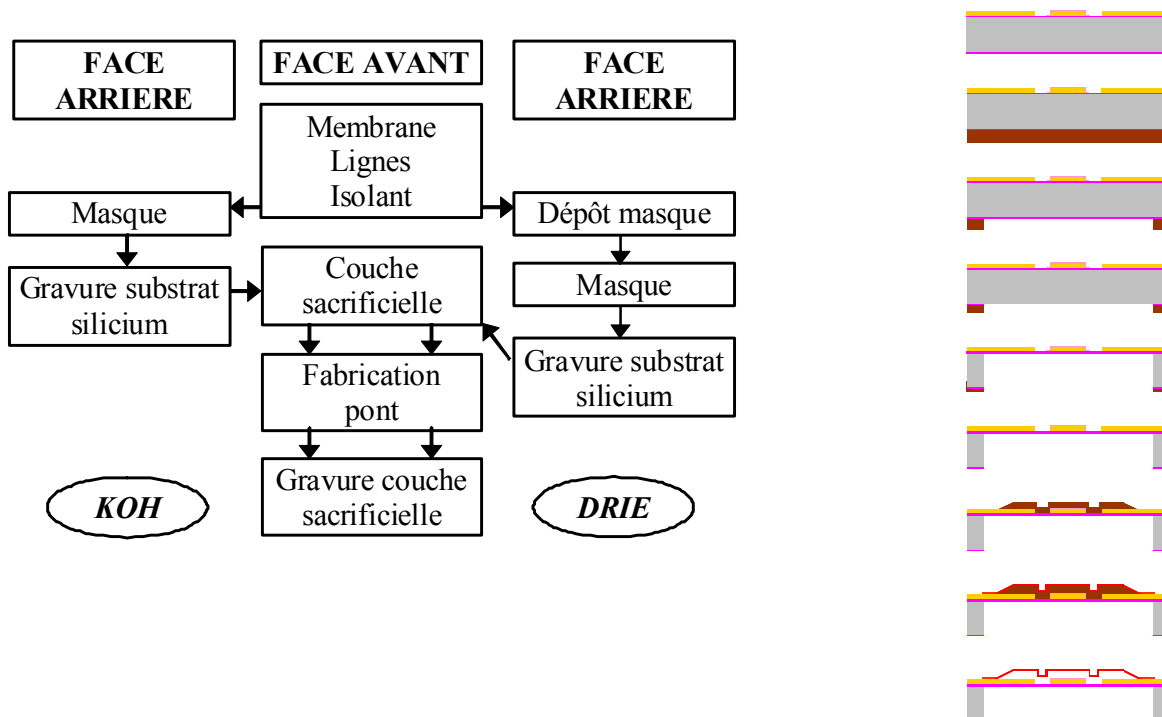
Après avoir décrit de manière indépendante les procédés utilisés sur les deux faces de la plaquette de silicium, nous allons voir maintenant comment optimiser l'enchaînement technologique des différentes étapes. En effet la réalisation dans le même procédé d'un micro-usinage de volume et de surface amène des contraintes additionnelles.

Trois enchaînements différents sont décrits dans ce qui suit. La différence entre ces trois procédés concerne le positionnement de l'étape de gravure du silicium dans l'enchaînement global <sup>24</sup>.

#### IV.1. GRAVURE DU SILICIUM AVANT LA FABRICATION DES PONTS

La *Figure 42* décrit l'enchaînement technologique réalisé dans lequel les membranes diélectriques sont libérées avant l'élaboration de la couche sacrificielle du pont. Cette solution est identique pour une gravure KOH ou DRIE.

Cette solution permet de résoudre le problème de la protection du micro-commutateur lors de la gravure du silicium puisqu'il n'a pas été encore réalisé. Néanmoins le traitement de plaquettes présentant des membranes ultrafines reste problématique pour des raisons de fiabilité mécanique. En effet les étapes suivantes nécessitant une succession de dépôts par centrifugation, de recuit et de dépôt sous vide qui risquent de casser la membrane. Cette solution a donc été logiquement écartée.



*Figure 42 : Gravure du substrat avant procédé pont.*

#### IV.2. GRAVURE DU SILICIUM AVANT LA GRAVURE DE LA COUCHE SACRIFICIELLE

La *Figure 43* décrit l'enchaînement technologique réalisé dans lequel la membrane diélectrique est libérée juste avant la gravure de la résine sacrificielle. L'intérêt de cette solution est qu'elle repousse la gravure du silicium quasiment à la fin du procédé technologique puisqu'il reste alors que la libération du pont à effectuer. Ceci permet de limiter les risques d'endommagement de la membrane décrits dans la première solution.

Il est par contre nécessaire de ne pas abîmer la face supérieure lors des procédés suivants.

Dans le cas de la gravure KOH, le masque qui sert à la gravure du silicium peut-être structuré avant le procédé de fabrication du pont ce qui limite les risques d'endommagement du micro-commutateur. Il est néanmoins nécessaire de protéger la face supérieure lors de la gravure du silicium dans le KOH. Cette solution présente le risque de destruction d'une grande partie des dispositifs si une membrane venait à casser à la fin de la gravure (cf III.3.).

Dans le cas de la gravure par DRIE, l'utilisation d'une résine de masquage implique la réalisation d'une photogravure face inférieure après la fabrication des ponts. Cette étape est délicate car elle peut endommager la face supérieure notamment lors du recuit de la résine. Afin de limiter les risques, les essais ont été réalisés avec un recuit de la résine en étuve.

Un second inconvénient est lié au recuit supplémentaire de la résine sacrificielle lors de la gravure DRIE à cause de l'échauffement de la plaquette. Ceci provoque un durcissement de la résine sacrificielle qui est ensuite difficile à enlever. Cet échauffement est d'autant plus important que le support utilisé pour la gravure DRIE est évidé (cf III.3.) afin d'éviter le contact avec le pont métallique. Malgré tout ce procédé a permis de réaliser les premiers micro-commutateurs sur membrane mais avec un faible rendement.

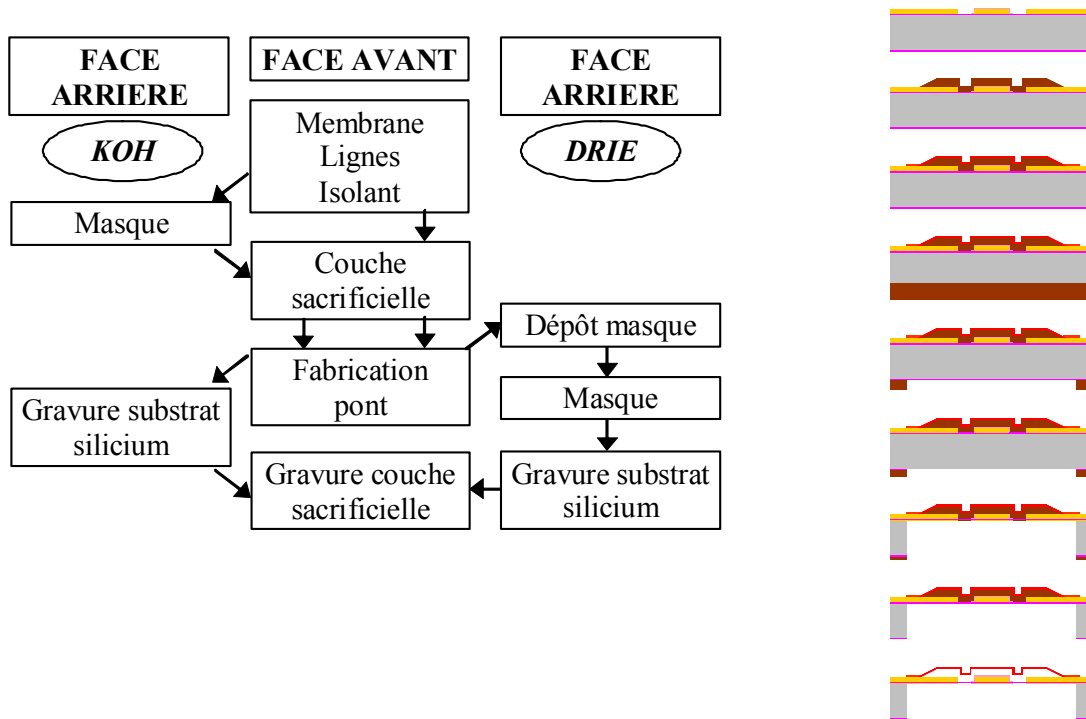
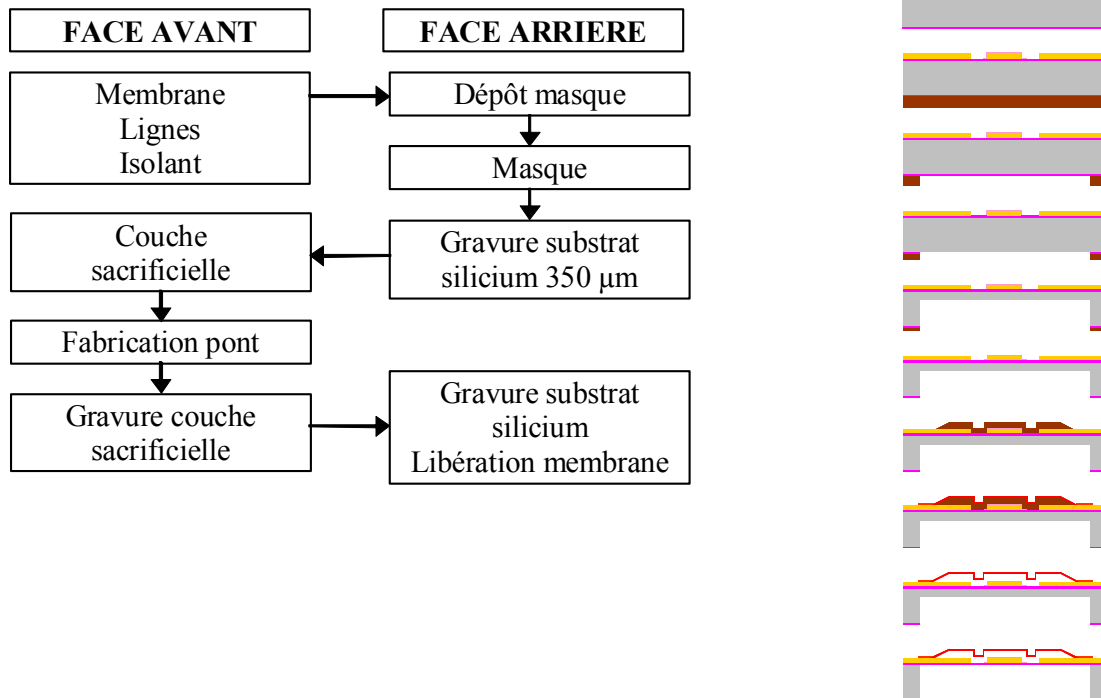


Figure 43 : Gravure du substrat avant gravure de la couche sacrificielle.

### IV.3. GRAVURE SEQUENTIELLE DU SILICIUM PAR DRIE

La solution que nous utilisons actuellement est représentée sur la *Figure 44* et n'est valable que pour une gravure DRIE du silicium. Cette solution consiste à graver le silicium en deux étapes afin de combiner les avantages de la première et de la deuxième solution.

La première gravure du silicium est réalisée juste avant l'élaboration de la résine sacrificielle. Le silicium est aminci de manière à laisser 20 à 30  $\mu\text{m}$  de silicium. Cette épaisseur garantit une bonne tenue mécanique nécessaire pour la suite du procédé. La seconde gravure du silicium est réalisée après la libération de la couche de résine sacrificielle et permet de libérer la membrane diélectrique. Dans ce cas-là il n'est pas nécessaire de réaliser un nouveau masque de protection pour la gravure DRIE puisque la double couche de  $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_x$  est suffisante. La faible épaisseur de silicium restant à graver permet ainsi de limiter l'échauffement de la plaquette qui est reportée sur le support évidé. Cette solution a permis la fabrication des démonstrateurs décrits dans le chapitre IV.



*Figure 44 : Gravure séquentielle du substrat (DRIE).*

## V. CONCLUSION

Ce premier chapitre était consacré au développement d'une filière technologique permettant de réaliser des micro-commutateurs parallèles capacitifs sur membrane. Pour cela deux micro-usinages sont nécessaires. Un micro-usinage de surface afin de réaliser les ponts à air et un micro-usinage de volume pour graver le substrat de silicium sous nos structures afin d'obtenir des circuits faibles pertes. Nous avons vu que lorsqu'on détaille les procédés de la face supérieure et inférieure le principal problème n'est pas l'optimisation des étapes mais le respect de la compatibilité technologique entre ces étapes. Lorsqu'on réunit ces deux procédés de nouvelles contraintes viennent se greffer à celles déjà existantes. Tout dépend de la place qu'on donne dans l'enchaînement à la gravure du silicium. La meilleure solution est la gravure partielle du silicium au début du procédé global afin de pouvoir réaliser l'ensemble des étapes en face supérieure sans risque de détérioration des structures. Le silicium restant est gravé en final grâce à un support spécialement conçu et fabriqué pour cette étape.

Tout au long de ce chapitre nous pouvons constater qu'un des problèmes récurrents est la difficulté à contrôler les contraintes dans les différentes couches déposées. Nos circuits se trouvant sur une membrane très fine, il est important que les couches constituant les lignes coplanaires ne soient pas trop contraintes au risque de déformer exagérément la membrane voire la casser. De plus, le profil du pont est également étroitement lié aux contraintes des couches le constituant notamment au niveau de sa déflexion initiale après gravure de la couche sacrificielle. Nous voyons donc qu'il est primordial de connaître avec précision les contraintes des matériaux qu'on dépose. Le contrôle de la rugosité des lignes coplanaires est très important. En effet, une rugosité trop importante dégrade de manière conséquente la capacité du micro-commutateur à l'état bas et par voie de conséquence limite son isolation à de faibles niveaux. Une solution envisageable pour résoudre les deux problèmes (contraintes et rugosités importantes) serait d'épaissir la ligne coplaire avec de l'or électrolytique partout sauf sous le pont <sup>25</sup>. L'étape de libération des ponts est également primordiale et demande une optimisation dans l'avenir afin d'assurer une bonne fiabilité et reproductibilité de nos structures.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 1

- 
- <sup>1</sup> K.Grenier, P.Pons, R.Plana, J.Graffeuil 'Bulk Silicon Micromachined MEMS Switches for Millimeter-Wave Applications', European Microwave Conference, London, U. Kingdom, Sept. 24-28, 2001.
- <sup>2</sup> G.E. Ponchak, « RF transmission line on silicon substrate », 29<sup>th</sup> European Microwave Conference, Munich 1999, PP 158-161.
- <sup>3</sup> A.C. Reyes, S.M. El-Ghazaly, S.J. Dorn, M. Dydyk, D.K. Schroder, "Silicon as a microwave substrate", IEEE MTT-S Digest, pp. 1759-1762, 1994
- <sup>4</sup> H.S. Gamble, B.M. Armstrong, S.J.N. Mitchell, Y. Wu, V.F. Fusco, J.A.C. Stewart, 'Low-loss CPW lines on surface stabilized high-resistivity silicon', IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, n° 10, pp. 395-397, Octobre 1999
- <sup>5</sup> M. Saadaoui, « Etude, fabrication et caractérisation de lignes coplanaires sur silicium massif avec introduction du nettoyage RCA, et par procédé de gravure face avant. », Raipport de stage de DEA Conception Circuits Microélectronique et Microsystèmes', INSA de Rennes, Septembre 2001.
- <sup>6</sup> E. Saint Etienne, 'Nouvelle filière technologique de circuits micro-ondes coplanaires à faibles pertes et à faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium', Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, Novembre 1998
- <sup>7</sup> Schiele,-I.; Huber,-J.; Hillerich,-B.; Kozlowski,-F., "Surface-micromachined electrostatic microrelay", Sensors-and-Actuators-A-Physical. 1 April 1998; A66(1-3): 345-54

---

<sup>8</sup> Ruythoor en,-W.; Attenborough,-K.; Beerten,-S.; Merken,-P.; Fransaer,-J.; Beyne,-E.; Van-Hoof,-C.; De-Boeck,-J.; Cells,-J.-P., « Electrodeposition for the synthesis of microsystems », *Journal-of-Micromechanics-and-Microengineering*. June 2000; 10(2): 101-7

<sup>9</sup> Peroulis,-D.; Sarabandi,-K.; Katehi,-L.-P.-B., “Low contact resistance series MEMS switches”, 2002-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.02CH37278. 2002: 223-6 vol.1

<sup>10</sup> Yao,-Z.-J.; Chen,-S.; Eshelman,-S.; Denniston,-D.; Goldsmith,-C., “Micromachined low-loss microwave switches”, *Journal-of-Microelectromechanical-Systems*. June 1999; 8(2): 129-34

<sup>11</sup> P.B. Chinoy, J. Tajadod, ‘Processing and microwave characterization of multilevel interconnects using benzocyclobutene dielectric’, *IEEE Transactions on components, hybrids and manufacturing technology*, Vol. 16, n° 7, pp. 714-719, Novembre 1993

<sup>12</sup> Debboun A., « Caractérisation électrique des nitrures et des oxydes de silicium obtenus par PECVD. », rapport de stage DESS Qualité et Fiabilité des Composants et Systèmes Electroniques, Juin 2002

<sup>13</sup> Chienliu-Chang; Peizen-Chang, “Innovative micromachined microwave switch with very low insertion loss”, *Sensors-and-Actuators-A-Physical*. 25 Jan. 2000; A79(1): 71-5

<sup>14</sup> Brown,-E.-R., “RF-MEMS switches for reconfigurable integrated circuits”, *IEEE-Transactions-on-Microwave-Theory-and-Techniques*. Nov. 1998; 46(11) pt. 2: 1868-80

<sup>15</sup> Dooyoung-Hah; Songcheol-Hong, “A low-voltage actuated micromachined microwave switch using torsion springs and leverage”, *IEEE-Transactions-on-Microwave-Theory-and-Techniques*. Dec. 2000; 48(12): 2540-5



<sup>16</sup> Espinosa,-H.-D.; Zhu,-Y.; Fischer,-M.; Hutchinson,-J., "An experimental/computational approach to identify moduli and residual stress in MEMS radio-frequency switches", *Experimental-Mechanics*. Sept. 2003; 43(3): 309-16

<sup>17</sup> Denhoff,-M.-W.; Grant,-P.-D.; Harry,-M.-A.; Yu,-M., "Fabrication of a microwave MEMS switch", *ANTEM-2000.-Symposium-on-Antenna-Technology-and-Applied-Electromagnetics.-Conference-Proceedings*. 2000: 79-82

<sup>18</sup> van-Spengen,-W.-M.; Puers,-R.; De-Wolf,-I, « A physical model to predict stiction in MEMS » *Journal-of-Micromechanics-and-Microengineering*. Sept. 2002; 12(5): 702-13

<sup>19</sup> Youngjoo-Yee; Myoungkyu-Park; Kukjin-Chun, "A sticking model of suspended polysilicon microstructure including residual stress gradient and postrelease temperature", *Journal-of-Microelectromechanical-Systems*. Sept. 1998; 7(3): 339-44

<sup>20</sup> Xavier Chauffleur, Laurent Rabbia, F. Flourens, Patrick Pons, R. Plana, "Thermomechanical simulation of RF MEMS process", *MEMSWAVE*, 4rd Workshop on MEMS for millimeter Wave communications, Toulouse, 2<sup>nd</sup> – 4<sup>th</sup> July 2003

<sup>21</sup> Namatsu,-H., "Supercritical drying for water-rinsed resist systems", *Journal-of-Vacuum-Science-&-Technology-B-Microelectronics-and-Nanometer-Structures*. Nov. 2000; 18(6): 3308-12

<sup>22</sup> Backlund,-Y.; Rosengren,-L., "New shapes in (100) Si using KOH and EDP etches", *Journal-of-Micromechanics-and-Microengineering*. June 1992; 2(2): 75-9

<sup>23</sup> Hynes,-A.-M.; Ashraf,-H.; Bhardwaj,-J.-K.; Hopkins,-J.; Johnston,-I.; Shepherd,-J.-N., "Recent advances in silicon etching for MEMS using the ASE/sup TM/ process", *Sensors-and-Actuators-A-Physical*. 20 April 1999; A74(1-3): 13-17

---

<sup>24</sup> L. Rabbia, A. Boukabache, F. Flourens, P. Pons, K. Grenier, D. Dubuc, R. Plana, Y. Segui, “Technological process of suspended millimeter wave switches”, MME03, Delft, Netherland, 2-4 November 2003

<sup>25</sup> Park,-J.-Y.; Kim,-G.-H.; Chung,-K.-W.; Bu,-J.-U., “Monolithically integrated micromachined RF MEMS capacitive switches”, Sensors-and-Actuators-A-Physical. 20 March 2001; A89(1-2): 88-94



# **Chapitre 2 : Analyse mécanique des ponts métalliques**



## A. ANALYSE DU COMPORTEMENT MECANIQUE DES PONTS A AIR

### A.I. INTRODUCTION

Dans la plupart des conceptions de ponts métalliques, les expressions analytiques couramment utilisées sont celles d'un pont plat à encastrement parfait <sup>1,2</sup>. Or, ce cas n'existe pas dans la réalité et le comportement de telles structures se révèlent être à différents degrés beaucoup plus complexes et non-linéaire à cause du procédé de fabrication qui influe sur le profil des ponts et sur les contraintes induites dans les différentes couches le constituant <sup>3</sup>. Il est à noter également que les déflexions constatées sont importantes au regard de l'épaisseur des structures et par là même, influent sur la non-linéarité de ces dernières <sup>4</sup>.

Tout au long de l'étude nous comparerons le cas idéal présenté dans la littérature au cas réel rencontré en pratique, le but de cette étude étant donc de modéliser ce type de structures et d'analyser leur comportement afin d'en tirer des règles de conception.

L'expression de la raideur totale  $K$  d'un pont est donnée par :

$$K = K_L + K_\sigma + K_{NL} \quad \text{Équation 1}$$

- $K_L$  est la composante de rigidité linéaire. Elle est fonction de la rigidité des matériaux.

- $K_\sigma$  est la composante de précontrainte. Elle est proportionnelle aux contraintes initiales. Des contraintes de traction tendent à faire croître la raideur de la structure à l'inverse des contraintes de compression tendent à la réduire.

- $K_{NL}$  est la composante de rigidité non-linéaire. Elle est également fonction de la rigidité des matériaux mais aussi des déplacements de la structure.

Les simulations ont été réalisées par la société Epsilon à l'aide du logiciel ANSYS qui utilise la méthode des éléments finis <sup>5</sup>. Afin de faire la part des différentes composantes, les simulations ont été réalisées d'une part dans l'hypothèse des petites perturbations (HPP), d'autre part dans l'hypothèse des grandes transformations (GT). L'hypothèse des petites perturbations ne prend en compte que la composante de rigidité linéaire  $K_L$  bien qu'elle se

serve de la contrainte dans les couches pour l'étude des déformations. L'hypothèse des grandes transformations tient compte de la totalité des composantes de la raideur totale (rigidité linéaire, précontrainte et non-linéaire).

La valeur de la contrainte initiale dans la couche d'or électrolytique a été fixée à 10 MPa. La contrainte dans l'or évaporé a été fixée à 100 MPa et correspond à la contrainte mesurée en effectuant un dépôt sur le silicium. Des travaux ultérieurs ont montré que cette valeur était erronée et plutôt voisine de -25 MPa mais les simulations n'ont pu être relancées<sup>6,7</sup>. Néanmoins, on peut considérer que la comparaison qualitative et les conclusions générales dégagées restent valables.

Les propriétés mécaniques utilisées pour caractériser l'or sont les suivantes (identique pour les deux couches)<sup>8</sup>:

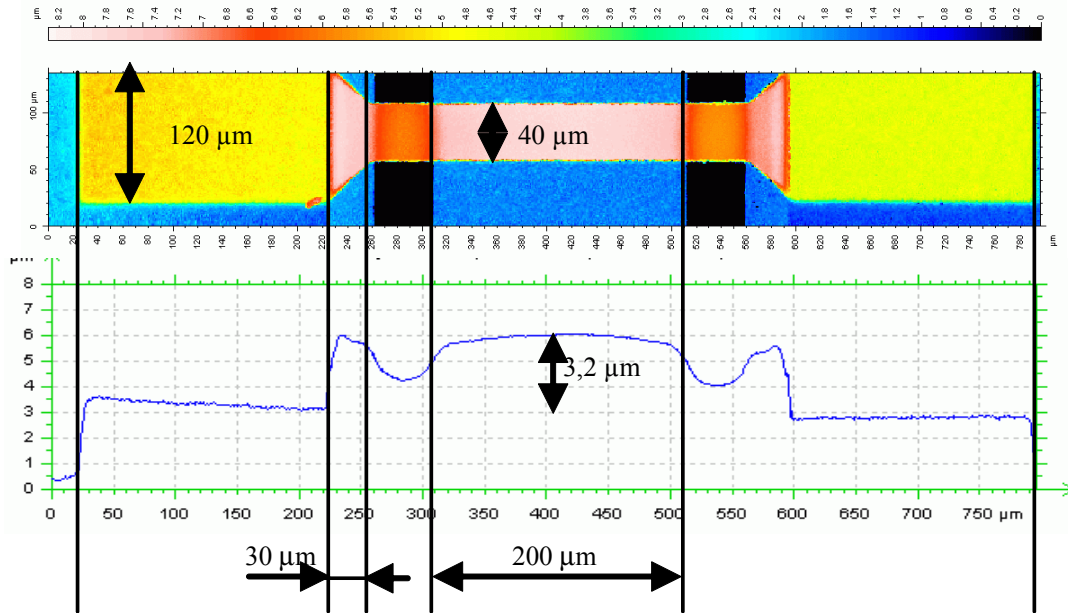
- module de Young : 80 GPa ;
- coefficient de Poisson : 0.42

Nous allons maintenant décrire la topologie des deux ponts simulés.

## **A.II. TOPOLOGIE DU PONT ETUDIE**

### **A.II.1. Profils de pont étudiés**

La structure réelle étudiée est un pont à air dont la géométrie est définie à partir d'acquisitions réalisées à partir d'un profilomètre optique. La *Figure 1* représente une vue de dessus et une vue de profil de cette structure.



**Figure 1 : Géométrie du pont.**

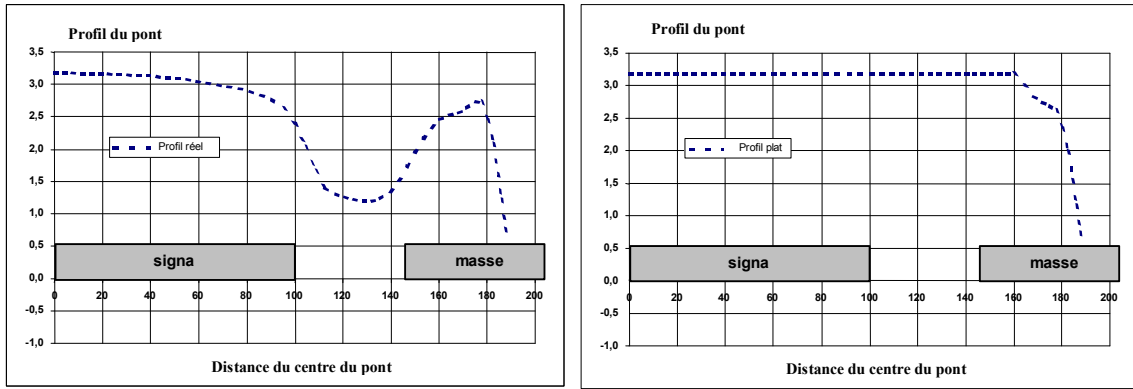
La largeur de la partie centrale du pont est de  $40\ \mu\text{m}$  et la largeur à l'encastrement est de  $120\ \mu\text{m}$ . La distance entre les points d'encastrement est de  $380\ \mu\text{m}$ . La distance entre le pont et la ligne micro-onde est de  $3.2\ \mu\text{m}$  au centre du pont.

L'épaisseur totale du pont est de  $2.2\ \mu\text{m}$ . Elle résulte de la superposition de deux couches d'or :

- une couche de  $0.2\ \mu\text{m}$  d'or par évaporation
- une couche de  $2\ \mu\text{m}$  d'or électrolytique

On considèrera deux profils de pont (*Figure 2*). Le profil réel (*Figure 2a*) est obtenu à partir d'un relevé effectué par un profilomètre mécanique sur un dépôt de résine sacrificielle. Compte tenu du fait que la résine sacrificielle n'est pas déposée sur une surface plane (lignes et plans de masse micro-ondes), le profil du pont n'est pas rectiligne. Le profil idéal plat est représenté sur la *Figure 2b*. Ce profil est une approximation effectuée à partir du profil réel en considérant que tout le pont est à la même hauteur que le centre du pont. La représentation du plan de masse et de la ligne signal n'est pas le reflet de la réalité et ne sert qu'à fixer les repères par rapport au profil précédent.





a

b

Figure 2 : Profil a. d'un pont à profil réel à encastremets réels et b. d'un pont à profil plat et encastremets réels.

### A.II.2. Types d'encastremets étudiés

Une pré-étude a montré que les conditions d'encastrement modifient totalement le comportement du pont. Si les conditions aux limites ne sont pas directement appliquées à l'encastrement, il faut étudier l'influence de la raideur de l'encastrement et donc de sa géométrie. Nous avons donc choisi d'étudier deux types d'encastrement :

- l'encastrement réel donné par les mesures et qui présente une pente de 22°.
- l'encastrement parfait correspondant au cas idéal.

Le *Tableau 1* résume les quatre cas simulés.

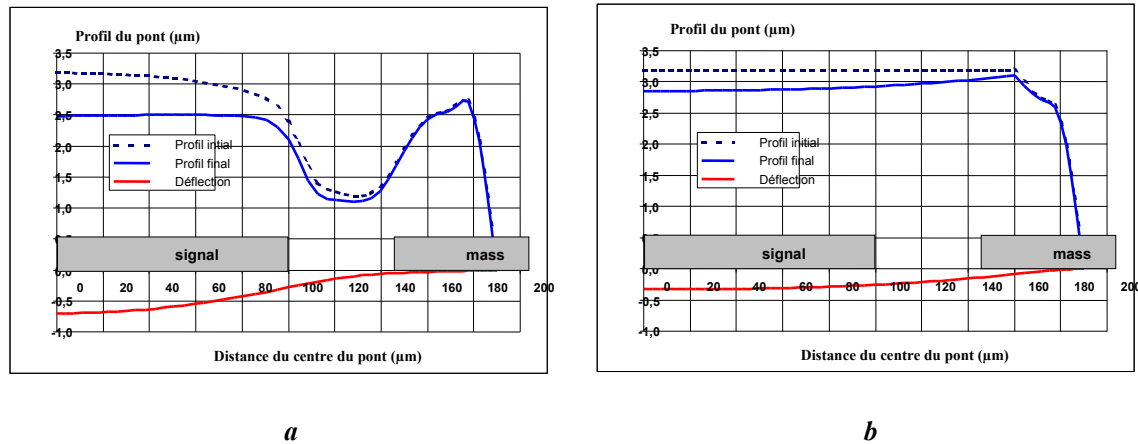
Pont plat	Encastrement parfait	
	Encastrement réel	
Pont réel	Encastrement parfait	
	Encastrement réel	

Tableau 1 : Récapitulatif des cas simulés.

**A.III. RESULTATS DES SIMULATIONS**

**A.III.1. Déformations sous contraintes initiales<sup>9</sup>**

Comme nous pouvons le constater sur *Figure 3*, après la libération du pont, ce dernier fléchit vers le bas. Nous appellerons ce phénomène la déformation sous contraintes initiales. La déflexion maximale  $w$  est prise au centre du pont.



**Figure 3 : Déformation sous contraintes initiales a. pour un pont à profil réel à encastremets réels et b. pour un pont à profil plat et encastremets réels.**

Le *Tableau 2* ci-dessous représente les valeurs de  $w$  en micromètres pour les deux profils et les deux encastremets. Le signe négatif indique bien que les déflexions sont dirigées vers le bas c'est-à-dire que le pont se rapproche de la ligne coplanaire.

Profil du pont Géométrie de l'encastrement	plat		réel	
	parfait	réel	parfait	réel
HPP	-0.24	-0.58	-0.96	-0.99
GT	-0.13	-0.35	-0.67	-0.72
Ratio HPP/GT	1.92	1.67	1.43	1.38

**Tableau 2 : Déflexion en  $\mu\text{m}$  en fonction de la géométrie du pont.**

Le ratio HPP/GT est dans tous les cas supérieur à 1. Cela vient du fait que dans le cas des HPP, il est tenu compte uniquement de la composante linéaire de la raideur et donc les déformations n'entraîne aucune augmentation de la raideur totale.

#### A.III.1.a. Influence de la géométrie du pont

Nous avons calculé le ratio  $r_1$  des différentes déflexions  $w$  correspondantes aux différents encastremets pour un pont réel par rapport au pont plat. Le *Tableau 3* résume l'ensemble des données.

$$r_1 = \frac{w(\text{profil réel})}{w(\text{profil plat})}$$

Profil du pont Géométrie de l'encastrement	Réel/plat	
	parfait	réel
HPP	4.00	1.71
GT	5.15	2.06

*Tableau 3 : Influence de la géométrie du pont.*

La déflexion initiale est grandement influencée par le profil du pont. Elle est environ deux fois plus grande pour un encastrement réel et cinq fois plus grande pour un encastrement parfait. Le profil réel du pont permet en effet de relaxer les contraintes dans les couches ce qui entraîne une rotation au niveau de la zone non plate du pont (*Figure 4*). Le rapport nettement moins élevé pour un encastrement réel montre que dans ce cas l'encastrement permet de relaxer une partie des précontraintes.

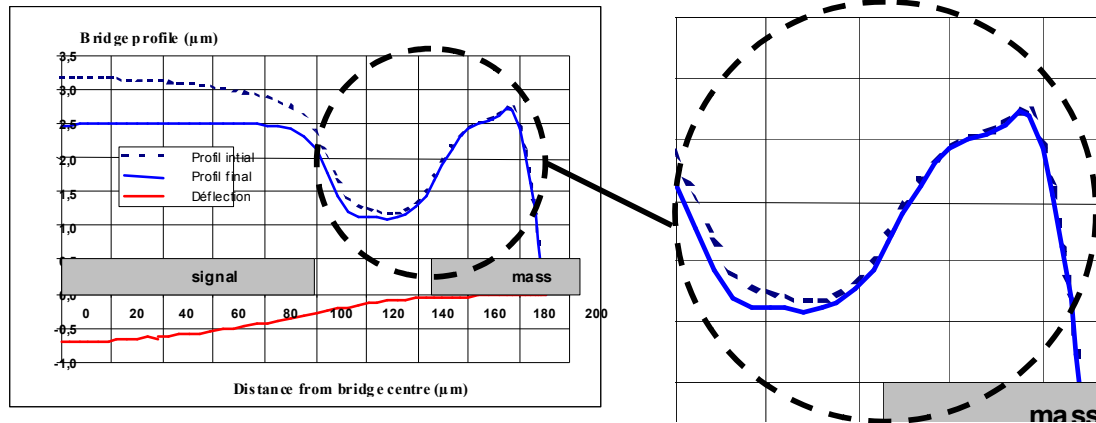


Figure 4 : Rotation de l'ancrage.

**A.III.1.b. Influence de la géométrie de l'encastrement**

Afin de mieux se rendre compte de l'influence des conditions d'encastrement nous avons représenté le ratio  $r_2$  des différentes conditions d'encastrement par rapport à celle du cas parfait. Les résultats sont consignés dans le *Tableau 4* pour le cas du pont plat et celui du pont à profil réel.

$$r_2 = \frac{w(\text{encastrement réel})}{w(\text{encastrement parfait})}$$

Géométrie de l'encastrement	Réel/parfait	
	plat	réel
Profil du pont		
HPP	2.42	1.03
GT	2.69	1.07

Tableau 4 : Influence de la géométrie de l'encastrement.

Dans le cas du pont plat, l'encastrement joue un rôle non négligeable car la déflexion initiale est multipliée par environ 2,7. Par contre, dans le cas d'un pont à profil réel, le poids de l'encastrement dans la déformation initiale est faible (<10%). Ceci est lié à la relaxation préférentielle des contraintes dans la zone non plate du pont (cf paragraphe précédent).

### A.III.1.c. Influence du gradient de contrainte

Les déformations obtenues sont provoquées par deux moments <sup>10</sup> (Figure 5) :

- le moment qui agit autour de la fibre neutre du pont et sur toute sa longueur dû au gradient de contrainte entre l'or déposé par évaporation et l'or électrolytique (Figure 5a).
- le moment qui agit à l'encastrement dû au décalage de la fibre neutre par rapport au plan d'encastrement et qui est lié à la contrainte moyenne dans les couches (Figure 5b).

Pour estimer l'influence du deuxième de ces deux moments, des simulations ont été menées en introduisant une pré-contrainte équivalente uniforme de 18.2 MPa (moyenne des pré-contraintes dans chaque couche pondérées par les épaisseurs). Le Tableau 5 résume ces simulations.



Figure 5 : Schéma des moments mis en jeu a. avec gradient de contrainte et b. sans gradient de contrainte.

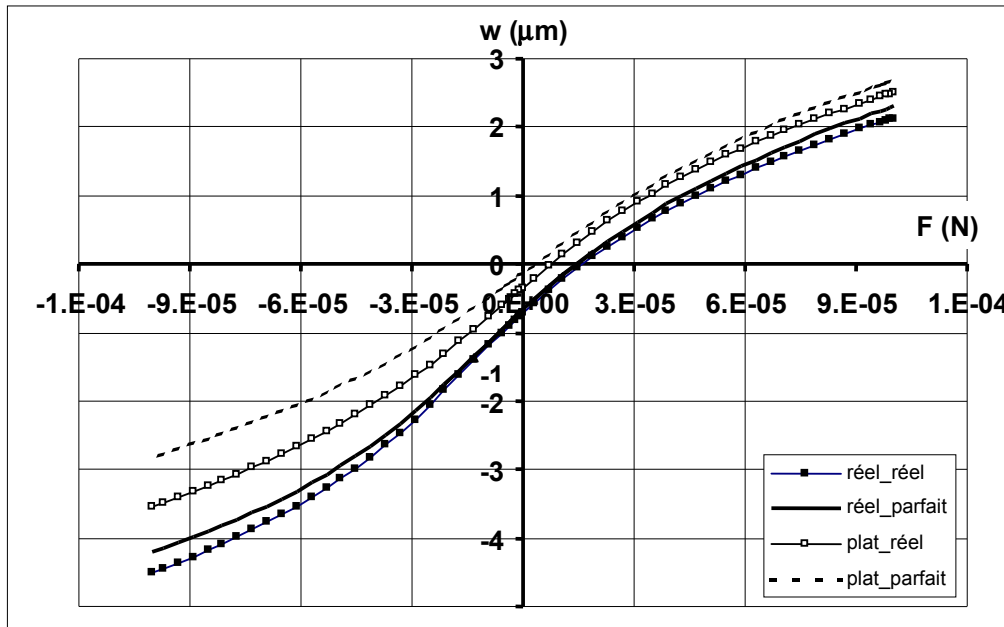
Géométrie	Pont réel			Pont plat avec encastrement réel		
	Avec gradient	Sans gradient	Ratio Sans/Avec	Avec gradient	Sans gradient	Ratio Sans/Avec
HPP	-0.990	-0.772	0.780	-0.578	-0.350	0.607
GT	-0.717	-0.559	0.779	-0.345	-0.211	0.613

Tableau 5 : Déflexion en  $\mu\text{m}$  sous pré-contrainte avec et sans gradient.

On constate que la déflexion diminue quand il n'y a pas de gradient de pré-contrainte. La déflexion liée à la contrainte moyenne dans le pont est ainsi prépondérante et représente entre 60% et 80% de la déflexion totale respectivement pour un pont plat et un pont à profil réel.

### A.III.2. Raideur du pont

Pour caractériser la raideur du pont, une force uniformément répartie sur la section transverse du milieu du pont a été simulée afin d’observer l’évolution de la déflexion en fonction de cette force (*Figure 6*).



*Figure 6 : Déflexion du pont sous charge ponctuel (une déflexion négative indique un rapprochement du pont avec la ligne micro-onde).*

La raideur est calculée par :

$$K = F / \Delta w \tag{Équation 2}$$

avec  $\Delta w = w - w_0$  *Équation 3*

où  $w_0$  est la déflexion initiale sans application de force ( $F=0N$ ) et due uniquement aux contraintes initiales (résultats du paragraphe précédent).

La *Figure 7* montre l’évolution de la raideur du pont pour les quatre cas considérés et en fonction de la déflexion provoquée par la force ponctuelle.

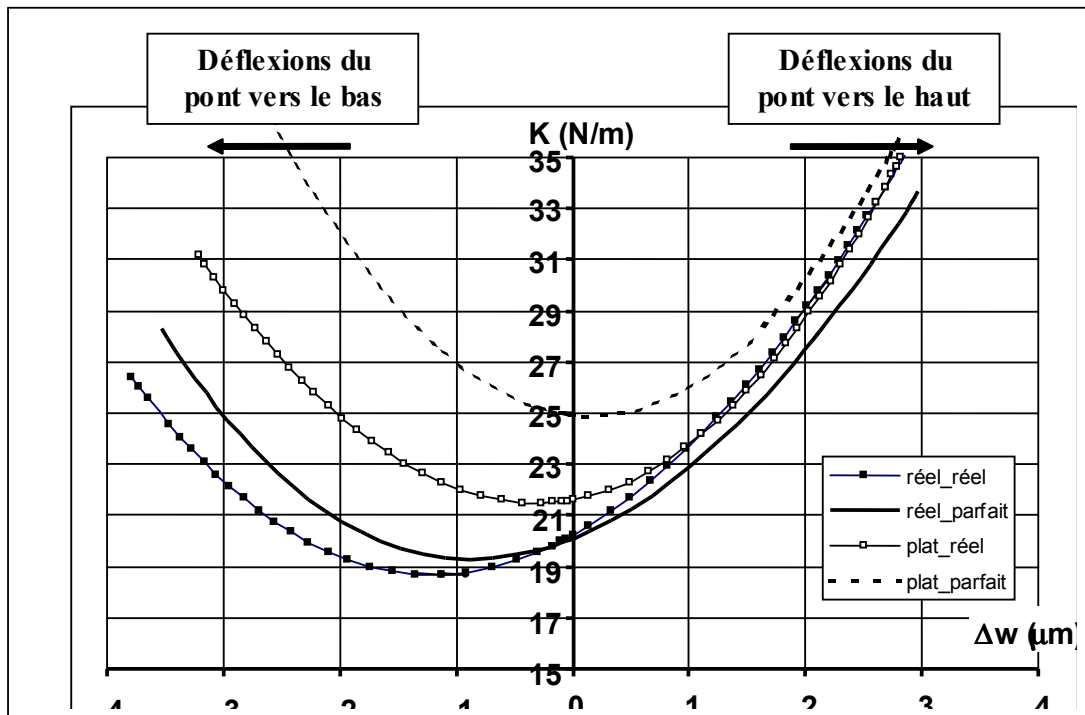


Figure 7: Raideur du pont.

La zone d'étude intéressante est relative à des déflexions  $\Delta w$  négatives qui correspondent à une déflexion vers le bas du pont. Nous observons une forte non-linéarité de la déflexion par rapport à la force appliquée. Nous voyons que la raideur totale d'un pont réel est inférieure à celle d'un pont plat. De même la raideur pour un encastrement parfait est supérieure à celle d'un encastrement réel. On peut également noter que le point de raideur minimale de chacune des quatre courbes se déplace et peut être corrélé qualitativement à la déformation initiale du pont.

Le *Tableau 6* précise les valeurs de raideurs pour une force appliquée nulle. Dans ce cas-là, la composante de raideur non-linéaire  $K_{NL}$  n'intervient pas et on peut évaluer la composante linéaire  $K_L$  à partir de l'hypothèse des petites perturbations et la composante de précontrainte  $K_\sigma$  à partir de l'hypothèse des grandes perturbations (GT).

Profil du pont	plat		réel	
	parfait	réel	parfait	réel
Géométrie de l'encastrement				
$K = K_L + K_\sigma$ (GT)	24.93	21.61	20.1	20.23
$K_L$ (HPP)	11.69	12.06	15.48	16.69
$K_\sigma$	13.24	9.55	4.62	3.54
$K_\sigma / K$	0.53	0.44	0.23	0.17

**Tableau 6 : Raideur initiale en GT et raideur en HPP (constante) (N/m).**

Contrairement au cas du pont plat, la constante de raideur totale du pont réel est quasi constante et dépend peu de l'encastrement. La prépondérance de la raideur linéaire sur la raideur de précontrainte montre que la relaxation des contraintes se fait par le profil du pont. Nous allons dans la suite détailler les évolutions des différentes composantes suivant les changements de deux paramètres à savoir le profil et les encastremets des ponts.

### A.III.2.a. Influence de la géométrie de l'encastrement

Nous avons calculé le ratio  $r_3$  des différentes raideurs correspondantes aux différents encastremets pour un pont réel par rapport au pont plat. Le *Tableau 7* résume l'ensemble des données.

$$r_3 = \frac{k(\text{encastrement réel})}{k(\text{encastrement parfait})}$$

Géométrie de l'encastrement	Réel/parfait	
	plat	réel
Profil du pont		
$K_L$	1.06	1.07
$K_\sigma$	0.80	0.84

**Tableau 7 : Influence de la géométrie de l'encastrement**

La raideur linéaire  $K_L$  est peu modifiée par les deux types d'encastrement étudiés ce qui montre que l'encastrement réel est quasiment équivalent à l'encastrement parfait pour la valeur



de  $K_L$ . On note par contre une légère diminution (10% à 15%) de la raideur de précontrainte dans le cas d'un encastrement réel qui est liée à la légère relaxation des contraintes par les encastrements.

### A.III.2.b. Influence de la géométrie du pont

Comme pour l'étude de la déflexion initiale, nous avons calculé pour les différents types d'encastrement les ratios des différentes raideurs d'un pont réel par rapport à un pont plat. Le *Tableau 8* récapitule ces différentes données.

$$r_4 = \frac{k(\text{profil réel})}{k(\text{profil parfait})}$$

Profil du pont	réel/plat	
	parfait	réel
$K_L$	1.32	1.38
$K_\sigma$	0.35	0.37
K	0.81	0.94

*Tableau 8 : Influence de la géométrie du pont.*

La raideur  $K_L$  augmente de 30 à 40 % car le profil courbe du pont réel rigidifie la structure. Mais dans un autre sens, ce profil est propice aux relaxations des contraintes. Ainsi le pont réel est moins sensible aux contraintes initiales induites dans les couches de sa structure et nous observons une diminution de la raideur  $K_\sigma$  de l'ordre de 65%.

## A.IV. MODELES ANALYTIQUES

Les simulations ont démontré la difficulté à prévoir le comportement d'un point à air métallique. Néanmoins, les modèles analytiques permettent une première évaluation rapide des raideurs des structures. Dans le cas d'un pont plat constitué d'un matériau homogène et dont les encastrements sont parfaits, la raideur analytique peut-être donnée pour un chargement ponctuel au centre du pont et pour de faibles déflexions par <sup>11</sup>:

$$K = K_L + K_\sigma \quad \text{Équation 4}$$

$$\text{avec : } K_L = \frac{16Et^3w_b}{L^3} \quad \text{Équation 5}$$

$$\text{et : } K_\sigma = \frac{4\sigma(1-\nu)tw_b}{L} \quad \text{Équation 6}$$

Avec :

- t : Epaisseur du pont
- L : Longueur du pont
- $w_b$  : Largeur du pont
- E : Module d' Young (80 GPa pour de l'or )
- $\sigma$  : Contrainte résiduelle du pont
- $\nu$  : Coefficient de Poisson (0.42 pour de l'or )

Le *Tableau 9* résume les résultats obtenus en simulation avec ceux obtenus à partir de l'expression analytique précédente. La valeur analytique de la raideur totale K est inférieure de 20 % environ à celle simulée. Cet écart provient pour les 2/3 d'une erreur sur  $K_\sigma$  qui peut s'expliquer par le fait que le modèle analytique ne prend pas bien en compte l'évolution des contraintes. Quand à la raideur linéaire, l'écart peut provenir de l'élargissement du pont près de l'encastrement qui n'est pas pris en compte dans le modèle analytique.

Les caractéristiques du pont sont les suivantes :

- t : 2,2  $\mu\text{m}$
- L : 380  $\mu\text{m}$
- $w_b$  : 40  $\mu\text{m}$
- E : 80 Gpa
- $\sigma$  : 18,2 MPa
- $\nu$  : 0.42

Type de calcul	simulation	analytique	Ecart simulation/analytique
$K = K_L + K_\sigma$ (GT)	24.93	19,72	-21 %
$K_L$ (HPP)	11.69	9,94	-15 %
$K_\sigma$	13.24	9,78	-26 %

*Tableau 9 : Comparaison résultats de simulations et calculs analytiques.*

## A.V. CONCLUSION

Nous avons vu tout au long de cette étude que le comportement des ponts à air est très complexe et ne peut pas être quantifié précisément par de simples expressions analytiques classiques qui ne considèrent que des topologies de pont à largeur fixe, profil plat et encastremements parfaits. De plus, les déplacements de ces structures sont équivalents voir supérieurs à leur épaisseurs ce qui entraîne une forte non-linéarité. Nous voyons donc que les expressions analytiques de la littérature ne suffisent pas à modéliser correctement ces structures. Nous allons récapituler en quelques chiffres les diverses différences qui existent entre un pont réel (profil réel et encastremements réels) et un pont parfait (profil plat et encastremements parfaits).

Il faut tout d'abord relativiser ces résultats car cette étude avait pour but de comprendre les mécanismes généraux de fonctionnement et n'est valable que dans le cas du pont choisi. En effet, en ce qui concerne les matériaux nous avons pris par exemple des valeurs de contraintes de 10 MPa pour l'or électrolytique et de 100 MPa pour l'or évaporé alors que nous savons maintenant, par de récentes études, que la dernière ne correspond pas à la réalité.

La déflexion initiale d'un pont à profil réel et à encastrement réel est 4 à 5 fois plus importante que pour un pont à profil plat et à encastremements parfaits. 80 % de cette déflexion est due à la contrainte moyenne dans les couches. 92 % de cette déflexion est due au profil même du pont alors que les ancrage ne représentent que 8 %.

Pour minimiser cette déflexion il conviendra donc de limiter le gradient de contrainte mais également la contrainte moyenne et de fabriquer des ponts avec, si possible, un encastrement rigidifié.

La raideur de précontrainte  $K_{\sigma}$  des ponts réels représente 20 % environ de la raideur totale ce qui signifie qu'ils sont moins sensible aux contraintes présentes dans les couches. En effet, on observe une relaxation des contraintes de l'ordre de 70 % par rapport au cas idéal dont 93 % pour le profil lui-même et 7 % pour les ancrages. Le profil du pont plat a par contre pour effet d'augmenter la rigidité  $K_L$  de la structure, venant compenser en partie la diminution précédente. Cette compensation partielle relativement importante est peut-être fortuite et demanderait à être vérifiée sur un nombre de cas différents suffisants.

## B. CARACTERISATIONS MECANIQUES DES PONTS A AIR <sup>12</sup>

### B.I. INTRODUCTION

Cette partie est consacrée à la mesure des raideurs des ponts métalliques. Nous présenterons tout d'abord la méthode de mesure utilisée. Puis nous évaluerons les erreurs potentielles provenant de cette méthode. Différents modèles de pont seront ensuite comparés. Enfin nous décrirons une méthode permettant d'évaluer le module d'Young et la contrainte initiale moyenne en utilisant ces mesures de raideurs.

### B.II. DESCRIPTION DES CARACTERISATIONS MECANIQUES

#### B.II.1. Caractéristiques géométriques des ponts caractérisés

Les ponts sont fabriqués sur des plaquettes de 4 pouces. Chaque plaquette comporte 40 cellules de géométrie différente. Chaque cellule est composée de 2 x 12 ponts de même dimensions. Les mesures sont effectuées sur plusieurs ponts appartenant à la même cellule afin de déterminer une valeur moyenne. Les caractéristiques géométriques (longueur et largeur) des ponts étudiés sont présentées dans le *Tableau 10*.

		Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
Largeur	20 $\mu\text{m}$	X	X	X
	40 $\mu\text{m}$	X	X	X

*Tableau 10 : Dimensions des ponts étudiés.*

Les ponts peuvent également se répartir en deux grandes familles suivant leur profil (*Figure 8*). Ils existent des ponts à profil plat (*Figure 8.a*) obtenus en supprimant l'étape de structuration des lignes métalliques et des ponts à profil réel structuré (*Figure 8.b*) obtenu en réalisant des lignes métalliques de 2,5  $\mu\text{m}$ . La *Tableau 11* précise les différentes structures réalisées.

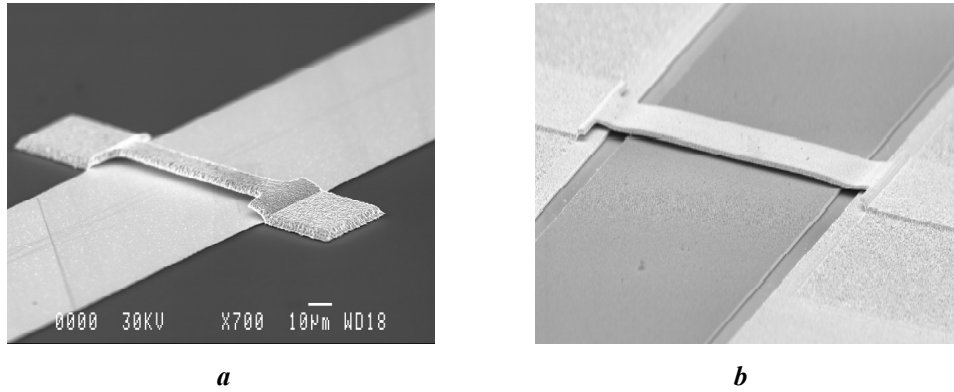


Figure 8 : a. Ponts à profil plat et b. Ponts à profil courbe.

Plaquette n°	Profil du pont	Epaisseur des ponts
1	plat	2 µm
2	réel	2 µm
3	plat	2.7 µm
4	réel	2.7 µm

Tableau 11 : Caractéristiques géométriques des ponts.

Deux types d'encastremets (Figure 9), droit (Figure 9.a) et élargi (Figure 9.b), ont également été réalisés pour l'ensemble des modèles de pont. Ce dernier est réalisé afin d'évaluer la rigidification de l'encastrement.

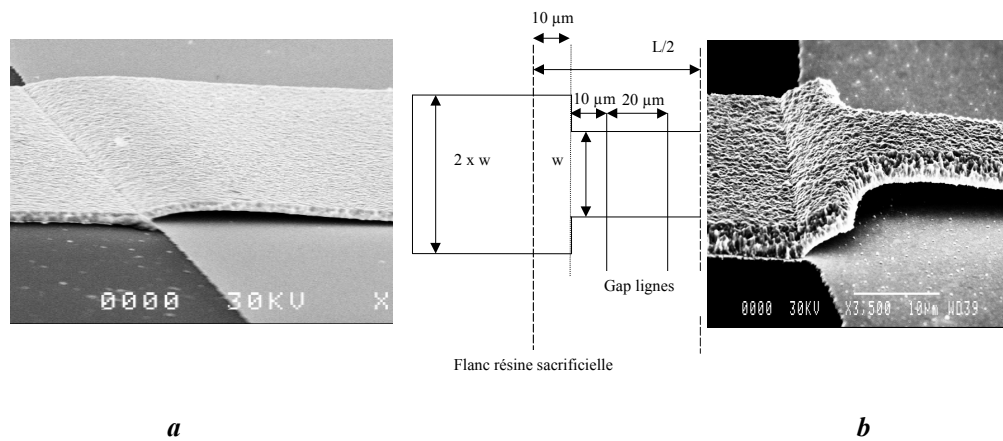
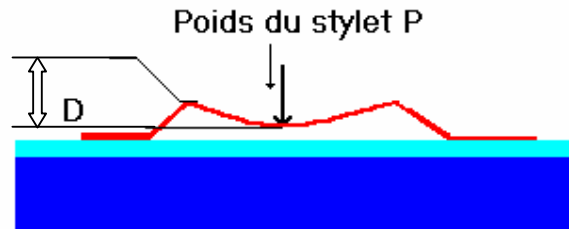


Figure 9 : a. Encastrement droit et b. encastrement élargi.

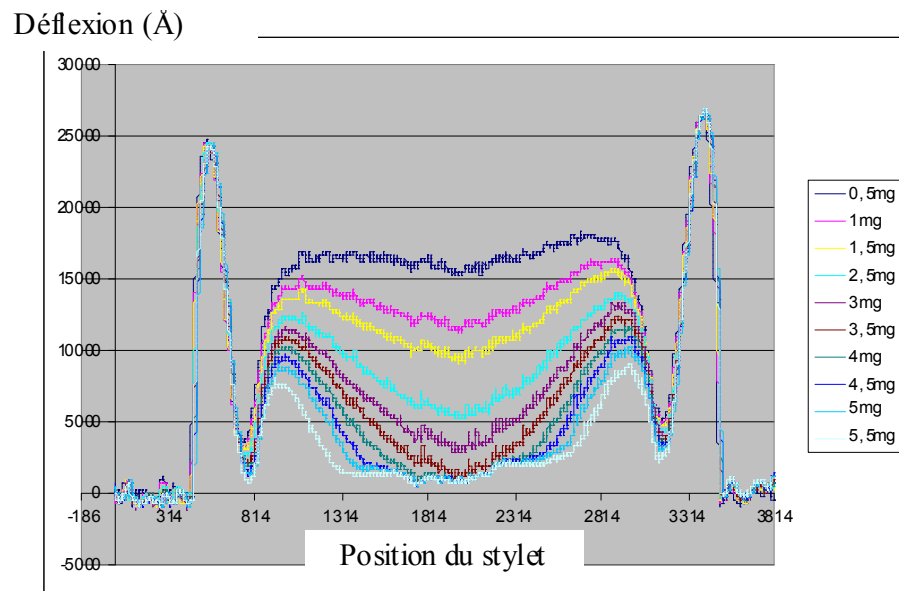
### B.II.2. Principe des mesures

Une charge constante ponctuelle est appliquée sur le pont à l'aide d'un profilomètre mécanique. Le stylet parcourt toute la longueur du pont avec un poids constant pouvant varier de 0,05 mg à 50 mg (*Figure 10*).



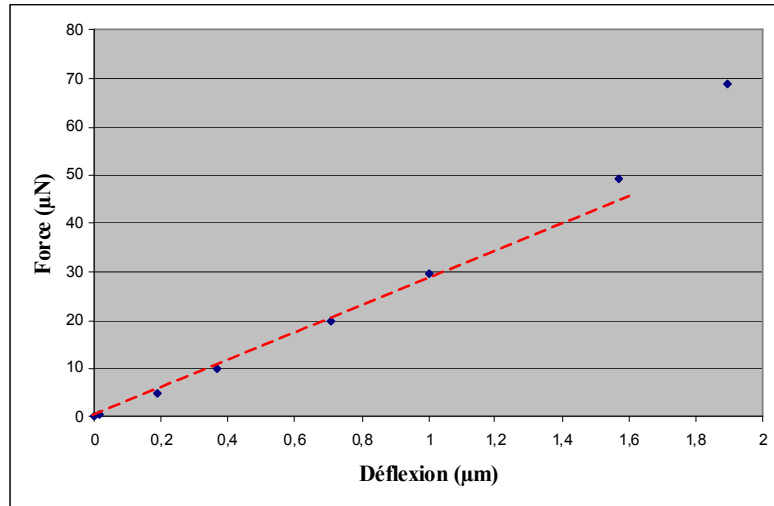
*Figure 10: Déflexion d'un pont à l'aide d'un stylet.*

La déformation maximale  $D$  du pont est relevée en fonction des forces appliquées (*Figure 11*).



*Figure 11 : Représentation des profils d'un pont pour différents poids.*

La force appliquée est obtenue en multipliant le poids par l'accélération de la pesanteur afin d'obtenir la courbe force/déplacement (*Figure 12*).

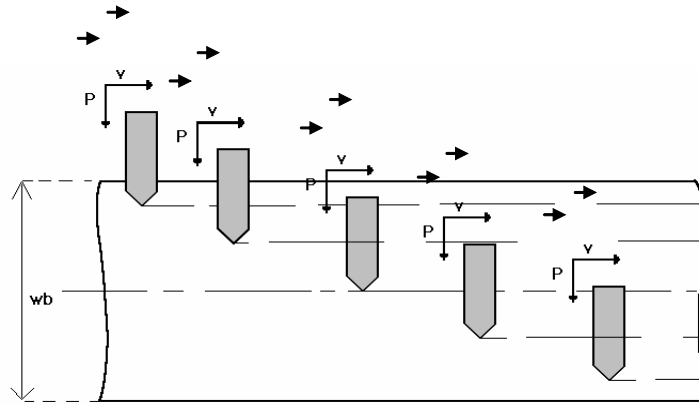


*Figure 12 : Force ( $\mu\text{N}$ ) =  $f$  (Déflexion ( $\mu\text{m}$ )).*

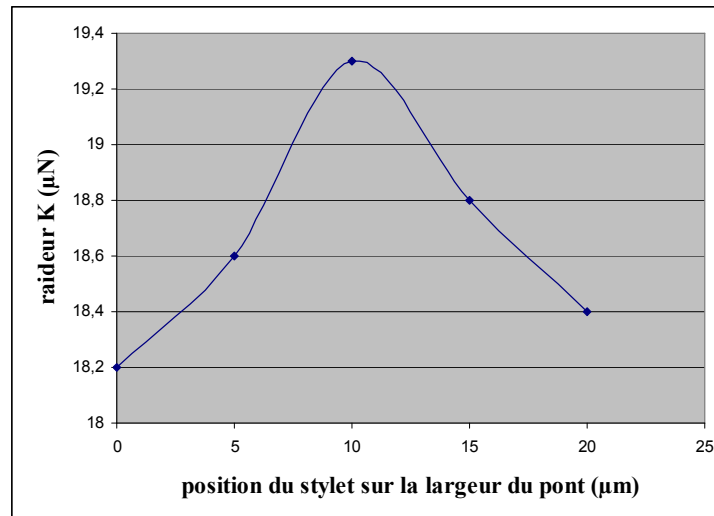
La déflexion est comptée positive pour une déformation vers le bas (rapprochement du pont vers la ligne). La raideur a été déduite dans la zone linéaire de la courbe qui correspond à des faibles déflexions.

### **B.II.3. Erreurs sur la mesure des raideurs**

Une erreur sur la mesure de la raideur peut provenir de la position relative du stylet par rapport au centre du pont dans le sens de la largeur. Afin d'estimer l'erreur commise sur la mesure liée à la position du stylet, nous avons effectué un relevé de la déformation en fonction des poids appliqués avec un pas de 10  $\mu\text{m}$  environ (*Figure 13*). Un exemple de raideur déduite de ces mesures est présenté sur la *Figure 14*. Les mesures ont été faites sur un pont de longueur 300  $\mu\text{m}$  et de largeur 20  $\mu\text{m}$ .



**Figure 13 : Principe de mesure de l'influence du positionnement du stylet.**



**Figure 14 : Variation de K en fonction de la position du stylet sur la largeur du pont.**

A partir de ces résultats nous avons évalué l'erreur commise sur la raideur pour un décalage de  $5 \mu\text{m}$  et  $10 \mu\text{m}$  par rapport au centre du pont qui correspond à l'erreur type de positionnement obtenue (Figure 15). On peut remarquer que l'erreur sur la raideur est inférieure à 15 % pour un décalage de  $10 \mu\text{m}$  et pour le pont le moins raide. Ces résultats sont corroborés par des simulations sur l'exemple de pont de la page 4 (Figure 16).



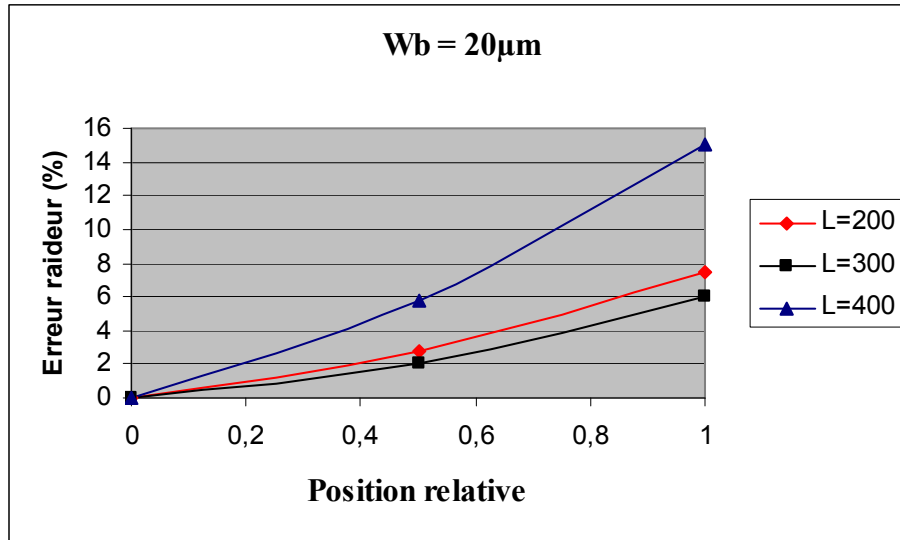


Figure 15 : erreur en pourcentage sur la raideur en fonction du positionnement du stylet (pont mesuré).

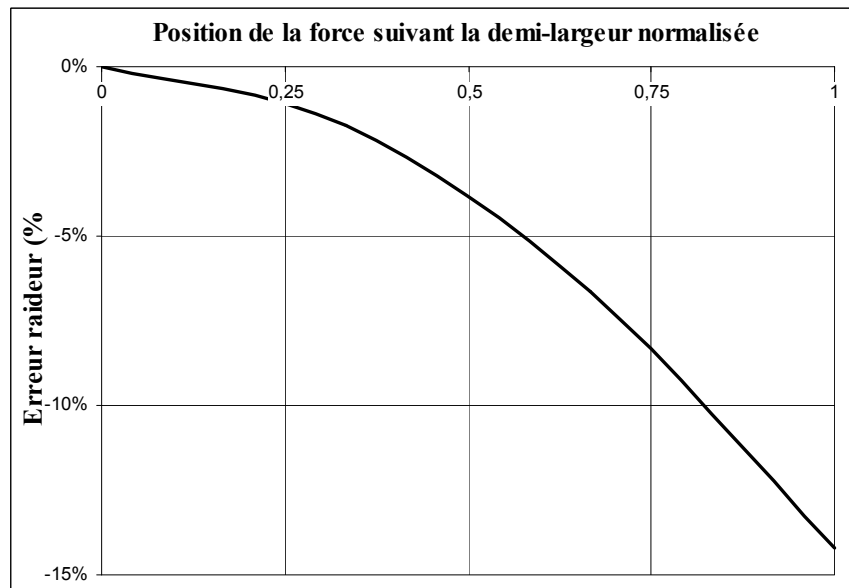


Figure 16 : erreur en pourcentage sur la raideur en fonction du positionnement du stylet (pont simulé).

Une erreur potentielle difficilement quantifiable peut également provenir du déplacement dans le plan du stylet qui peut créer une force tangentielle non négligeable et modifier ainsi le comportement mécanique du pont. Cette force doit être d'autant plus importante que le poids est grand et que le pont n'est pas plat. Afin de minimiser ce problème

nous avons effectué les mesures avec une vitesse de balayage suffisamment faible qui assurait une insensibilité des résultats à la vitesse de défilement du stylet.

Nous n'avons pas pu également évaluer l'erreur liée à la valeur réelle du poids appliqué n'ayant aucune information sur la calibration en poids du profilomètre. Si cette erreur est constante en valeur absolue et ne dépend pas du poids appliqué, l'erreur sur la raideur sera nulle puisque cette dernière est obtenue par dérivation de la force par rapport à la déflexion. Dans le cas contraire, la comparaison des différentes raideurs expérimentales obtenues sur les différents types de ponts doit pouvoir être réalisée dans la mesure où les ordres de grandeurs restent comparables. (On peut néanmoins espérer que l'erreur sur le poids reste inférieure à 10 %).

L'ensemble des considérations précédentes doit permettre d'évaluer la valeur de la raideur avec une erreur inférieure à 30 %. Cette précision n'est pas très bonne mais permet néanmoins d'évaluer l'ordre de grandeur de la raideur avec des moyens de caractérisation simples et généralement disponibles dans les laboratoires. Il est possible de minimiser cette erreur en calibrant tout d'abord le poids du stylet et en utilisant un profilomètre plus performant dans le positionnement et l'alignement du stylet (Ce profilomètre est maintenant disponible au laboratoire mais les caractérisations ont été effectuées avant son arrivée). Il est également possible d'améliorer significativement la précision de la mesure en remplaçant le profilomètre mécanique par un nano-indenteur qui est beaucoup plus adapté à ce type de mesure mais dont le fonctionnement est beaucoup plus complexe et le coût beaucoup plus élevé.

### **B.III. RESULTATS DE CARACTERISATION MECANIQUE DES PONTS**

Le *Tableau 12* et le *Tableau 13* font un bilan des différentes constantes de raideur mesurées et théoriques correspondantes respectivement pour des ponts d'épaisseur respectives  $2\mu\text{m}$  et  $2.7\mu\text{m}$ .

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	25.6	9.4	3.5
	2,7 $\mu\text{m}$	54	17	6
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	60.4	19.2	11.4
	2,7 $\mu\text{m}$	114.8	35.6	13.7

**Tableau 12 : Constantes de raideurs mesurées.**

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	28,62	9,6	4,71
	2,7 $\mu\text{m}$	67,06	21,38	9,91
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	57,23	19,19	9,42
	2,7 $\mu\text{m}$	134,11	42,75	19,82

**Tableau 13 : Constantes de raideurs théoriques.**

### B.III.1. Influence des types d'encastresments

Afin de constater l'influence des types d'encastrement sur les caractéristiques mécaniques des ponts nous allons comparer les raideurs des ponts de mêmes dimensions avec les deux types d'encastresments (Droit , Elargi ) pour les 4 plaquettes.

Le *Tableau 14* et le *Tableau 15* présentent les rapports  $\frac{K_{\text{élargi}}}{K_{\text{droit}}}$ .

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.017	1.097	1.09
	2,7 $\mu\text{m}$	1.08	1.11	0.90
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.14	1.108	0.95
	2,7 $\mu\text{m}$	1.1	0.9	1.16

**Tableau 14 : Rapports  $\frac{K_{\text{élargi}}}{K_{\text{droit}}}$  pour les ponts plats d'épaisseur 2 et 2,7  $\mu\text{m}$ .**

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.04	1.086	0.992
	2,7 $\mu\text{m}$	0.997	1.074	0.964
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.012	1.1	1.029
	2,7 $\mu\text{m}$	1.20	1.118	0.985

**Tableau 15 : Rapports  $\frac{K_{\text{élargi}}}{K_{\text{droit}}}$  pour les ponts structurés d'épaisseur 2 et 2,7  $\mu\text{m}$ .**

Nous constatons que les rapports des raideurs en fonctions des encastremets sont proches de l'unité et ne présentent pas un caractère déterministe (écart < 10%). Par conséquent nous pouvons en déduire que les deux encastremets étudiés ont peu d'influence sur les raideurs, les écarts observés pouvant être attribués aux imprécisions de mesure.

Pour la suite de l'étude nous ne travaillerons plus que sur des ponts avec embases droites.

### B.III.2. Influence des profils des ponts

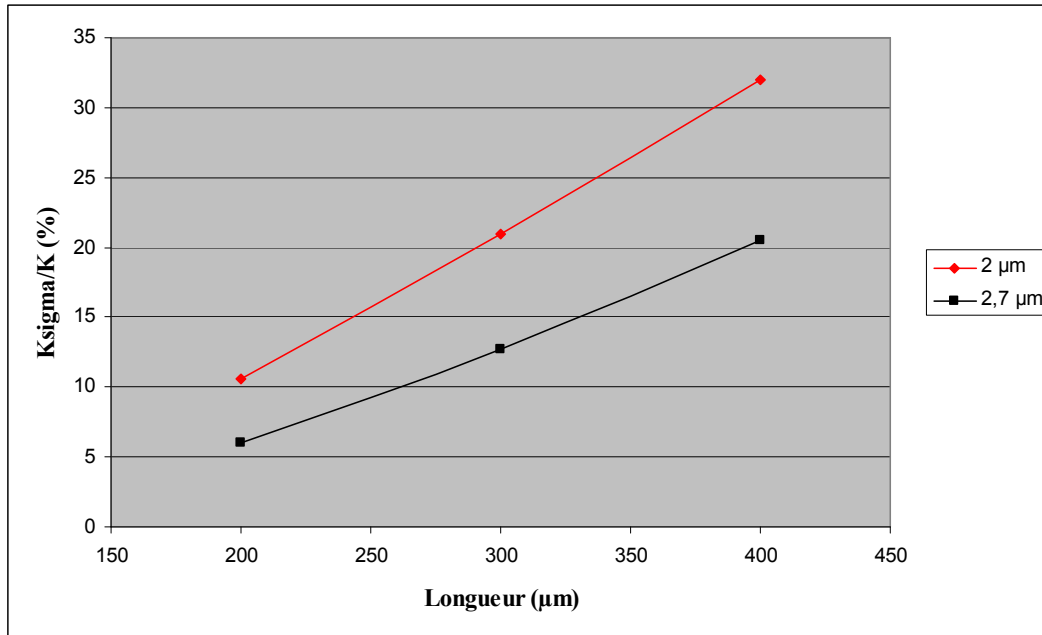
Le *Tableau 16* présente la raideur relative des ponts normalisée par rapport à la raideur des ponts plats pour les différents types de ponts étudiés.

Largeur	Épaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.2538	1.195	1.21
	2,7 $\mu\text{m}$	1.24	1.302	1.241
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1.18	1.238	1.27
	2,7 $\mu\text{m}$	1.387	1.296	1.314

**Tableau 16 : Rapport des raideurs ( $K$  pont structuré) / ( $K$  pont plat) pour les ponts d'épaisseurs 2  $\mu\text{m}$  et pour les ponts d'épaisseurs 2,7  $\mu\text{m}$ .**

Nous constatons tout d'abord une augmentation comprise entre 15 et 40 % environ de la raideur pour des ponts qui ne sont pas plats. Par contre, il est difficile de trouver une différence de comportement marquée entre les ponts de différentes largeurs, longueur ou épaisseur à cause certainement de la précision des mesures. Cette augmentation moyenne de 20 % de la raideur pour des ponts qui ne sont pas plats peut s'expliquer par l'augmentation intrinsèque de la raideur d'un pont qui présente des nervures. Les résultats de simulations présentés précédemment indiquent une augmentation voisine de 35 % pour la raideur linéaire et une diminution de 60 % environ pour la raideur de précontrainte pour le pont étudié, la raideur globale étant par contre légèrement diminuée. La différence importante entre le cas simulé et les structures fabriquées provient de la valeur de la contrainte initiale dans la couche d'or évaporée qui a été prise égale à 100 MPa pour les simulations et qui est plutôt proche de -25 MPa dans la réalité. Les relations analytiques des raideurs (*cf page 67*) permettent d'évaluer le poids de la raideur de précontrainte pour les structures fabriquées (pont plat) (Figure 17). On peut estimer le poids de la raideur de précontrainte à 30 % maximum de la raideur totale pour les structures fabriquées. Dans le cas simulé ce poids est estimé à 50 %. Les valeurs de raideurs calculées avec le modèle analytique correspondent aux raideurs sans relaxation des précontraintes. Sachant que cette relaxation est surtout liée au profil du pont, on

peut dire que le passage d'un pont plat à un pont structuré permet de relaxer les contraintes. Compte tenu du poids plus faible des précontraintes dans les ponts fabriqués, cette relaxation influencera moins la valeur de la raideur totale ce qui explique l'augmentation moyenne de la raideur des ponts qui ne sont pas plats.



*Figure 17 : Poids de la raideur de précontrainte dans la raideur totale.*

Dans la suite de l'étude, seuls les ponts plats seront analysés

### **B.III.3. Influence de la largeur**

Le *Tableau 17* présente la raideur relative des ponts normalisée par rapport aux ponts de 20 µm de large pour les différents types de ponts étudiés.

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 $\mu\text{m}$	300 $\mu\text{m}$	400 $\mu\text{m}$
20 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	1	1	1
	2,7 $\mu\text{m}$	1	1	1
40 $\mu\text{m}$	2 $\mu\text{m}$	2.35	2.05	2.04
	2,7 $\mu\text{m}$	2.12	2.96	2.28

*Tableau 17 : Raideur relative pour des ponts d'épaisseur 2 et 2,7  $\mu\text{m}$ .*

Compte tenu de la précision des mesures, la proportionnalité de la raideur avec la largeur est assez bien respectée entre les ponts de 40  $\mu\text{m}$  et de 20  $\mu\text{m}$  de largeur.

#### **B.III.4. Influence de la longueur**

Compte tenu du poids relativement faible des précontraintes dans la raideur, la raideur totale peut-être approximée par la raideur linéaire. Dans ce cas la raideur est inversement proportionnelle au cube de la longueur (*cf équation 5*). La *Figure 18* présente le produit de la raideur par le cube de la longueur en fonction de la longueur du pont. On peut noter que le produit est quasiment constant pour les différentes géométries.

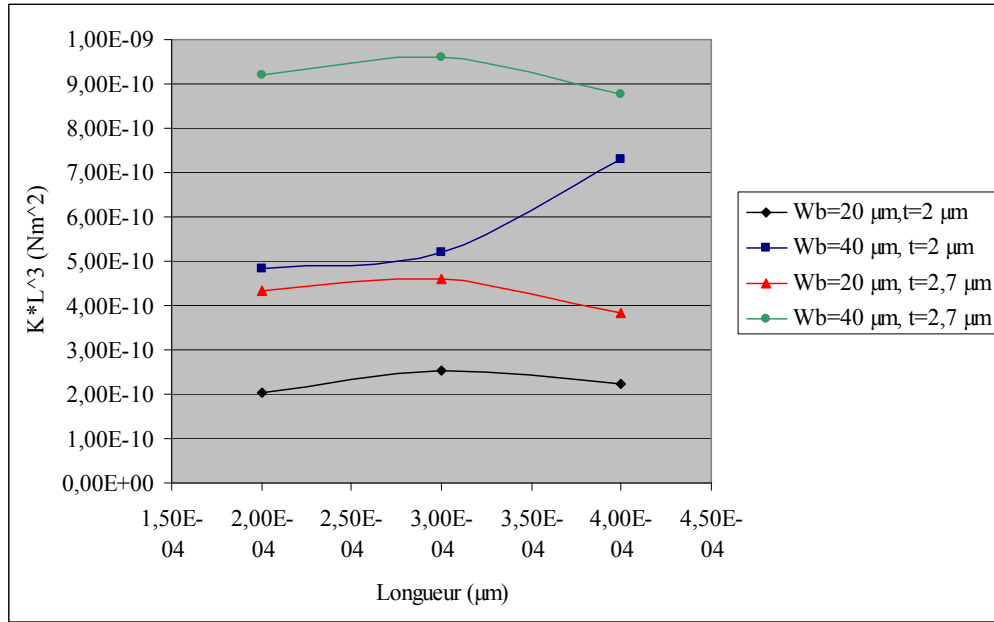


Figure 18 : Dépendance de la raideur en fonction de la longueur.

### B.III.5. COMPARAISON EXPERIENCES/MODELES ANALYTIQUES

Le Tableau 18 précise l'écart entre ces valeurs théoriques et les valeurs expérimentales pour les différents ponts étudiés. Le pourcentage est obtenu à partir de la relation :

$$\frac{K_{exp} - K_{th}}{K_{th}}$$

Largeur	Epaisseur du pont	Longueur		
		200 μm	300 μm	400 μm
20 μm	2 μm	- 11 %	- 2 %	- 26 %
	2,7 μm	- 19 %	- 20 %	- 39 %
40 μm	2 μm	6 %	0 %	21 %
	2,7 μm	-14 %	- 17 %	- 31 %

Tableau 18 : Ecart en pourcentage entre les valeurs de K théoriques et expérimentales pour des ponts d'épaisseurs 2 et 2,7 μm.



Nous pouvons constater tout d'abord que l'écart est inférieur à 40 %. Cet écart est généralement plus grand pour les ponts de grande longueur. Ceci peut s'expliquer par la plus faible raideur de ces ponts qui sont plus sensibles aux erreurs de mesure ainsi qu'au poids plus important des précontraintes qui est difficilement modélisable par les expressions analytiques.

#### **B.IV. EVALUATION DU MODULE D'YOUNG ET DE LA CONTRAINTE MOYENNE**

##### **B.IV.1. Méthode d'évaluation et résultats**

La mesure de la raideur pour différentes longueurs de ponts permet de calculer la module d'Young et la contrainte moyenne dans le pont. A partir de la relation qui exprime la raideur en fonction des paramètres géométriques et mécaniques, il est intéressant de tracer la fonction :

$$KL = f\left(\frac{1}{L^2}\right) \quad \text{Équation 7}$$

$$K = \frac{16Et^3w_b}{L^3} \left(1 + \frac{\sigma(1-\nu)L^2}{4Et^2}\right) \quad \text{Équation 8}$$

La pente de cette fonction est proportionnelle au module d'Young :

$$\text{pente} = 16t^3w_bE \quad \text{Équation 9}$$

L'origine de cette fonction est proportionnelle à la contrainte :

$$\text{origine} = \frac{4(1-\nu)w_b}{t^2} \sigma \quad \text{Équation 10}$$

La *Figure 19* présente un exemple de courbe obtenue qui peut être approchée en première approximation par une droite.

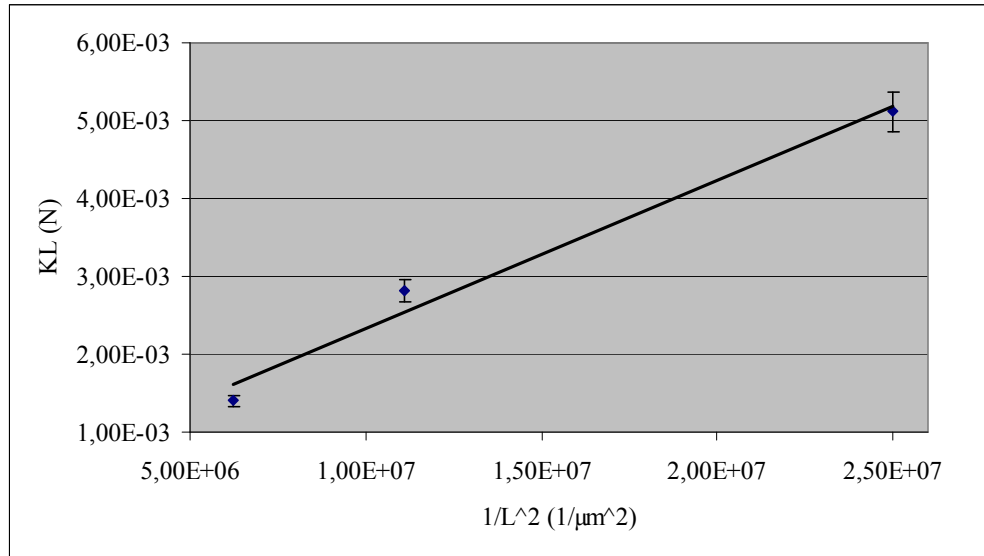


Figure 19 :  $KL=f(1/L^2)$ .

Le Tableau 19 précise le module d'Young et la contrainte moyenne déduite des mesures pour des ponts de deux largeurs et de 2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur.

	Largeur	
	20 $\mu\text{m}$	40 $\mu\text{m}$
E (GPa)	74,6	80,7
$\sigma$ (MPa)	4,46	8,81

Tableau 19 : Valeur du module d'Young et de la contrainte moyenne déduite des courbes.

La valeur théorique du module d'Young de l'or massif est égal à 80 GPa. Quand à la contrainte, elle peut être calculée à partir de la relation :

$$\sigma = \frac{\sigma_1 t_1 + \sigma_2 t_2}{t_1 + t_2} \quad \text{Équation 11}$$

avec  $\sigma_1 = -25$  MPa contrainte de la couche d'or évaporé d'épaisseur  $t_1$

$\sigma_2 = 10$  MPa contrainte de la couche d'or électrolytique  $t_2$

En considérant qu'il n'y a pas de relaxation de contrainte dans le pont, la contrainte moyenne théorique est voisine de 6,5 MPa.

Le *Tableau 20* précise les écarts entre les valeurs déduites des mesures de raideurs et les valeurs théoriques. La valeur du pourcentage est obtenue par la relation suivante :

$$\frac{\text{valeur}_{\text{exp}} - \text{valeur}_{\text{th}}}{\text{valeur}_{\text{th}}}$$

	Largeur	
	20 $\mu\text{m}$	40 $\mu\text{m}$
E (GPa)	11,5 %	20 %
$\sigma$ (MPa)	-33 %	32 %

**Tableau 20 : Comparaison en pourcentage des valeurs de E et de  $\sigma$  théoriques et calculées pour un pont d'épaisseur 2 $\mu\text{m}$ .**

On peut constater que l'écart sur le module d'Young est faible ( $\leq 20\%$ ) compte tenu de la précision des mesures. Pour la contrainte initiale, l'écart est aux alentours de 30 % ce qui est tout à fait acceptable compte tenu de la faible valeur de la contrainte ( $\sim 5$  MPa) et des incertitudes décrites précédemment. On peut donc considérer que cette méthode permet d'estimer ces paramètres.

#### **B.IV.2. Estimation de l'erreur sur la détermination de E et de $\sigma$**

A partir des équations 9 et 10 on peut calculer l'erreur relative sur E et  $\sigma$  :

$$\frac{\Delta E}{E} = 3 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta \text{pente}}{\text{pente}} \quad \text{Équation 12}$$

$$\frac{\Delta \sigma}{\sigma} = 2 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta \text{origine}}{\text{origine}} \quad \text{Équation 13}$$

Afin de déterminer l'erreur sur l'épaisseur, nous avons effectué un relevé d'épaisseur de pont sur toute la plaque pour les différents types de ponts. Les résultats des mesures sont présentés dans le *Tableau 21*.

Types de pont	Epaisseur visée 2 $\mu\text{m}$	Epaisseur visée 2,7 $\mu\text{m}$
200 20 D	1,97 $\mu\text{m}$	2,69 $\mu\text{m}$
200 20 E	1,95 $\mu\text{m}$	2,79 $\mu\text{m}$
200 40 D	1,97 $\mu\text{m}$	2,7 $\mu\text{m}$
200 40 E	2,06 $\mu\text{m}$	2,75 $\mu\text{m}$
300 20 D	2 $\mu\text{m}$	2,68 $\mu\text{m}$
300 20 E	1,95 $\mu\text{m}$	2,68 $\mu\text{m}$
300 40 D	2,13 $\mu\text{m}$	2,60 $\mu\text{m}$
300 40 E	2,04 $\mu\text{m}$	2,79 $\mu\text{m}$
300 60 D	1,97 $\mu\text{m}$	2,69 $\mu\text{m}$
300 60 E	1,95 $\mu\text{m}$	2,624 $\mu\text{m}$
400 20 D	1,98 $\mu\text{m}$	2,7 $\mu\text{m}$
400 20 E	2,1 $\mu\text{m}$	2,68 $\mu\text{m}$
400 40 D	1,97 $\mu\text{m}$	2,71 $\mu\text{m}$
400 40 E	2,15 $\mu\text{m}$	2,65 $\mu\text{m}$

**Tableau 21 : Epaisseurs pour différents types de pont.**

L'écart maximal en pourcentage par rapport à l'épaisseur visée est de l'ordre de 7 % pour les ponts de 2  $\mu\text{m}$  et de l'ordre de 3 % pour les ponts de 2,7  $\mu\text{m}$ . Nous pouvons donc raisonnablement estimer l'erreur commise sur l'erreur aux alentours de 10 % ( $\frac{\Delta t}{t} = 10\%$ ).

Le pont est gravé avec une solution de (KI+I<sub>2</sub>) (cf chapitre 2). Lorsqu'on plonge la plaquette dans le bain d'attaque la gravure commence toujours sur les bords et finit au centre. Donc, la gravure étant anisotrope, les ponts se situant au bord de la plaquette présentent des largeurs de pont inférieures aux ponts de même type se situant au centre de la plaquette. Nous pouvons estimer cette erreur aux alentours de 10 % ( $\frac{\Delta w_b}{w_b} = 10\%$ ).

L'erreur concernant la pente et l'origine de la courbe est essentiellement due à l'erreur sur la mesure de K et peut donc être estimée à environ 30 %.

L'erreur totale sur le module d'Young et la contrainte est alors donnée par :

$$\frac{\Delta E}{E} = 3 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta K}{K} = 30\% + 10\% + 30\% = 70\% \quad \text{Équation 14}$$

$$\frac{\Delta \sigma}{\sigma} = 2 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta K}{K} = 20\% + 10\% + 30\% = 60\%$$

Ces chiffres sont très élevés mais doivent être relativisés.

L'épaisseur du pont peut-être connue de façon précise si l'on prend soin de la mesurer au niveau du pont lui-même. Nous pouvons ainsi connaître la valeur de l'épaisseur avec un pourcentage d'erreur très faible de l'ordre de 1%.

Il en est de même pour la mesure de la largeur du pont. Mais dans ce cas-là l'erreur potentielle est plus élevée car la gravure liquide du pont (KI+I<sub>2</sub>) fait que les flancs ne sont pas droits (Figure 20 :). Nous pouvons donc estimer cette erreur à 5%.

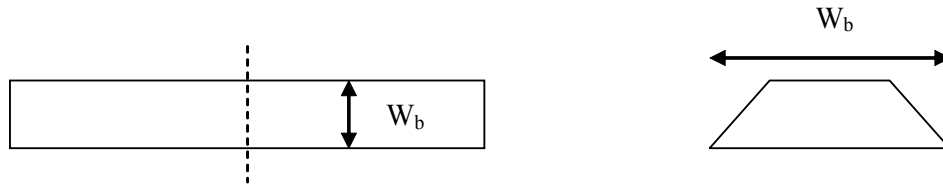


Figure 20 : Flancs du pont après gravure au KI+I<sub>2</sub>.

Nous voyons donc que l'erreur totale commise sur le module d'Young peut-être ramenée à la valeur suivante :

$$\frac{\Delta E}{E} = 3 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta K}{K} = 3\% + 5\% + 30\% = 38\% \quad \text{Équation 15}$$

Pour les mêmes remarques que précédemment en ce qui concerne la mesure de l'épaisseur  $t$  et de la largeur  $w_b$ , nous pouvons ramener l'erreur sur la contrainte à la valeur suivante :

$$\frac{\Delta \sigma}{\sigma} = 2 \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta w_b}{w_b} + \frac{\Delta K}{K} = 2\% + 5\% + 30\% = 37\% \quad \text{Équation 16}$$

A la vue de ces calculs d'erreurs, nous voyons que la plus grande partie est due à la mesure elle-même et non aux caractéristiques technologiques des structures. Afin de réduire ce pourcentage, nous envisageons de remplacer le profilomètre mécanique par un nano-indentateur<sup>13</sup>. En effet cet appareil permet un positionnement plus précis de la charge ainsi qu'un bon contrôle de celle-ci. De plus, le fait que la pointe descende verticalement directement sur le point de mesure évite tous phénomènes de déformation du pont du au passage du stilet. Au regard de toutes ces améliorations, il est raisonnable de penser qu'on puisse réduire le pourcentage d'erreur sur la mesure de K à une valeur proche de 10%.

Nous pouvons donc espérer des pourcentages d'erreur de l'ordre de 15% sur le module d'Young E et la contrainte moyenne  $\sigma$ <sup>14</sup>.

### **B.V. Conclusion**

Nous avons proposé dans cette partie une méthode de mesure de la raideur mécanique des ponts. Cette méthode permet d'évaluer la valeur de la raideur avec une précision inférieure à 30 %. Bien que cette précision ne soit pas très bonne nous pouvons avancer le fait que les moyens de caractérisations utilisés sont simples d'utilisation et généralement disponibles dans tous les laboratoires. De plus, des améliorations peuvent être apportés sans beaucoup de contraintes nouvelles.

Nous avons étudiés l'influence des paramètres constituant le pont à savoir le type d'encastrement, le profil du pont, la largeur et la longueur et tout ça pour deux épaisseurs différentes de pont. En ce qui concerne les encastremets nous pouvons dire que l'élargissement de ces derniers n'ont que peu d'influence (<10%) sur les mesures. La raideur d'un pont qui n'est pas plat augmente de 20 % en moyenne par rapport à celle d'un pont plat ceci étant du à la forme nervurée du profil. Comme le prévoit les calculs analytiques, une augmentation de la largeur entraîne une augmentation de la raideur. Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents les précontraintes ont peu de poids dans la valeur totale de la raideur. Dans ce cas-là la raideur est inversement proportionnelle à la longueur et donc diminue lorsqu'on allonge le pont. La comparaison entre les valeurs analytiques et les valeurs expérimentales montre une différence moyenne de l'ordre de 20 % allant jusqu'à 40 % pour les ponts les plus longs. Cette différence peut s'expliquer par la difficulté de mesurer des ponts présentant des raideurs faibles et par la difficulté de modéliser les précontraintes dans les expressions analytiques.

La fin de ce chapitre développe une méthode permettant de déduire le module d'Young et la contrainte moyenne dans les couches d'un pont à partir de ses mesures de raideur mécanique. Nous avons relevé une précision de mesure de l'ordre de 20 % pour le module d'Young et 33 % pour la contrainte moyenne. Nous pouvons donc dire que cette méthode constitue un bon moyen pour estimer ces paramètres.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 2

---

<sup>1</sup> Muldavin,-J.-B.; Rebeiz,-G.-M., “30 GHz tuned MEMS switches”, 1999-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.99CH36282. 1999: 1511-14 vol.4

<sup>2</sup> Barker,-N.-S.; Rebeiz,-G.-M., “Distributed MEMS true-time delay phase shifters”, Proceedings-of-the-1998-Antenna-Applications-Symposium. 1998: 279-90

<sup>3</sup> A. Witvrouw, H.A.C. Tilmans and I. De Wolf, « Materials issues in the processing, the operation and the reliability of MEMS », Microelectronic Engineering, Volume 76, Issues 1-4, October 2004, Pages 245-257

<sup>4</sup> Mercier,-D.; Blondy,-P.; Cros,-D.; Guillon,-P., “An electromechanical model for MEMS switches”, 2001-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.01CH37157. 2001: 2123-6 vol.3

<sup>5</sup> Chauffleur,-X.; Rabbia,-L.; Pons,-P.; Grenier,-K.; Plana,-R.; Dantas,-L.; Flourens,-F.; Kuchenbecker,-J.; Dubuc,-D.; Boukabache,-A., “Effect of membrane shape on mechanical behavior of RF switches”, Sensors-and-Actuators-A-Physical. 15 April 2004; A112(1): 148-54

<sup>6</sup> K. Yacine, F. Flourens, M. Olszacki, D. Peyrou, L. Salvagnac, P. Calmon, P. Pons, R. Plana, “Biaxial initial stress state characterization of evaporated gold on sacrificial photoresist”

<sup>7</sup> Youn-Hoon Min, Yong-Kweon Kim, J., “In situ measurement of residual stress in micromachined thin films using a specimen with composite layered cantilever”, Micromech. Microeng. 10 (2000) p314-321



---

<sup>8</sup> Chang-Wook Baek, Yong-Kweon Kim, Yoomin Ahn and Yong-Hyup Kim, “Measurement of the mechanical properties of electroplated gold thin films using micromachined beam structures”, *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 117, Issue 1, 3 January 2005, Pages 17-27

<sup>9</sup> Peroulis,-D.; Pacheco,-S.-P.; Sarabandi,-K.; Katehi,-L.-P.-B., “Electromechanical considerations in developing low-voltage RF MEMS switches”, *IEEE-Transactions-on-Microwave-Theory-and-Techniques*. Jan. 2003; 51(1) pt. 2: 259-70

<sup>10</sup> W. Fang and J.A. Wickert, J., “Determining mean and gradient residual stresses in thin films using micromachined cantilevers”, *Micromech. Microeng.* 6 (1996) p301-309

<sup>11</sup> Raymond J. Roark, Warren C. Young, ‘Formula for stress and strain’, chap 7, McGraw-Hill

<sup>12</sup> F. Flourens, L. Rabbia, P. Pons, R. Plana, «Caractérisations mécaniques de microcommutateurs parallèles RF», *JMET 2003-6<sup>èmes</sup> Journées Microondes et Electromagnétisme de Toulouse*, 29 Janvier 2003

<sup>13</sup> K.Yacine, F.Flourens, P.Pons, K.Grenier, D.Dubuc, R.Plana, A.Boukabache, M.Sartor, L.Dantas, « Mechanical characterization of metallic bridges used in RFMEMS », 14th MicroMechanics Europe Workshop (MME'2003), Delft (Pays-Bas), 2-4 Novembre 2003, pp.25-28

<sup>14</sup> Espinosa,-H.-D.; Zhu,-Y.; Fischer,-M.; Hutchinson,-J.,”An experimental/computational approach to identify moduli and residual stress in MEMS radio-frequency switches”, *Experimental-Mechanics*. Sept. 2003; 43(3): 309-16

# **Chapitre 3 : Démonstrateurs micro-ondes**



## I. INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude micro-onde des micro-commutateurs. Les deux paramètres essentiels sont les pertes d'insertion et l'isolation <sup>1</sup>. Le premier paramètre correspond aux pertes que le signal peut subir lorsque il est transmis alors que le second paramètre représente l'atténuation de ce signal lorsque le micro-commutateur est activé. Tout d'abord, nous allons présentés les outils analytiques utilisés pour évaluer le comportement des micro-commutateurs. De telles analyses permettent d'anticiper les problèmes de réalisation et l'influence de chaque paramètre d'un micro-commutateur sur son comportement. Alors, il est possible de déterminer les caractéristiques importantes à améliorer dans la technologie du micro-commutateur.

Nous présenterons par la suite les résultats des caractérisations micro-ondes d'un micro-commutateur réalisé sur membrane diélectrique. La dernière partie de ce chapitre rendra compte de l'intégration de ce dernier dans un démonstrateur plus complexe faisant lui-même partie d'une liaison participant à une tête de réception. Cette étude rentre dans le cadre d'un projet RNRT (Réseau National de Recherche en Télécom) qui s'intitule TREMICROMEDIA (Têtes de réception micro-usinées pour multimédia).

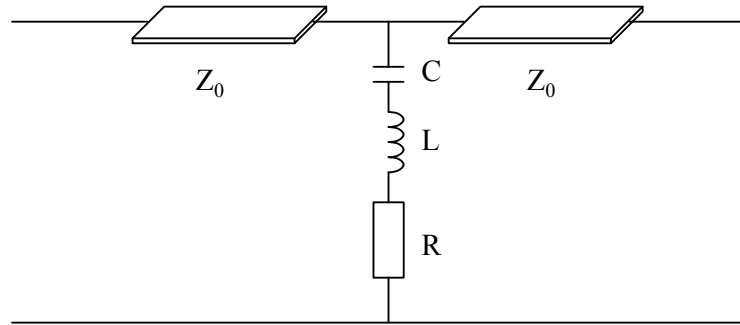
## II. DESCRIPTION DU MODELE ANALYTIQUE

Le modèle analytique est donné pour une ligne sans pertes. Les pertes calculées correspondent donc aux pertes par réflexion lorsque le commutateur n'est pas actionné. La résistance du pont est prise comme étant indépendante de la fréquence. En réalité, la résistance augmente avec la fréquence.

### II.1. MODELE ELECTRIQUE

Le comportement électrique d'un pont parallèle capacitif peut-être modélisé par un circuit résonnant R-L-C séries, mis en parallèle sur la ligne coplanaire <sup>2,3,4,5</sup>. La structure du modèle est donnée *Figure 1*. La ligne de transmission présente une impédance caractéristique  $Z_0$ . R et L sont respectivement la résistance et l'inductance équivalentes du pont. C est la capacité équivalente entre la ligne coplanaire et le pont. Cette capacité C est égale à  $C_{\text{bas}}$  à l'état bas (commutateur en état de marche).  $C_{\text{haut}}$  est la capacité à l'état haut (commutateur au repos). Le rapport entre ces deux capacités est donné par la variable :

$$K_c = \frac{C_{bas}}{C_{haut}}$$

*Équation 1**Figure 1 : Modèle électrique d'un pont parallèle capacitif.*

Le paramètre de transmission  $S_{21}$  (dB) de ce circuit résonnant est donné par :

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{1 + \alpha^2}{\alpha^2 + (1 + \beta)^2}}$$

*Équation 2*

L'expression des paramètres  $\alpha$  et  $\beta$  sont donnés par :

$$\alpha = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C} \cdot \left( X - \frac{1}{X} \right)}$$

*Équation 3*

$$\beta = \frac{Z_0}{2 \cdot R}$$

*Équation 4*

Où  $X$  est la pulsation normalisée du circuit :

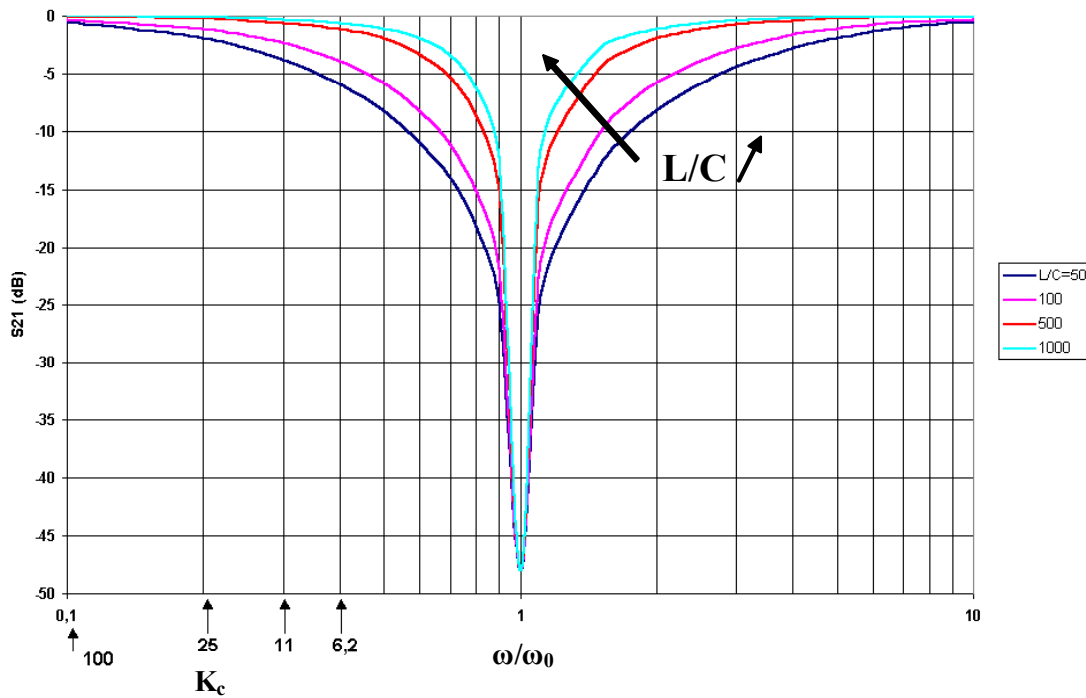
$$X = \frac{\omega}{\omega_0}$$

*Équation 5*

Selon les paramètres du modèle électrique,  $\omega_0$  est la pulsation de résonance donnée par :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \quad \text{Équation 6}$$

Une telle normalisation permet de comparer la réponse en fréquence de différentes géométries de commutateurs. Cette réponse en fréquence est représentée sur la *Figure 2* pour différentes valeur du ratio  $L / C_{\text{bas}}$  et pour une résistance  $R$  typique égale à  $0.4\Omega$  et une impédance de ligne égale à  $50\Omega$ .



**Figure 2 :** Réponse en fréquence d'un pont parallèle capacitif pour différents rapports  $L/C$ .

La différence entre les valeurs de capacités à l'état haut et à l'état bas implique différentes valeurs pour les fréquences de résonances pour ces deux états :

$$\omega_{o_{\text{haut}}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{\text{haut}}}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{o_{\text{haut}}} \quad \text{Équation 7}$$

$$\omega_{o_{\text{bas}}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{\text{bas}}}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{o_{\text{bas}}} \quad \text{Équation 8}$$

Nous pouvons déduire que les fréquences à l'état bas et à l'état haut sont distantes d'un facteur  $\sqrt{K}$ . C'est pourquoi l'axe des abscisses a été regradué en fonction de  $K_c$  sur la (*Figure 2*). La *Figure 2* permet ainsi d'évaluer rapidement l'isolation à l'état bas ( $\omega/\omega_0=1$ ) et les pertes à l'état haut en fonction de la valeur de  $K_c$ .

## II.2. ISOLATION

### II.2.a. Isolation à la fréquence de résonance

Les courbes sur la *Figure 2* montrent que le niveau d'isolation est maximum lorsque la fréquence du signal transmis est égale à la fréquence de résonance du commutateur. Donc, la conception d'un commutateur à pont parallèle capacitif réclamant un haut niveau d'isolation implique de localiser la fréquence de résonance du commutateur à l'état bas autour de la fréquence du signal micro-onde transmis. Sous cette condition, le niveau d'isolation est donné par l'expression suivante :

$$\text{Isol (dB)} \cong -20 \cdot \log\left(\frac{Z_0}{2 \cdot R}\right) \quad \text{Équation 9}$$

Cette équation montre que le niveau d'isolation autour de la fréquence de résonance est directement relié au rapport  $Z_0/(2 \cdot R)$ . La minimisation de ce rapport peut être obtenue avec une faible résistance  $R$  et une haute impédance de ligne  $Z_0$ .

### II.2.b. Bande passante

Un autre paramètre important du comportement électrique d'un commutateur parallèle capacitif est l'isolation dans une bande de fréquence donnée. Pour un niveau d'isolation égal à [Isol +3 dB], la bande passante correspondante est donnée par :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = R \cdot \sqrt{\frac{C_{bas}}{L}} \quad \text{Équation 10}$$

Une large bande passante assure une meilleure isolation pour une gamme de fréquences donnée mais aussi permet d'obtenir des performances moins sensibles à la dispersion technologique. En effet, la conception d'un commutateur avec une fréquence de

résonance donnée est reliée à  $C_{bas}$ . Cette valeur de capacité est très sensible à la qualité du contact entre le pont métallique et le diélectrique. La reproductibilité de ce contact, spécialement pour de faibles actuations, peut-être un point très critique dans le cas d'une faible bande passante.

Comme le montre l'expression, une large bande passante peut être obtenue avec une grande résistance, une grande capacité et une faible inductance.

### II.3. PERTES D'INSERTION

L'expression analytique des pertes d'insertion (sans pertes ohmiques sur la ligne) autour de la pulsation de résonance  $\omega_{obas}$  est donnée pour le pont à l'état haut par :

$$Insert(dB) = -10 \cdot \log \left[ 1 + \frac{1}{K_c^2} \left( \frac{Z_o}{2 \cdot R} \right)^2 \left( \frac{\Delta \omega}{\omega_{obas}} \right)^2 \right] \quad \text{Équation 11}$$

De l'expression précédente nous pouvons déduire que pour réduire efficacement les pertes d'insertion il faut obtenir un important rapport  $K_c$ . La *Figure 3* illustre les dépendances des pertes d'insertion vis à vis du rapport  $K_c$  pour différentes valeurs de bande passante et pour une configuration donnée.

La minimisation des pertes implique un rapport  $K_c$  important et une faible bande passante. Mais cette faible bande passante présente une sensibilité plus grande aux dispersions technologiques. Nous voyons donc qu'il est nécessaire de trouver un compromis entre la bande passante et les pertes d'insertions. Plus le rapport  $K_c$  sera important, plus le compromis sera facilité.



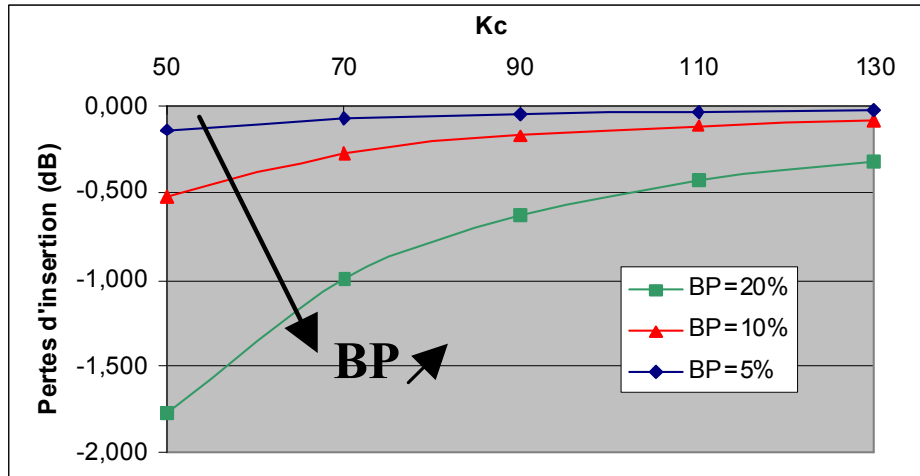


Figure 3 : Pertes d'insertion en fonction du rapport  $K_c$  ( $Isol = 45dB$ ,  $R = 0,4\Omega$ ,  $Z_o = 142\Omega$ ).

Un important rapport  $K_c$  peut être atteint en augmentant  $C_{bas}$  et en diminuant  $C_{haut}$ . Il faut noter la dernière solution a un effet sur l'augmentation de la tension d'actionnement du pont. La meilleure solution est d'augmenter la capacité à l'état bas sans changer la capacité à l'état haut. Cela est possible théoriquement en utilisant un diélectrique de faible épaisseur avec une forte permittivité. Mais la mauvaise qualité du contact entre le diélectrique et le pont à l'état bas dégrade  $C_{bas}$ .

#### II.4. ANALYSE MICRO-ONDE

Les analyses précédentes montrent qu'il existe un faible degré de liberté dans le choix des valeurs de  $K_c$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $Z_o$  si nous visons un ensemble donné de paramètres (isolation, pertes d'insertion, fréquence de résonance à l'état bas, bande passante). Les calculs analytiques permettent d'exprimer chaque paramètre électrique du modèle du commutateur en fonction du comportement électrique souhaité du commutateur :

$$K_c = \frac{\Delta\omega}{\omega_{o_{bas}}} \cdot \frac{10^{-\frac{Isol}{20}}}{\sqrt{10^{-\frac{Insert}{10}} - 1}} \quad \text{Équation 12}$$

$$\frac{Z_o}{R} = 2 \cdot 10^{-\frac{Isol}{20}} \quad \text{Équation 13}$$

$$C_{bas} = \left( \frac{\Delta\omega}{\omega_{o_{bas}}} \right) \cdot \frac{2 \cdot 10^{-\frac{Isol}{20}}}{Z_o \cdot \omega_{o_{bas}}} = K_c \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{10^{-\frac{Insert}{10}} - 1}}{Z_o \cdot \omega_{o_{bas}}} \quad \text{Équation 14}$$

$$L = \frac{Z_o}{2 \cdot 10^{-\frac{Isol}{20}} \cdot \omega_{o_{bas}}} \cdot \frac{\omega_{o_{bas}}}{\Delta\omega} = \frac{R}{\omega_{o_{bas}}} \cdot \frac{\omega_{o_{bas}}}{\Delta\omega} \quad \text{Équation 15}$$

#### II.4.a. Analyse du rapport $K_c$

La *Figure 4* illustre la valeur du rapport  $K_c$  pour différentes combinaisons de caractéristiques micro-ondes. Ces courbes sont indépendantes de la fréquence souhaitée et sont utiles pour évaluer le rapport  $K_c$  nécessaire à une combinaison de performances micro-ondes. Nous pouvons voir par exemple que pour un rapport  $K_c$  autour de 100, il n'est pas possible d'obtenir une isolation meilleure que -30dB et des pertes inférieures à 0,1dB pour une bande passante de 50%. En réduisant la bande passante à 20% nous pouvons obtenir autour de -40dB pour des pertes de 0,1dB. Mais dans ce cas la sensibilité à la dispersion technologique est plus importante.

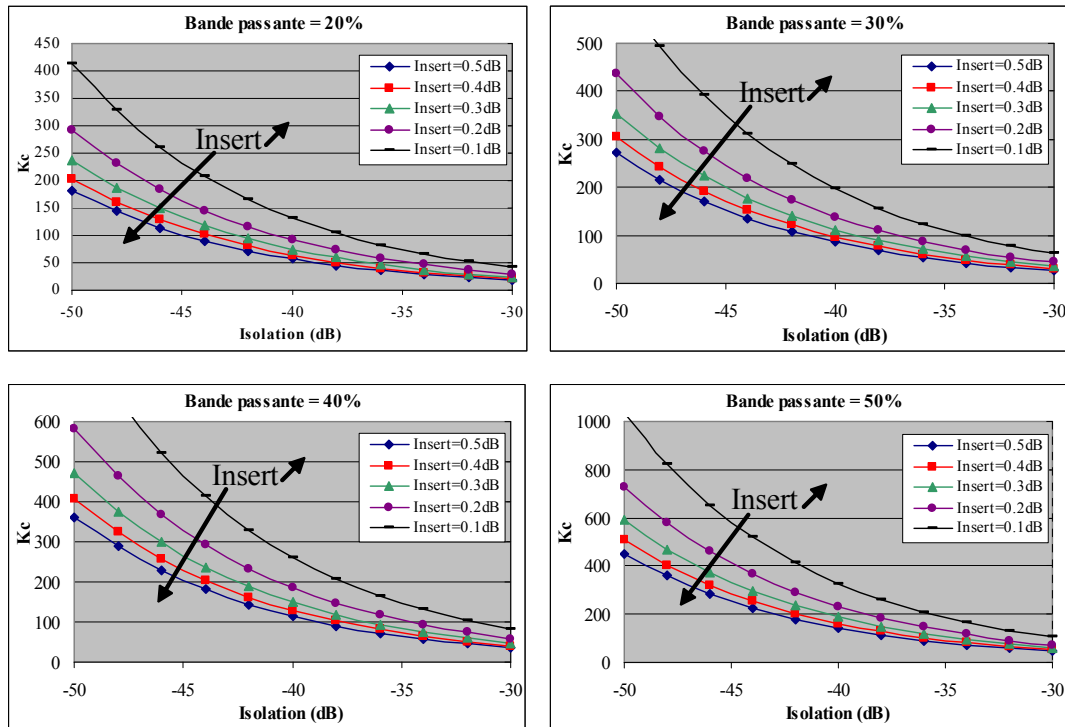


Figure 4 :  $K_c$  en fonction de l'isolation pour différentes pertes d'insertions et bandes passantes.

#### II.4.b. Analyse de la résistance du pont R

La Figure 5 donne la résistance  $R$  du pont en fonction de l'isolation pour des impédances de ligne comprise entre  $50\Omega$  et  $150\Omega$ . Avec une valeur typique de résistance ( $0.5\Omega$ )<sup>6</sup>, nous pouvons obtenir une isolation autour de  $-35\text{dB}$  pour une impédance de ligne  $Z_o = 50\Omega$  et autour de  $-45\text{dB}$  pour  $Z_o = 150\Omega$ . Cet accroissement de l'impédance est souvent utilisé en changeant la topologie de la ligne autour du pont.

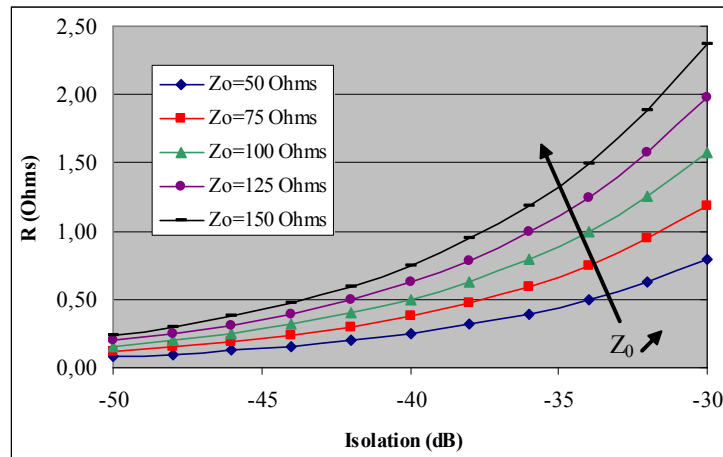


Figure 5 : Résistance du pont en fonction de l'isolation pour différentes impédances de ligne (commutateur parallèle capacitif).

#### II.4.c. Analyse de la capacité $C_{bas}$

La Figure 6 illustre la valeur de la capacité à l'état bas  $C_{bas}$  pour différents impédances de ligne et bandes passantes. La plus faible capacité est autour de 1pF pour une bande passante de 20%, une impédance de ligne de 150 $\Omega$  et une isolation de -30dB. Si nous prenons pour exemple la structure étudiée dans les simulations du chapitre 2, pour une épaisseur de diélectrique égale à 2500 Å avec une permittivité relative de 5,5, nous obtenons une valeur de capacité à l'état bas de 1,56 pF. Si l'épaisseur de la couche diélectrique est abaissée à 2000 Å, la valeur de la capacité à l'état bas atteint 7,7 pF. Nous voyons donc que, moyennant quelques améliorations, le fonctionnement capacitif d'un commutateur est adapté à une fréquence de 30GHz.

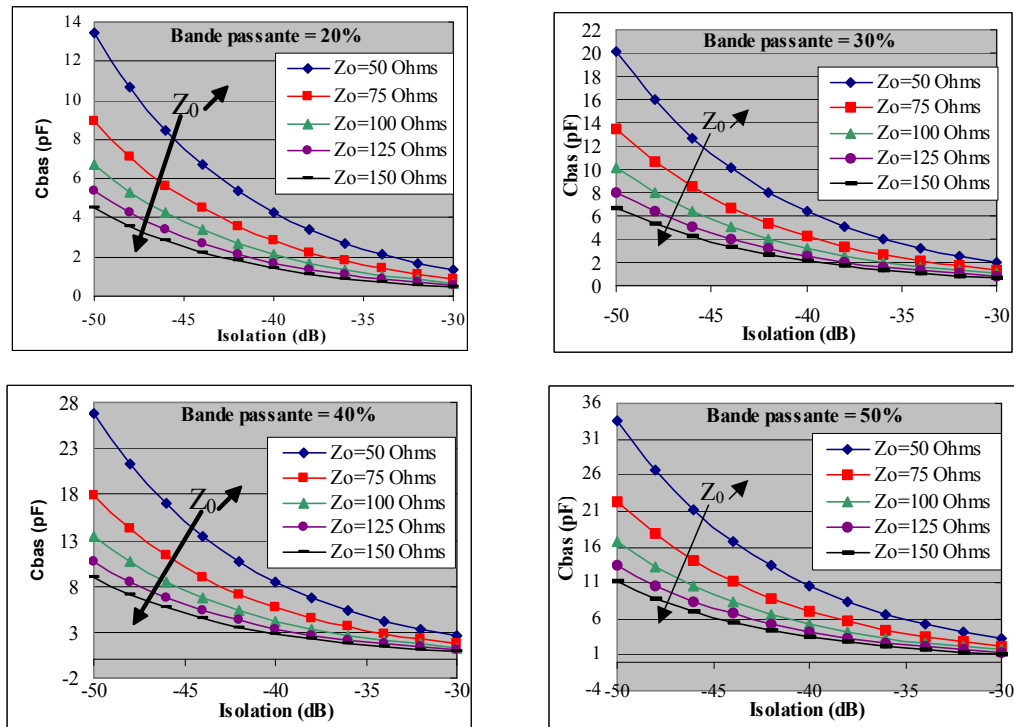


Figure 6 : Capacité du pont à l'état bas  $C_{bas}$  en fonction de l'isolation pour différentes impédances de ligne et bandes passantes ( $f_0=30$  GHz).

#### II.4.d. Analyse de la capacité L

La Figure 7 présente l'inductance du pont L en fonction de l'isolation pour différentes impédances de ligne et bandes passantes. Pour une meilleure isolation, l'inductance doit diminuer<sup>7</sup>. Ceci peut être obtenu en diminuant l'impédance de ligne et/ou la bande passante mais nous voyons qu'il est difficile d'obtenir des valeurs d'inductances typiques (10 pH à 40 pH). La solution est de fabriquer des ponts très courts mais au détriment des autres paramètres.

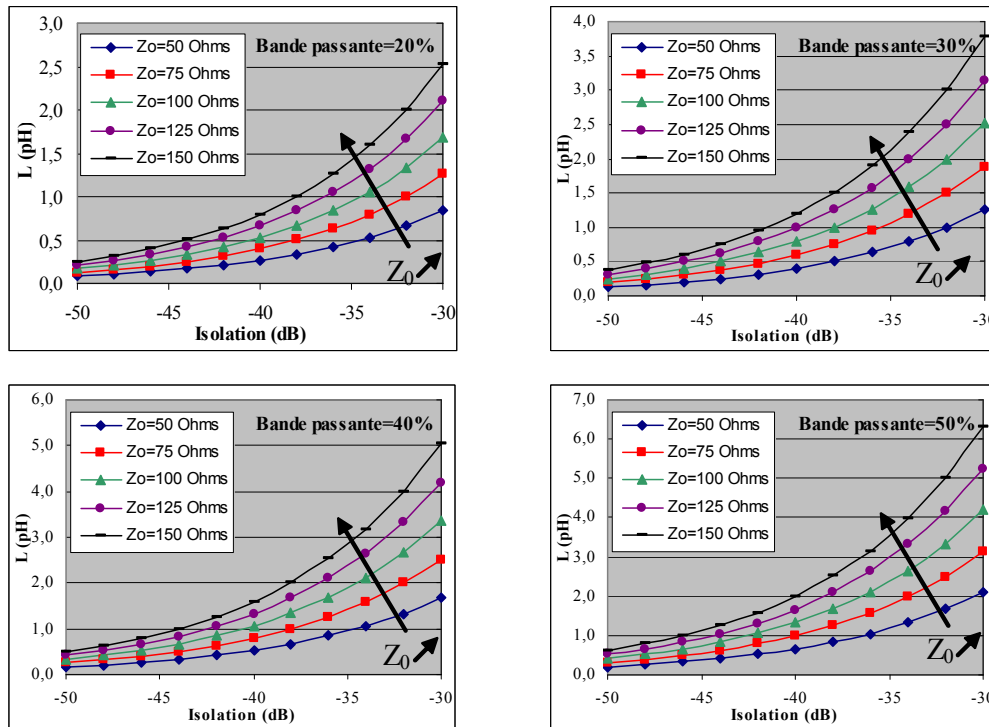


Figure 7 : Inductance du pont en fonction de l'isolation pour différentes impédances de ligne et bandes passantes ( $f_0=30$  GHz).

Une autre manière d'évaluer l'inductance nécessaire est d'exprimer cette inductance en fonction de la résistance du pont (Figure 8). Pour une résistance dans la gamme  $0,4\Omega/1\Omega$ , la valeur de l'inductance est comprise entre 2pH et 5pH pour une large bande passante (100%). En réduisant la bande passante il est nécessaire d'atteindre une inductance plus faible ce qui est difficile à réaliser.

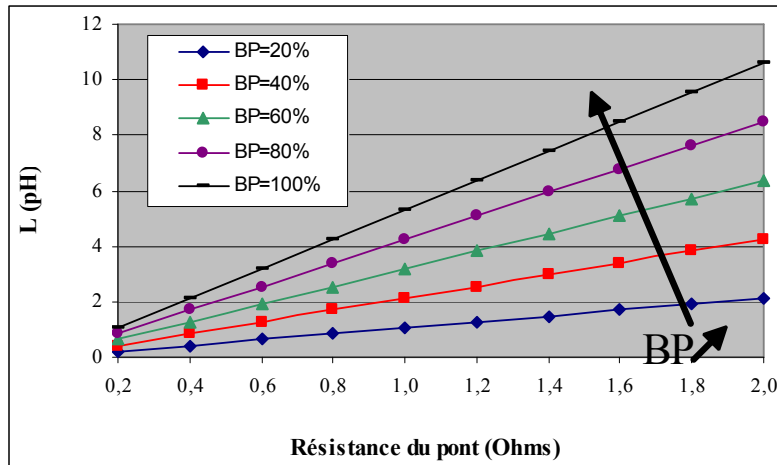


Figure 8 : Inductance du pont en fonction de la résistance pour différentes bandes passantes ( $f_0=30$  GHz).

## II.5. ANALYSE TECHNOLOGIQUE

### II.5.a. Evaluation du rapport $K_c$

Nous avons déjà vu que le rapport  $K_c$  est un paramètre très important pour la conception d'un micro-commutateur notamment pour l'isolation. Ce rapport dépend essentiellement du processus technologique (épaisseur du diélectrique, rugosité de la ligne) <sup>8</sup>. En première approximation (en négligeant les effets de bord), le rapport  $K_c$  peut être donné par :

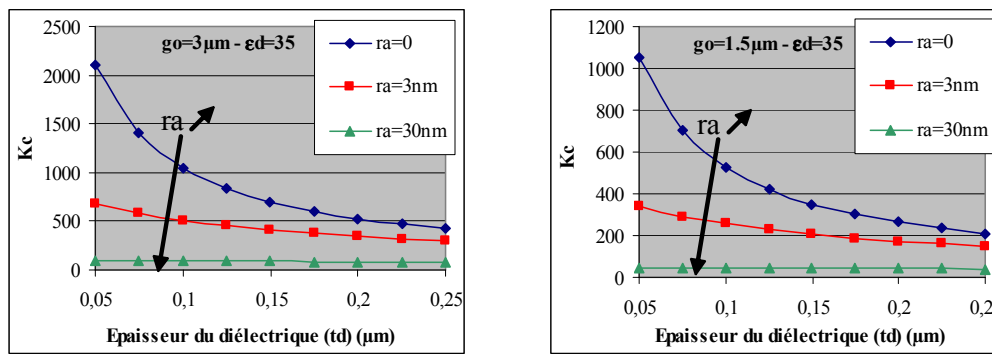
$$K_c = \frac{\epsilon_d \cdot g_o + t_d}{\epsilon_d \cdot r_a + t_d}$$

Équation 16

où  $\epsilon_d$  et  $t_d$  sont respectivement la permittivité et l'épaisseur de la couche de diélectrique et  $g_o$  la hauteur du pont. La qualité du contact entre le pont et le diélectrique a été évaluée à travers un gap d'air résiduel entre ces deux parties égal à la rugosité moyenne ( $r_a$ ) de la ligne. La Figure 9 donne le rapport  $K_c$  en fonction de l'épaisseur du diélectrique pour différentes rugosités de ligne. La hauteur du pont  $g_o$  est égale à  $3\mu\text{m}$  ce qui est une valeur commune pour les micro-commutateurs micro-ondes. La rugosité d'un bon métal est autour de quelques nanomètres. C'est le cas par exemple pour une fine couche d'or évaporé souvent utilisé pour la ligne d'un commutateur RF. Une rugosité de plusieurs dizaines de nanomètres

est souvent observée pour des conducteurs épais de métal électrodéposé comme l'or. Les calculs ont été réalisés pour le nitrure de silicium déposé par PECVD classique ( $\epsilon_d = 5.5$ ) et pour un matériau plus exotique tel que le  $\text{SrTiO}_3$  ( $\epsilon_d \cong 35$ ).

La dégradation du rapport  $K_c$  due à la rugosité est plus importante pour un diélectrique à forte permittivité. Avec une bonne rugosité (3nm) et une faible épaisseur de diélectrique (0,1 $\mu\text{m}$ ), la valeur du rapport  $K_c$  est proche de 150 pour le nitrure de silicium. Pour le  $\text{SrTiO}_3$ , il est possible d'obtenir un rapport  $K_c$  autour de 500. Pour une épaisseur de diélectrique plus importante (0,25  $\mu\text{m}$ ), il est possible d'obtenir un rapport  $K_c$  voisin de 60 et 300 respectivement pour le nitrure de silicium et le  $\text{SrTiO}_3$ .



**Figure 9 :** Rapport  $K_c$  en fonction de l'épaisseur du diélectrique pour différentes rugosités de lignes ( $g_o = 3\mu\text{m}$  -  $\epsilon_d = 5.5$  et  $\epsilon_d = 35$ ).

### II.5.b. Evaluation de $C_{\text{bas}}$

La Figure 10 donne la capacité  $C_{\text{bas}}$  par  $\mu\text{m}^2$  en fonction de l'épaisseur du diélectrique pour différentes rugosités de ligne et pour deux matériaux diélectriques ( $\epsilon_d = 5.5$  and  $\epsilon_d = 35$ ). Avec le nitrure de silicium il est possible d'atteindre 0.4fF/ $\mu\text{m}^2$  et 1.5fF/ $\mu\text{m}^2$  pour le  $\text{SrTiO}_3$  pour une épaisseur de diélectrique égale à 0.1 $\mu\text{m}$ . Pour une épaisseur de diélectrique plus importante (0,25  $\mu\text{m}$ ), il est possible d'atteindre 0,2 fF/ $\mu\text{m}^2$  et 0,9 fF/ $\mu\text{m}^2$  respectivement pour le nitrure de silicium et le  $\text{SrTiO}_3$ .



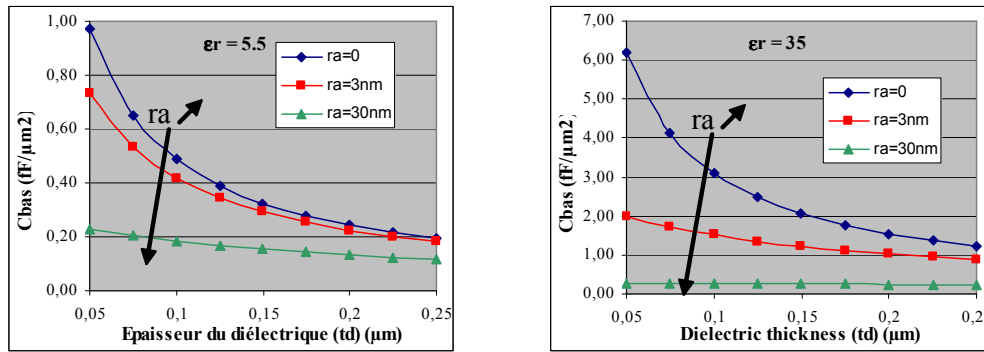


Figure 10 : Capacité  $C_{bas}$  en fonction de l'épaisseur du diélectrique pour différentes rugosités de ligne ( $\epsilon_d = 5.5$  and  $\epsilon_d = 35$ ).

Le paragraphe suivant traite des caractérisations micro-ondes de micro-commutateurs simples. Dans un premier temps, nous étudierons les résultats concernant un micro-commutateur simple réalisé sur membrane.

### III. MICROCOMMUTATEUR SIMPLE SUR MEMBRANE

Le design du micro-commutateur correspond à un fonctionnement optimal à 30 GHz car il doit être intégré dans une fonction plus complexe.<sup>9</sup>

#### III.1. TOPOLOGIE DU MICRO-COMMUTATEUR

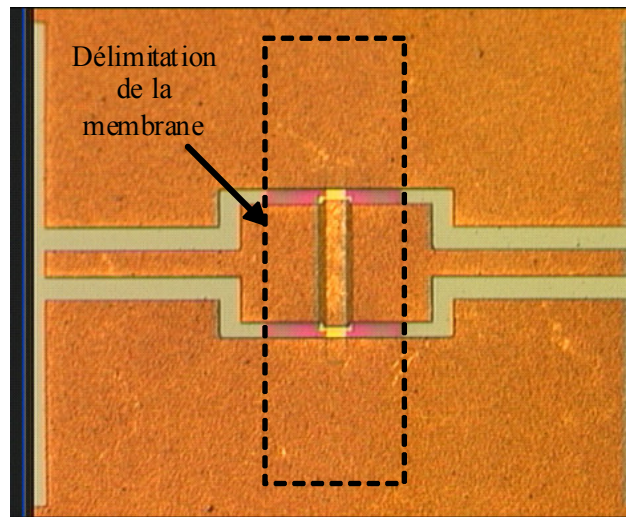
Les lignes coplanaires sont fabriquées à partir d'une couche d'accrochage constituée d'une couche de titane de 500 Å et d'une couche d'or déposée par évaporation de 2 µm. La ligne a été réalisée entièrement en or par évaporation afin de diminuer sa rugosité. La largeur de la partie centrale du pont est de 60 µm. La largeur du conducteur central de la ligne coplaire est de 290 µm. La largeur des fentes coplanaires est de 30 µm. l'impédance de la ligne est donc voisine de 75 Ω. La distance entre les points d'encastrement est de 430 µm. La distance entre le pont et la ligne micro-onde est de 3 µm avant libération. Le pont étant libéré, cette distance est plutôt de 2 µm.

L'épaisseur totale du pont est de 1,7 µm. Elle résulte de la superposition de deux couches d'or :

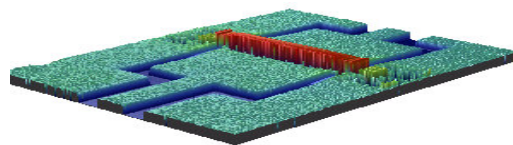
- une couche de 0.2 µm d'or par évaporation
- une couche de 1,5 µm d'or électrolytique

La couche isolante est du nitrure de silicium ( $\epsilon_r \sim 5,5$ ) déposé par PECVD dont l'épaisseur est égale à 2500 Å.

La *Figure 11* représente une photographie du micro-commutateur prise au microscope optique (*Figure 11.a*) et au profilomètre optique (*Figure 11.b*). On distingue bien la délimitation de la membrane. La *Figure 12* illustre un dessin côté du micro-commutateur.



*a*



*b*

**Figure 11 : Photographie a. au microscope optique et b. au profilomètre optique d'un micro-commutateur simple sur membrane.**

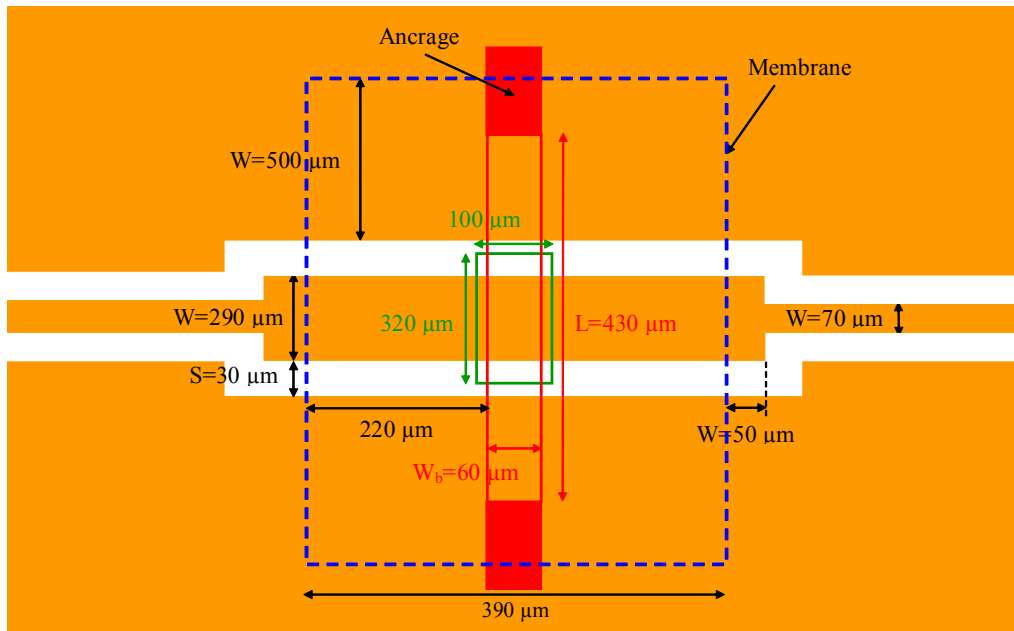


Figure 12 : Dessin côté du micro-commutateur simple sur membrane.

### III.1.a. Caractéristiques fréquentielles du micro-commutateur

La Figure 13 présente le coefficient de transmission ( $S_{21}$ ) mesuré pour un micro-commutateur à l'état bas et à l'état haut. Les mesures ont été réalisées dans le plan de la membrane après calibration. Les deux états sont détaillés dans les paragraphes suivants.

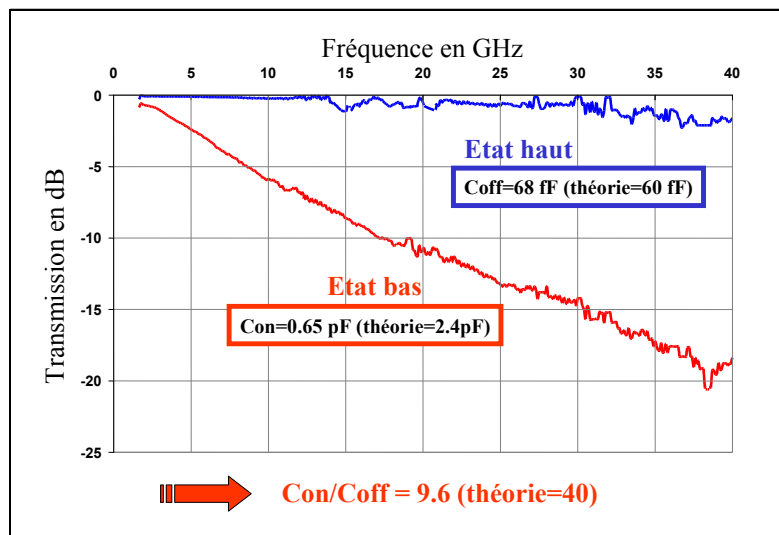
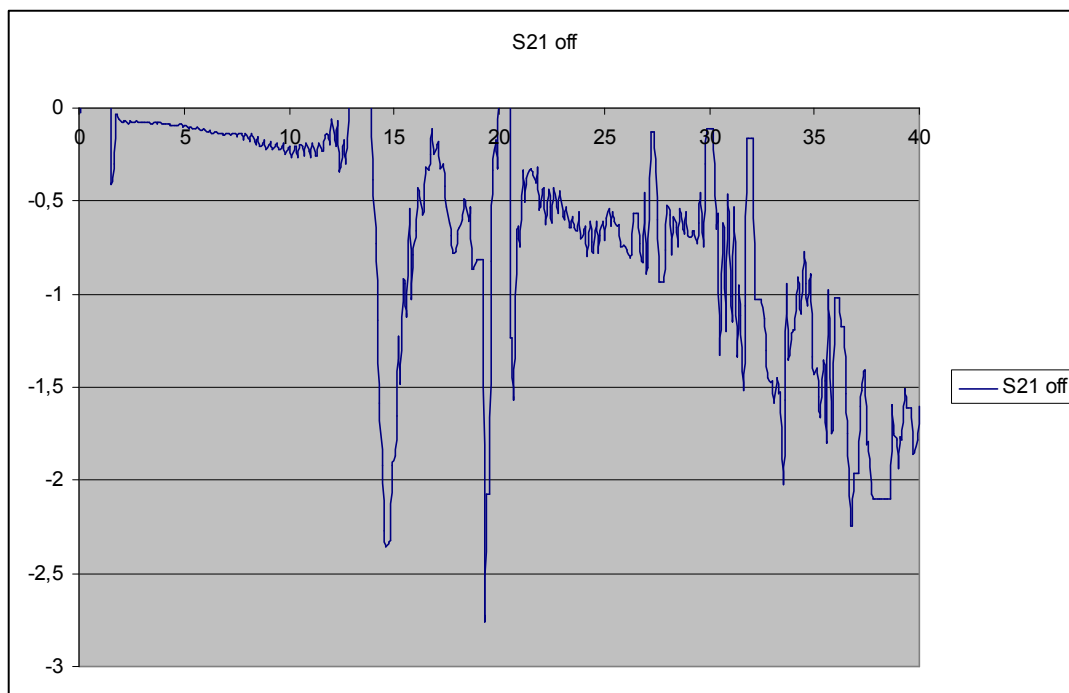


Figure 13 : Caractérisation ( $S_{21}$ ) d'un micro-commutateur à l'état haut et à l'état bas.

### III.1.a.1. Analyse sur les pertes d'insertion du micro-commutateur

Nous avons mesuré (moyenne sur plusieurs mesures) une valeur de pertes (pertes d'insertion auxquelles on déduit la réflexion) à l'état haut de 0.1dB à 30 GHz ce qui est tout à fait remarquable pour une technologie MEMS (*Figure 14*). Ce niveau de pertes record est obtenu grâce au micro-usinage du silicium ce qui permet de s'affranchir des pertes du silicium, importantes à 30 GHz. Nous constatons de plus, la bonne cohérence entre les valeurs mesurées et simulées de capacité à l'état haut (erreur de l'ordre de 10% sur plusieurs échantillons).



*Figure 14 : Caractérisation (S21) d'un micro-commutateur à l'état haut.*

### III.1.a.2. Analyse sur l'isolation du micro-commutateur

Dans un second temps, nous avons étudié l'origine des différences entre l'isolation simulée (40 à 50dB) et mesurée (20dB) (*Figure 15*).

Pour cette étude, nous nous sommes donc focalisé sur les pouvoirs d'isolation des micro-commutateurs (à l'état bas) dont la *Figure 16* présente les performances simulées et mesurées.

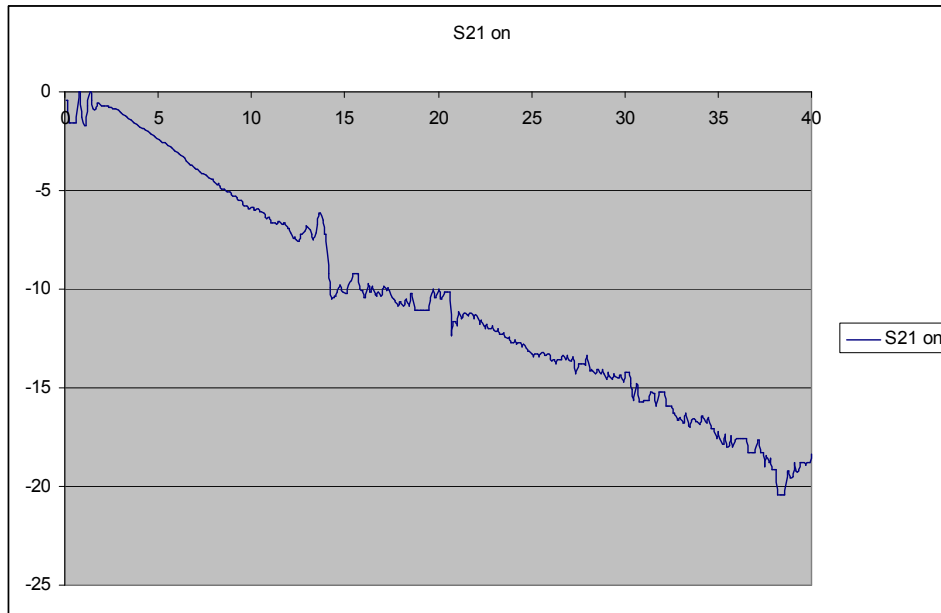


Figure 15 : Caractérisation ( $S_{21}$ ) d'un micro-commutateur à l'état haut et à l'état bas.

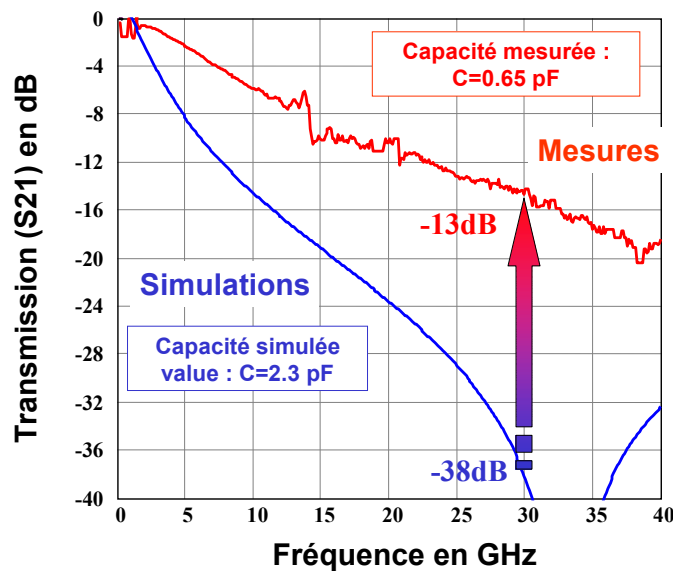


Figure 16 : Caractérisation et simulation ( $S_{21}$ ) d'un micro-commutateur à l'état bas.

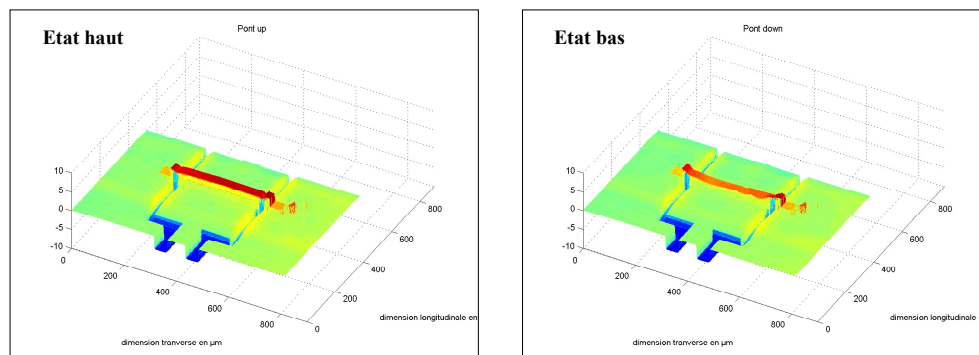
Nous constatons que la valeur de capacité de fermeture présentée par le pont à l'état bas ne correspond qu'à 30% de la valeur escomptée. Cette dégradation de la valeur de la capacité de fermeture se traduit par une dégradation significative de l'isolation du pont à l'état bas qui passe de 38dB à seulement 13dB à 30 GHz. D'après les *Figure 13* et *Figure 16*,

les valeurs des capacités mesurées à l'état haut  $C_{\text{haut}}$  et à l'état bas  $C_{\text{bas}}$  sont :  $C_{\text{bas}}=650\text{fF}$  et  $C_{\text{haut}}=68\text{fF}$  ce qui se traduit par un rapport  $C_{\text{bas}}/C_{\text{haut}}$  de seulement 9.6.

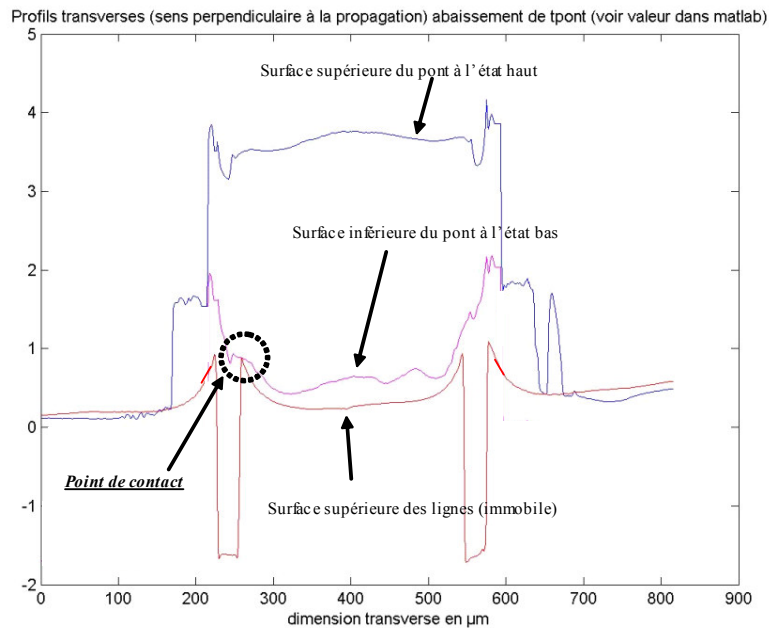
Nous avons de plus tenté de justifier, par des analyses physiques, l'origine de la dégradation de la capacité à l'état bas. Pour cela, nous avons analysé au profilomètre optique le pont à l'état haut et à l'état bas. La *Figure 17* présente les résultats de mesure pour les deux états possibles du micro-commutateur.

Le graphique représentant le pont à l'état bas montre un profil irrégulier du pont qui devrait être à l'origine de la dégradation du contact pont/diélectrique et donc de la capacité de fermeture. Afin d'étayer cette hypothèse, nous avons représenté sur la *Figure 18* le profil des lignes coplanaires, le profil de la surface supérieure du pont à l'état haut et le profil de la surface inférieure du pont à l'état bas. Ce dernier a été obtenu en retranchant au profil de la surface supérieure du pont, son épaisseur supposée constante. Nous remarquons que :

- le profil des lignes est non plan. Ceci s'explique par le fait que les lignes sont réalisées en or évaporé présentant une forte contrainte résiduelle. Ce stress interne est suffisant pour induire une courbure à la fine membrane diélectrique qui supporte les lignes coplanaires.
- le profil du pont est irrégulier qu'il soit à l'état bas et à l'état haut.
- le pont à l'état bas ne se plaque pas directement sur le diélectrique de la ligne coplanaire car les profils irréguliers de la ligne et du pont ne s'épousent pas parfaitement : il existe des points de contact et donc des poches d'air limitant la valeur de la capacité  $C_{\text{on}}$ .



**Figure 17 : Caractérisation au profilomètre optique d'un micro-commutateur à l'état haut et à l'état bas.**

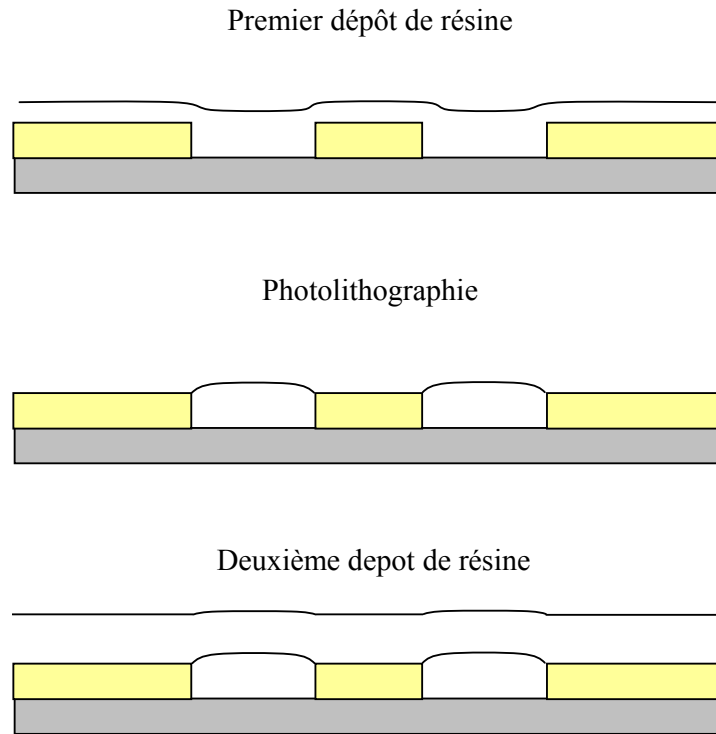


**Figure 18 : Profil transverse d'une structure MEMS (ligne + pont) à l'état haut et bas.**

L'origine de la dégradation du rapport  $C_{bas}/C_{haut}$  est donc la conséquence des déformations du pont et des lignes coplanaires qui interdisent le contact intime entre le pont et le diélectrique. Des solutions sont donc possible tant en technologie qu'en conception et sont actuellement en voie d'évaluation :

- diminuer le stress interne des matériaux essentiellement ceux constituant le pont et les lignes (déformation de la membrane),
- diminuer l'irrégularité du profil du pont pour éviter les points de contact indésirables et catastrophiques pour la valeur de  $C_{bas}$ .

Afin de s'affranchir des points de contact inopportuns du pont avec la ligne micro-onde, il est indispensable de planariser son profil. Actuellement la solution utilisée consiste à combler les fentes coplanaires par un dépôt de résine. Ceci est obtenu par un premier dépôt de résine d'épaisseur légèrement supérieure à celles des lignes puis par une photolithographie à l'aide du masque utilisé pour la réalisation des lignes. Puis un second dépôt classique de résine sacrificielle est réalisé pour fixer la hauteur du pont. La *Figure 19* illustre le procédé technologique. Les commutateurs réalisés actuellement avec cette technique permettent d'obtenir des rapports  $C_{bas}/C_{haut}$  voisins de 60 sur silicium massif.



*Figure 19 : Planarisation du profil du pont par dépôts successifs de résine.*

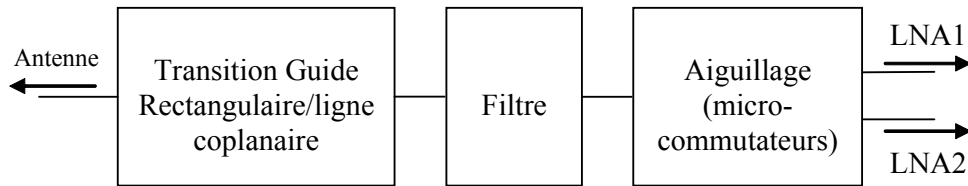
#### IV. COMMUTATEUR UNE ENTREE / DEUX SORTIES

Nous allons maintenant présenter de façon générale le projet dans lequel est intégré le commutateur une entrée/deux sorties. Ce projet propose de démontrer la faisabilité, au travers d'un démonstrateur, d'une tête de réception faible bruit ultra compacte à 30 GHz pour application multimédia par satellites.

Nous rappelons ci-dessous les éléments constitutifs de la liaison (*Figure 20*) :

- une transition permettant de passer d'une propagation en guide rectangulaire à une propagation en mode coplanaire,
- une cellule de filtrage permettant de sélectionner la bande de fréquences utile,
- une cellule d'amplification faible bruit. La cellule est doublée pour assurer le caractère redondant de la structure,
- un dispositif d'aiguillage des signaux afin de rediriger ces derniers vers la cellule de redondance au cas où la première cellule d'amplification ne fonctionne plus. La *Figure 20* représente le schéma bloc de la partie passive de la tête de réception.



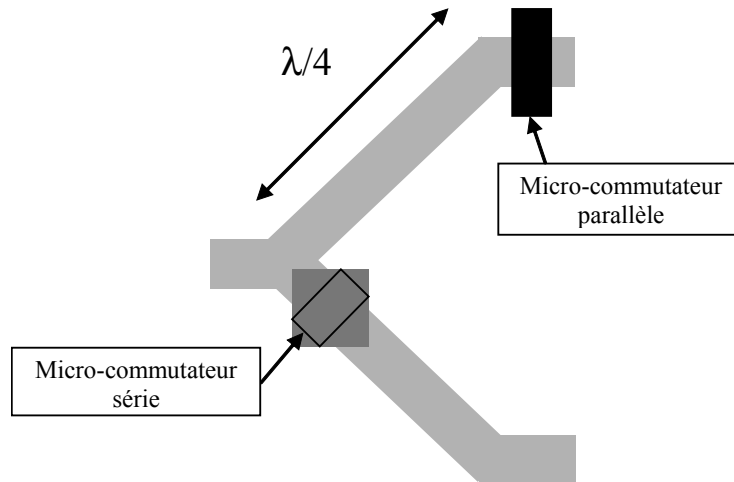


**Figure 20 : La partie passive à faible pertes d'insertion en bande Ka de la tête de réception.**

Le cahier des charges fourni par Alcatel Space Industries spécifie :

- des pertes d'insertion inférieures à 0.9 dB dans la bande Rx [27.5 GHz – 30 GHz] sur la chaîne « Transition + Filtre + Micro-commutateur ». Il a été choisi de répartir également ces pertes sur les trois cellules.
- des pertes par réflexion en entrée d'au moins 15 dB
- une atténuation dans la bande Tx [18 GHz – 21.2 GHz] pour la chaîne « Transition + Filtre » d'au moins 50 dB

Le circuit en charge de la fonction de commutation des deux chaînes d'amplificateurs permettant d'assurer une redondance est un commutateur une entrée / deux sorties (SPDT : Single Pole Double Throw). Les deux sorties doivent fonctionner en opposition. Lorsque l'une est passante, l'autre est fermée et inversement. Le choix des micro-commutateurs de chacune des lignes doit donc tenir compte de cela. L'idéal serait d'avoir dans une branche un micro-commutateur « normally ON » et dans l'autre un micro-commutateur « normally OFF » à savoir un micro-commutateur de type série et un micro-commutateur de type parallèle <sup>10</sup>. En effet, dans ce cas-là, la cellule ne consomme aucune énergie et les matériaux ne subissent aucune usure <sup>11</sup>. La *Figure 21* rappelle la topologie asymétrique du SPDT. Le micro-commutateur série n'ayant pas encore été à ce jour validé au laboratoire, nous avons donc opté pour un SPDT symétrique à commutateur capacitif parallèle.

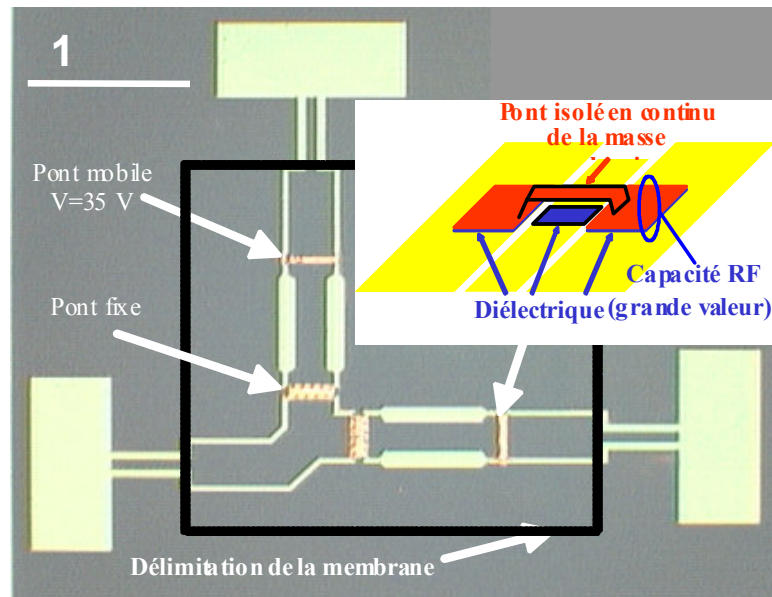


*Figure 21 : Topologie asymétrique de SPDT.*

La topologie envisagée de SPDT est une structure symétrique à commutateur capacitif parallèle. Nous présentons dans un premier temps les caractérisations du circuit SPDT complet ainsi que le bilan des performances mesurées comparées à celle simulées et désirées. Les résultats obtenus sont commentés en s'appuyant sur des caractérisations tant électriques (déjà exposées dans les paragraphes précédents) que physiques des briques de base de la technologie (micro-commutateurs et lignes).

#### **IV.1. CONCEPTION DU SPDT SYMETRIQUE A MICRO-COMMUTATEUR PARALLELE**

La *Figure 22* présente la photographie vue de dessus du SPDT symétrique fabriqué au LAAS-CNRS. La *Figure 23* représente le même circuit photographié au microscope à balayage électronique ainsi que les photographies des micro-commutateurs le constituant.

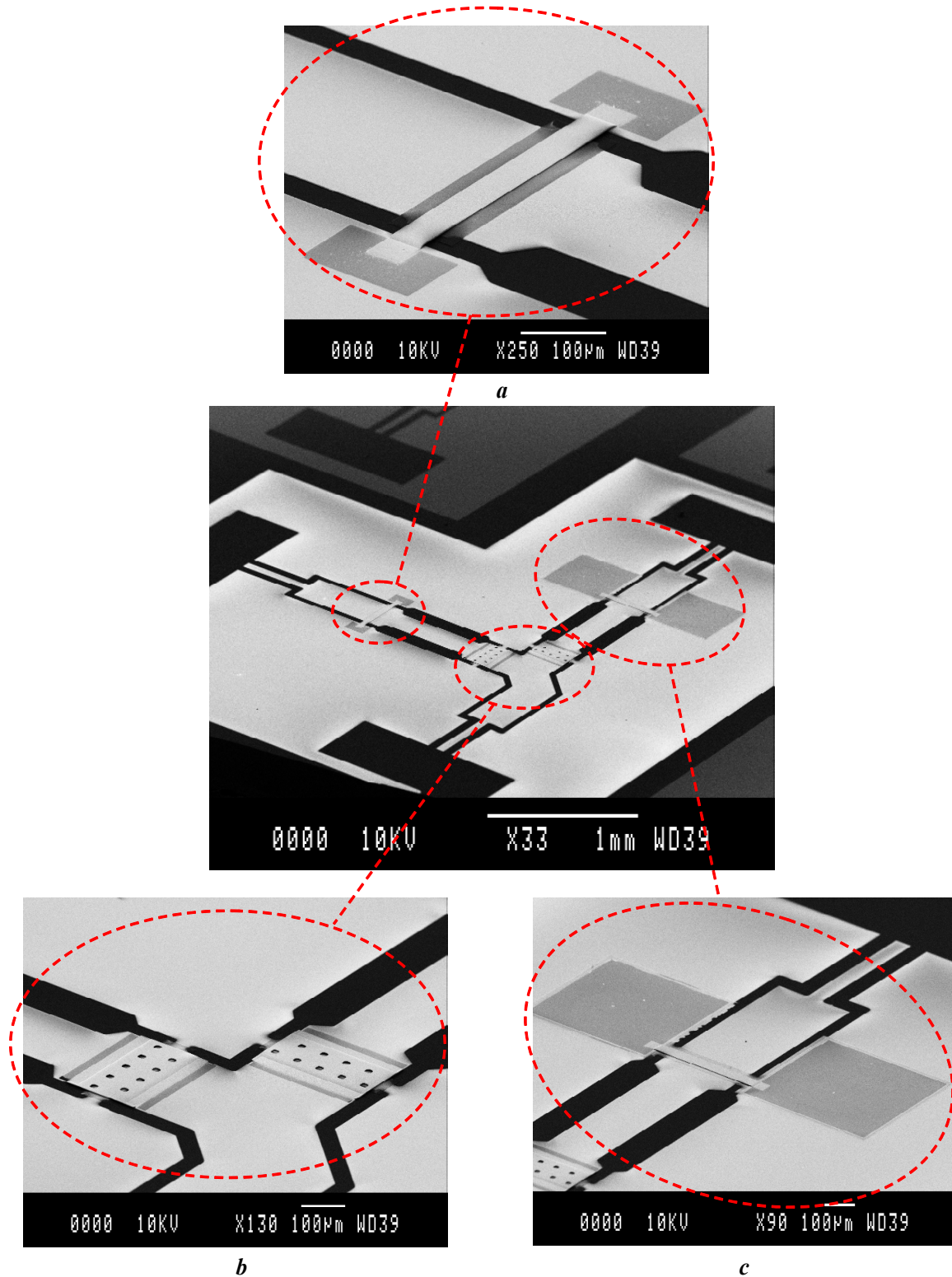


**Figure 22 : Photographie vue de dessus du circuit SPDT fabriqué au LAAS-CNRS.**

Le SPDT est constitué de deux bras comportant chacun :

- un tronçon de ligne à forte impédance caractéristique
- deux ponts à air :
  - un pont à air immobile réalisant une capacité entre le conducteur central et la masse coplanaire afin de garantir l'intégrité de la fonction d'inverseur d'impédance. Cette structure réalise en outre un équilibrage des masses coplanaires indispensable étant donnée la présence de discontinuités.
  - un pont mobile qui assure la fonction de commutation et présente, à l'état haut, une valeur de capacité compatible avec la fonction d'inverseur d'impédance.<sup>12</sup>

L'activation des deux ponts à air mobiles doit être indépendante. C'est la raison pour laquelle un des deux ponts à air mobiles repose, non sur les masses coplanaires mais sur deux électrodes flottantes réalisant l'isolation DC entre le pont et les masses tout en garantissant la mise à la masse RF de ce dernier (étant donnée la forte capacité entre les électrodes flottantes et les masses coplanaires).<sup>13</sup>



*Figure 23 : Photographie prise au MEB du circuit SPDT fabriqué au LAAS-CNRS, a. pont à air mobile, b. ponts à air fixes, c. pont à air mobile isolé.*

#### IV.2. CARACTERISATIONS HYPERFREQUENCES DU SPDT SYMETRIQUE

Les mesures ont été effectuées sur tranche (directement sur la puce) à l'aide de pointes coplanaires et la polarisation des micro-commutateurs a été effectuée via des tés de polarisation externes. Les lignes d'accès ont été déduites des mesures grâce à des étalons de calibrage qui ont placé les plans de références aux niveaux de la limite de la membrane. Une procédure de calibrage TRL a permis cette opération. Des mesures en paramètres S du circuit permettent ainsi d'extraire toutes les données désirées : pertes d'insertion de la voie active, isolation de la voie inactive et adaptations entrée/sortie du circuit. Ne possédant qu'un analyseur de réseau deux ports, un des trois accès du circuit (fonction de la caractéristique mesurée) a été chargé sur  $50 \Omega$  via une pointe coplanaire et une charge adaptée.

La *Figure 24* présente les performances mesurées du SPDT : un niveau de pertes de seulement 0.6dB à 30GHz est atteint ce qui est tout à fait remarquable. Des pertes inférieures à 0.9 dB sont obtenues pour la gamme de fréquence de l'application visée et une isolation de 21 dB est mesurée à 30 GHz et 20dB pour la gamme de fréquence utile. Les courbes rouges (en tiret) présentent les résultats de simulation. Leur bon accord avec les caractérisations valide la méthodologie de conception qui a été développée. La valeur de  $Con/Coff = 10$  choisie pour les simulations provient de la caractérisation des micro-commutateurs simples sur membrane effectuées aux paragraphes précédents.

La *Figure 25* présente le coefficient de réflexion à l'entrée du SPDT (en noir pour les mesures et en rouge pour les simulations). Une bonne adaptation du circuit est ainsi obtenue (14dB à 30 GHz et 11dB sur la gamme de fréquence utile) ce qui démontre là encore la correcte conception et fabrication du circuit.

Le *Tableau 1* présente le bilan des performances désirées, simulées et mesurées. Nous constatons que cette première conception, bien qu'encourageante ne satisfait pas au cahier des charges, notamment concernant les pertes d'insertion. Un effort devra donc être mené afin de diminuer les pertes d'insertion du SPDT tout en satisfaisant aux contraintes d'isolation (proches de celles mesurées lors de ce premier circuit).

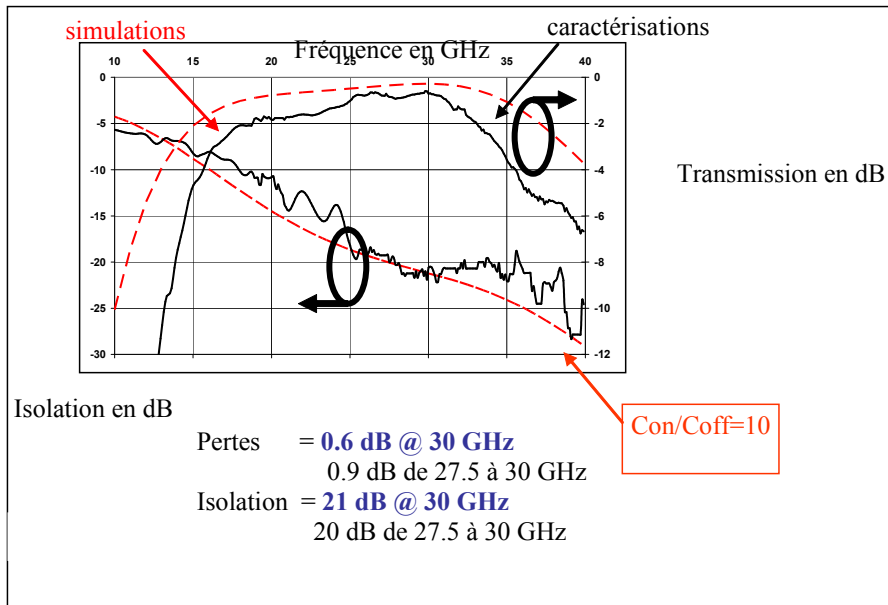


Figure 24 : Pertes d'insertion et isolation mesurées du SPDT.

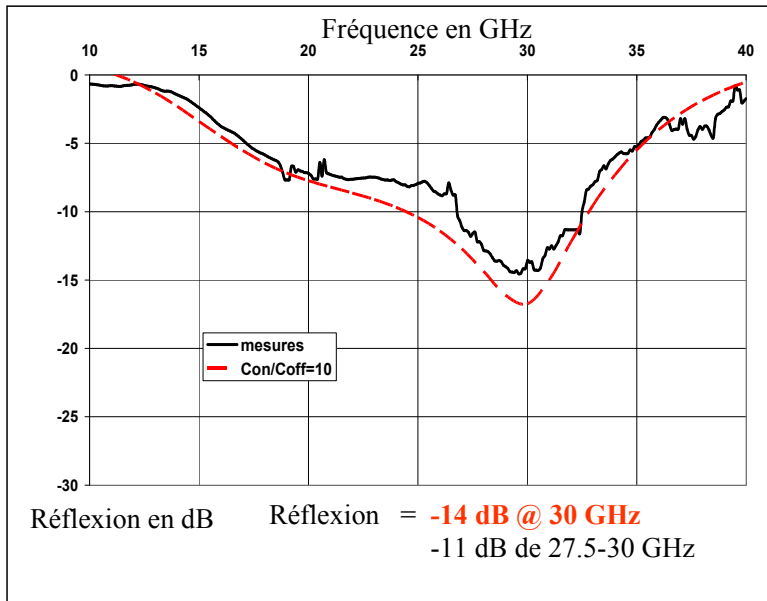


Figure 25 : Réflexion à l'entrée du SPDT.

Paramètres	Spécifications	Simulation E.M.	Caractérisations
Bande de fréquences (Rx)	27.5 – 30.0 GHz		
Pertes d'insertion	< 0.3 dB	< 0.12 dB	0.9 dB
Isolation entre voies	> 25 dB	> 40 dB	20 dB

*Tableau 1 : Bilan des performances désirées, simulées et mesurées.*

Le *Tableau 2* présente un bilan des différentes contributions des pertes d'insertion totales, les pertes des lignes en technologie sur membrane étant déjà connues. Nous constatons que :

- 33% des pertes proviennent de l'adaptation d'entrée du circuit qu'il conviendra alors d'affiner : une valeur de coefficient de réflexion de -20dB permettrait de ramener à 0.05dB la contribution aux pertes d'insertion totales. Cette désadaptation est essentiellement due à la valeur mesurée de la capacité à l'état haut qui ne correspond pas exactement à celle escomptée (+13%) et induit donc une désadaptation de la ligne quart d'onde ainsi conçue,
- 33% des pertes proviennent des deux micro-commutateurs pour lesquels il sera difficile de minimiser les pertes étant donnée que la technologie suspendue montre des performances remarquables,
- les derniers 33% proviennent des lignes d'accès pour lesquelles une optimisation des longueurs (réduction des lignes d'accès) est possible ainsi qu'un dimensionnement plus adéquat (augmentation de la largeur du conducteur central pour les lignes à forte impédance caractéristique).<sup>14</sup>

Contribution des pertes d'insertion	Valeurs en dB
Réflexion en entrée	0.18
Isolation de la voie inactive (fuites)	0.02
Pertes dans les MEMS	2×0.1
Pertes dans les lignes d'accès	0.2
Pertes totales	0.6

*Tableau 2 : Contribution des pertes d'insertion totales mesurées à 30 GHz.*

De ce bilan sur les différentes contributions des pertes totales, nous pouvons conclure que le niveau de pertes peut raisonnablement être ramené à 0.3dB par :

- une optimisation de l'adaptation du SPDT et donc de la ligne quart d'onde synthétisée. Il s'agira essentiellement de l'optimisation du procédé technologique afin de fabriquer des micro-commutateurs ayant des valeurs de capacité à l'état haut désirées. Ceci devrait se traduire par un gain de 0.2dB sur les pertes totales.
- une optimisation des tronçons de ligne inductive afin d'en minimiser les pertes. Un travail de conception est alors à mener afin de réduire les pertes de cet élément à 0.1dB (soit 0.1dB de gain sur les pertes totales).

La *Figure 26* présente un état de l'art des performances micro-ondes en pertes d'insertion et en isolation de circuits SPDT réalisés à l'aide de différentes technologies. Le graphique représentant les pertes d'insertion en fonction de la fréquence prouve la supériorité des technologies MEMS pour les applications faibles pertes comparées aux technologies à base de FET. Seules les solutions à diodes à base d'Arséniure de Gallium permettent des niveaux de pertes équivalents mais au prix d'une technologie complexe et ne présentant pas les potentialités d'intégration offertes par la technologie MEMS.

Nous constatons que notre structure à base de MEMS, bien que réalisée à l'aide d'une technologie non optimisée, présente des isolations concurrentielles à celles présentées par des circuits à base de FET. Nous espérons prochainement atteindre des valeurs d'isolation de 50dB par une optimisation des procédés d'élaboration des MEMS ce qui tout à fait remarquables par rapport aux autres technologies à base de semi-conducteurs. <sup>15,16</sup>



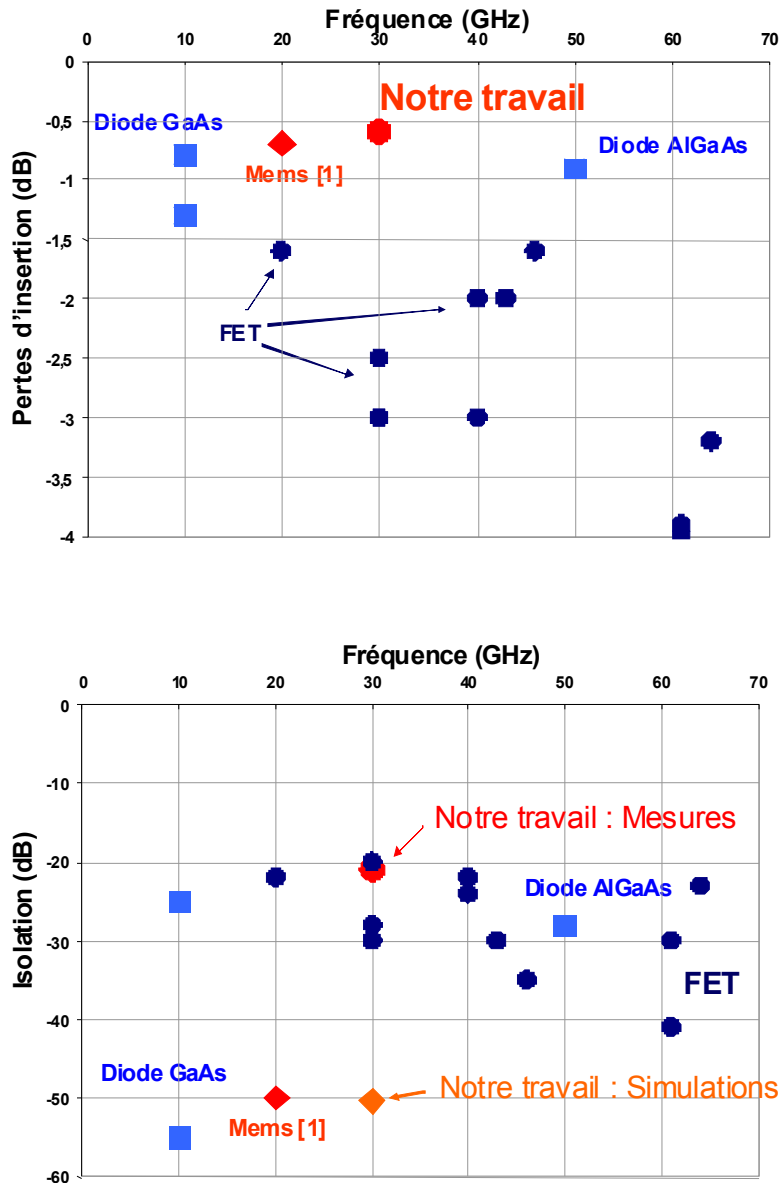


Figure 26 : Etat de l'art de différents SPDT pour des technologies différentes.

Les résultats sont donc très encourageants car ils démontrent les potentialités de l'utilisation de MEMS pour la réalisation de circuits à hautes performances pour les applications en gamme millimétrique.

## V. CONCLUSION

Le début de ce chapitre a mis en évidence l'utilité d'outils analytiques dans l'anticipation des problèmes de conception des micro-commutateurs. En effet, pour un ensemble donné de paramètres (isolation, pertes d'insertion, fréquence de résonance à l'état bas, bande passante), ces expressions analytiques permettent de dimensionner le microcommutateur par rapport à ces paramètres électriques ( $K_c$ ,  $R$ ,  $L$ ,  $C$  et  $Z_0$ ).

Ensuite, nous détaillons les analyses micro-ondes d'un commutateur simple sur membrane. Les valeurs mesurées sont assez éloignées de celles simulées. Le micro-commutateur présente un niveau de pertes d'insertion très faible inférieur à 0,1 dB mais l'isolation est 13 dB au dessus de la valeur escomptée en simulation qui prévoyait -38 dB à 30 GHz. La différence peut s'expliquer par une rugosité de la ligne coplanaire trop important qui dégrade la capacité à l'état bas. De plus le profil non plat du pont couplé à la courbure des lignes coplanaire qui déforme la membrane à cause de leurs contraintes importantes. Des solutions non présentées ici ont été développées depuis ces travaux telles qu'une amélioration du procédé technologique visant à rendre plat le profil du pont.

La dernière partie de ce chapitre traite d'un démonstrateur plus complexe utilisant deux fois le micro-commutateur précédent pour réaliser une fonction d'aiguillage dans une structure de tête de réception. Comme pour le cas précédent les résultats de mesures ne sont pas ceux attendus par les simulations. Un niveau de pertes de 0,9 dB est relevé alors que les simulations électromagnétiques prévoient 0,12 dB. De plus l'isolation atteint 20 dB au lieu des 40 dB prévus. On peut raisonnablement envisager de ramener les pertes d'insertions à 0,3 dB notamment en améliorant le procédé technologique pour obtenir les capacités voulues à l'état haut des micro-commutateurs. L'amélioration du niveau d'isolation passe quand à lui par les optimisations technologiques déjà présentées en ce qui concerne le micro-commutateur seul.

### REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE 3

- <sup>1</sup> Goldsmith,-C.; Tsen-Hwang-Lin; Powers,-B.; Wen-Rong-Wu; Norvell,-B., “Micromechanical membrane switches for microwave applications”, 1995-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.95CH3577-4. 1995: 91-4
- <sup>2</sup> J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, ‘High-isolation CPW MEMS shunt switches – Part 1 : Modeling’, IEEE MTT, Vol. 48, n° 6, pp. 1045-1052, Juin 2000
- <sup>3</sup> J.B. Muldavin, G.M. Rebeiz, ‘High-isolation CPW MEMS shunt switches – Part 2 : Design’, IEEE MTT, Vol. 48, n° 6, pp. 1053-1056, Juin 2000
- <sup>4</sup> Muldavin,-J.-B.; Rebeiz,-G.-M., “30 GHz tuned MEMS switches”, 1999-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.99CH36282. 1999: 1511-14 vol.4
- <sup>5</sup> Wong,-C.-H.; Tan,-M.-J.; Guo,-L.-H.; Huang,-J.-M.; Liew,-K.-M.; Liu,-A.-Q., “Micromachined capacitive switches at microwave frequencies”, Proceedings-of-the-SPIE-The-International-Society-for-Optical-Engineering. 2000; 4175: 140-8
- <sup>6</sup> Yao,-Z.-J.; Chen,-S.; Eshelman,-S.; Denniston,-D.; Goldsmith,-C., “Micromachined low-loss microwave switches”, Journal-of-Microelectromechanical-Systems. June 1999; 8(2): 129-34
- <sup>7</sup> Peroulios,-D.; Pacheco,-S.; Sarabandi,-K.; Katehi,-P.-B., “MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering”, 2000-IEEE-MTT-S-International-Microwave-Symposium-Digest-Cat.-No.00CH37017. 2000: 1217-20 vol.2
- <sup>8</sup> Newman,-H.-S., “RF MEMS switches and applications”, 2002-IEEE-International-Reliability-Physics-Symposium.-Proceedings.-40th-Annual-Cat.-No.02CH37320. 2002: 111-15

---

<sup>9</sup> David Dubuc, Laurent Rabbia, Katia Grenier, Patrick Pons, Olivier Vendier, J. Graffeuil, Robert Plana, "Original MEMS-Based Single Pole Double Throw Topology for Millimeter Wave Space Communications", European Microwave Week (EUMC2003), 6-10 October 2003, Munich, Germany, pp 979-982

<sup>10</sup> David Dubuc, Laurent Rabbia, Katia Grenier, Patrick Pons, Laurent Bary, Olivier Vendier, Robert Plana, "MEMS-Based Redundant circuits for millimeter-wave space applications", 4<sup>th</sup> workshop on MEMS for millimeterWAVE communications (MEMSWAVE), Toulouse (France), 2-4 Juillet 2003, pp.A.19-A.22

<sup>11</sup> W.Merlijn van Spengen, R. Puers, R. Mertens, I. De Wolf "Experimental characterization of stiction due to charging in RF MEMS", Electron Devices Meeting, 2002. IEDM '02. Digest. International , 8-11 Dec. 2002, pp 901 -904

<sup>12</sup> T. Hirota, A. Minakawa, M. Muraguchi, "Reduced-Size Branch-Line and Rat-Race Hybrids for Uniplanar MMIC's", IEEE MTT vol.38-3, March 1990, pp. 270-275.

<sup>13</sup> S.P. Pacheco, D. Peroulis, L.P.B Katehi, "MEMS Single- Pole Double-Throw (SPDT) X and K-Band Switching Circuits", IEEE MTT-S 2001, Phenix USA.

<sup>14</sup> Guan-Leng Tan; Mihailovich, R.E.; Hacker, J.B.; DeNatale, J.F.; Rebeiz, G.M. "A 2-bit miniature X-band MEMS phase shifter", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume: 13 Issue: 4 , April 2003, pp 146 -148.

<sup>15</sup> K.W. Kobayashi, A.K. Oki, D. K. Umemoto, S.K.Z. Claxton, D.C. Streit, "Monolithic GaAs HBT p-i-n Diode Variable Gain Amplifiers, Attenuators, and Switches", IEEE MTT vol.41 n°12, December 1993, pp. 2295-2302.

<sup>16</sup> H. Mizutani, M. Funabashi, M. Kuzuhara, Y. Takayama, " Compact DC-60 GHz HJFET MMIC Switches Using Ohmic Electrode-Sharing Technology", IEEE-MTT vol 46 n°11, November 1998, pp. 1597-1603.



# Conclusion générale



Les travaux présentés dans ce mémoire répondent à une demande croissante de nouvelles filières technologiques permettant l'expansion des nouveaux systèmes de télécommunication hautes-fréquences. Les principales attentes dans ce domaine sont la minimisation du poids, de l'encombrement et des coûts de production. Le matériau qui satisfait pleinement à cet état de fait est le silicium car il est peu onéreux et sa technologie est relativement bien maîtrisée ce qui autorise une fabrication de masse. Son utilisation comporte tout de même un inconvénient majeur dans les applications hyper-fréquences. En effet sa très faible résistivité entraîne des problèmes de pertes diélectriques très préjudiciables pour les circuits passifs. C'est pourquoi, depuis quelques années au sein du laboratoire, nous avons opté pour une filière technologique basée sur le micro-usinage de volume car la suppression du substrat de silicium permet d'obtenir des circuits faibles pertes. L'objectif de nos travaux était de concevoir et réaliser des micro-commutateurs micro-ondes faibles pertes. Nous avons choisi de prendre la configuration pont à air parallèle capacitif pour sa relative facilité de conception. Dans ce cas, un micro-usinage de surface est nécessaire. Nos travaux ont donc consisté à développer une filière technologique permettant de réaliser ces pont à air et ensuite de rendre cette filière compatible avec la filière précédente qui consiste à réaliser des circuits faibles pertes avec la réalisation d'une membrane diélectrique.

Le premier chapitre rend compte du procédé technologique complet qui permet de réaliser des micro-commutateurs micro-ondes capacitifs parallèles sur membrane. Bien que les micro-commutateurs soient sur membrane, les accès des lignes coplanaires se trouvent sur silicium massif et un nettoyage minutieux avant de déposer la membrane électrique permet de réduire le coefficient d'atténuation linéique d'un facteur 5 à 30 GHz. L'optimisation des différentes étapes a été détaillée dans ce manuscrit. Nous avons rencontré des difficultés au niveau du contrôle des contraintes d'une part en ce qui concerne les lignes coplanaires avec un problème de déformation de la membrane et d'autre part au niveau du pont en ce qui concerne son profil. La rugosité des lignes est un problème majeur car nous avons vu qu'avec une rugosité aux alentours de 1500 Å, nous mesurons des isolations 20 dB en dessous des valeurs espérées par les simulations. La libération a été également une étape difficile surtout lorsque les structures présentent des raideurs assez faibles correspondant à une tension d'activation de l'ordre de 25 V. Les études actuelles sur une libération fractionnée par plasma oxygène donnent de très bons résultats. Enfin, comme nous



l'avons vu à la fin de ce chapitre, la réunion des procédés de la face supérieure et inférieure n'a pas été sans problème de compatibilité technologique mais la solution utilisée actuellement (gravure partielle du substrat avant libération du pont) donne des résultats encourageants.

Le deuxième chapitre résume l'analyse mécanique des ponts métalliques. Il est décomposé en deux parties. Une partie est consacrée à des simulations permettant de comprendre le comportement global d'un pont et n'est valable que pour cette topologie de pont. Néanmoins elles permettent de répertorier les mécanismes généraux de telles structures ce que les outils analytiques ne permettent pas de faire car ils concernent des topologies de pont à profil plat et encastrement parfaits. Cette étude compare donc les différences que nous pouvons rencontrer entre ce pont idéal et le pont choisi qui toutefois a été réalisé en technologie. La déflexion initiale d'un pont va conditionner le profil de ce pont après la libération de ce dernier. Il est donc très important de pouvoir la contrôler. Nous avons vu que cette déflexion est 4 à 5 fois plus importante dans le cas d'un pont réel. Ceci est dû à deux phénomènes conjoints à savoir l'influence du gradient de contrainte et la contrainte moyenne dans les deux couches du pont. La raideur totale d'un pont est moins importante dans le cas d'un pont réel car, bien que son profil rigidifie la structure et augmente donc la raideur linéaire, ce même profil permet une relaxation des contraintes de l'ordre de 70 % par rapport au cas parfait.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la mesure des raideurs mécanique des ponts. La méthode présentée donne des résultats avec une précision inférieure à 30 %. La relative faiblesse de la précision des mesures peut être contrebalancée par le fait que cette méthode est très facile à mettre en place tant au niveau équipement qu'au niveau mesure. Les résultats nous apprennent que la raideur d'un pont qui n'est pas plat est en moyenne 20 % plus importante que celle d'un pont plat à cause de la forme nervurée de son profil qui rigidifie la structure. Nous pouvons rajouter que les précontraintes ont peu d'influence dans la valeur totale de la raideur et sont très difficile à estimer dans les expressions analytiques. Ce dernier fait couplé au fait que les raideurs des ponts mesurés sont relativement faibles entraîne que nous ayons une différence de l'ordre de 20 % entre les valeurs expérimentales et mesurées. La fin du chapitre énonce une méthode utilisant les résultats des mesures qui permet d'estimer le module d'Young ainsi que la contrainte moyenne des matériaux utilisés pour fabriquer le pont avec respectivement une précision de 20 et 33 %.

Le troisième chapitre traite des résultats d'analyse micro-ondes de deux démonstrateurs. Le premier est un micro-commutateur simple sur membrane et le second un circuit plus complexe incorporant le premier. Avant de passer à l'analyse de ces deux structures, nous avons proposé un moyen analytique permettant de devancer les problèmes de conception liée aux micro-commutateurs. A partir d'expressions analytiques nous avons exprimé les différents paramètres électriques en fonction des deux principaux paramètres comportementaux d'un micro-commutateur à savoir les pertes d'insertions et le niveau d'isolation. Après cette analyse micro-onde, nous proposons une analyse technologique qui nous apprend par exemple que si nos lignes coplanaires présentent une rugosité de l'ordre de 3 nm et pour une épaisseur de nitrure de 250 nm, nous ne pouvons pas espérer un rapport entre la capacité à l'état bas et la capacité à l'état haut supérieur à 200.

Le premier démonstrateur étudié est un micro-commutateur simple sur membrane. Nous avons constaté que les mesures ne sont pas en accord avec les simulations. Les raisons sont essentiellement de nature technologique à savoir une rugosité de ligne trop importante ainsi qu'une déformation des lignes sur membrane et un profil de pont qui n'est pas plat. Des solutions actuellement à l'étude ont déjà permis d'améliorer les performances.

Le deuxième démonstrateur remplit la fonction d'aiguilleur de signal dans une tête de réception à 30 GHz. Pour cela, il utilise deux micro-commutateurs décrits précédemment. Là aussi, les performances escomptées ne sont pas atteintes. Une partie de cette différence est imputable aux micro-commutateurs eux-mêmes pour les mêmes raisons que nous avons développées auparavant. L'autre partie est due à la conception du système dans lequel sont inscrits les micro-commutateurs. Par exemple une diminution de la longueur des lignes d'accès permettrait de diminuer les pertes d'insertion à l'état passant.

Nous avons atteint l'objectif de réaliser des micro-commutateurs micro-ondes capacitifs parallèles sur membrane. Cependant les performances attendues n'ont pas été obtenues. Bien que le procédé commence à être relativement stable, des améliorations sont à apporter afin d'assurer une meilleure reproductibilité et fiabilité des structures. Afin d'améliorer les performances, il est nécessaire de porter un soin particulier au contrôle des contraintes des différentes couches notamment celles des lignes coplanaires afin de diminuer la déformation de la membrane mais

également celles du pont pour planariser son profil. Pour garantir une isolation des circuits conforme au cahier des charges, une amélioration de la rugosité est également nécessaire pour atteindre des capacités à l'état bas assez importantes. Le procédé de libération peut être amélioré voire modifié en utilisant un sécheur super-critique qui permettra d'obtenir un meilleur rendement. En ce qui concerne les mesures mécaniques, l'utilisation d'autres moyens comme par exemple un nano-indenteur permettrait de réduire la marge d'erreur de façon significative.

## Résumé

Ce mémoire traite de l'élaboration d'une nouvelle filière technologique pour micro-commutateurs parallèles capacitifs micro-ondes sur membrane diélectrique. Les micro-commutateurs sont des ponts à air métalliques actionnés électrostatiquement et structurés par un micro-usinage de surface. Un micro-usinage de volume est réalisé pour obtenir une membrane sur laquelle les circuits fabriqués sont faibles pertes.

Le chapitre I présente le procédé technologique global utilisé. Dans un premier temps nous détaillons les briques de base constituant chacun des procédés des deux faces de la plaquette, la face supérieure pour le micro-commutateur et la face inférieure pour la membrane. La fin de ce chapitre est consacrée à l'optimisation de l'enchaînement de ces deux procédés afin d'assurer une bonne compatibilité technologique de l'ensemble des étapes.

Le chapitre II traite de l'analyse mécanique des ponts métalliques. Les modèles analytiques de la littérature concernent en général des ponts plats à encastresments parfaits. C'est pourquoi nous avons tout d'abord exposé les résultats de simulations d'un micro-commutateur suivant différentes configurations. L'analyse de son comportement permet d'anticiper certains problèmes liés à sa conception. Une seconde partie est consacrée à la mesure des raideurs mécaniques de différents modèles de ponts métalliques. A la fin du chapitre nous présentons une méthode permettant d'évaluer le module d'Young et la contrainte initiale moyenne en utilisant les mesures précédemment effectuées.

Le chapitre III concerne la caractérisation micro-onde de démonstrateurs. Dans une première partie le comportement des micro-commutateurs est évalué à l'aide d'outils analytiques. Nous pouvons ainsi anticiper les problèmes de réalisation et estimer l'influence de chaque paramètre du micro-commutateur sur son comportement. Une deuxième partie est consacrée aux caractérisations micro-ondes d'un micro-commutateur sur silicium massif et sur membrane. Pour finir, ce dernier est intégré dans un démonstrateur plus complexe lui-même intégré dans un système participant à une tête de réception.

**Mots clés** : micro-commutateurs parallèles capacitif micro-ondes, membrane diélectrique, ponts à air métalliques, micro-usinage de volume et de surface, compatibilité technologique, raideurs mécaniques, analyse micro-onde

---

## Abstract

This memoir deals with the elaboration of a new manufacturing process for microwaves capacitive parallel microswitches on dielectric membrane. The microswitches are obtained with air-gap metallic bridges actuated by electrostatic strength and patterned by surface micromachining. A volume micromachining is carried out to obtain a membrane on which the manufactured circuits are low losses.

Chapter I explain the global technological process. First we present separately each process step used on each wafer face : the top side for the microswitch and the bottom side for the membrane. The end of this chapter is devoted to the optimization of the sequence of these two processes in order to ensure a good technological compatibility of the whole of the steps.

Chapter II presents the mechanical analysis of the metal bridges. The analytical models in the literature are generally related to flat bridges with perfect anchorages. That's why, in a first part, we exposed simulations results obtained on a microswitch with differents configurations. The analysis of its behaviour makes it possible to anticipate some problems related to its design. A second part is devoted to measurement of the mechanical stiffnesses of various models of metallic bridges. At the end of the chapter we present a method allowing to evaluate the Young modulus and the average initial stress by using measurements previously realized.

Chapter III relates to the microwave characterization of demonstrators. In a first part the behaviour of the microswitches is evaluated using analytical tools. So we can anticipate the problems of realization and estimate the influence of each parameter of the microswitch on its behaviour. A second part is devoted to the microwaves characterizations of a microswitch on massive silicon and membrane. To finish, this last is integrated in a more complex demonstrator itself integrated in a system taking part in a head of reception.

**Key words** : capacitive microwaves parallel microswitches, dielectric membrane, metal bridges with air, volume and surface micromachining, technological compatibility, mechanical stiffness, microwave analyzes.

---