



HAL
open science

Conception et réalisation de références de tensions alternatives à base de MEMS

François Blard

► **To cite this version:**

François Blard. Conception et réalisation de références de tensions alternatives à base de MEMS. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2011. Français. NNT: . tel-00644797

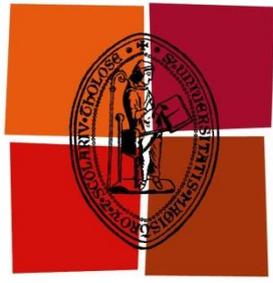
HAL Id: tel-00644797

<https://theses.hal.science/tel-00644797>

Submitted on 25 Nov 2011

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par l'université Toulouse III – Paul Sabatier
Discipline ou spécialité : *MicroNano Systèmes*

Présentée et soutenue par *François BLARD*

Le 29 septembre 2011

Titre : *Conception et réalisation de références de tensions alternatives à base de MEMS*

JURY

M. Skandar BASROUR, Université Grenoble, TIMA
M. Tarik BOUROUINA, Université Paris Est, ESIEE
M. Pascal NOUET, Université Montpellier II, LIRMM
M. Thierry PARRA, Université Toulouse III, LAAS
M. Gerold SCHRÖPFER, Coventor

Ecole doctorale : *GEET*
Unité de recherche : *LAAS - CNRS*
Directeur de Thèse : *Henri CAMON*
Co-directeur de Thèse: *Alexandre BOUNOUH*

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit de thèse, s'inscrit dans le cadre d'un projet CIFRE, collaboration entre le groupe Nano Ingénierie et Intégration des Systèmes du Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.) et du pôle de recherche en métrologie avancée du Laboratoire National de Métrologie et d'Essais (L.N.E.).

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Thierry PARRA, Professeur à l'université Paul Sabatier et au laboratoire LAAS-CNRS pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Messieurs Tarik BOUROUINA Professeur à l'ESIEE, université Paris Est et Pascal NOUET professeur au LIRMM, université Montpellier II d'avoir accepté d'être rapporteurs,

Je remercie aussi Messieurs Skandar BASROUR Professeur au TIMA, université Grenoble et Gerold SCHRÖPFER de la société COVENTOR pour avoir accepté d'évaluer ce travail et faire partie du Jury de cette thèse.

Il m'est particulièrement agréable de remercier Messieurs Raja CHATILLA, Jean-Louis SANCHEZ et Jean ARLAT directeurs successifs du LAAS pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

Je remercie tout particulièrement mes directeurs de thèse Henri CAMON Directeur de Recherche au LAAS et Alexandre BOUNOUH ingénieur de recherche pour leurs conseils scientifiques, leurs disponibilités et le temps passé à la relecture de mon manuscrit de thèse.

De plus je remercie les différentes personnes qui ont contribué à l'avancement de ce projet. Plus particulièrement Denis BELIERS pour ces conseils et connaissances en électronique, le service TEAM de la salle blanche du LAAS notamment Samuel CHARLOT pour sa disponibilité, son temps et son efficacité ainsi que Djafar, Laurent, David et Adrian.

Je tiens aussi à remercier Aurélie CRUAU de la société Coventor pour m'avoir apporté ses conseils et connaissances sur le travail de modélisation avec qui ce fut un plaisir de travailler.

Je souhaiterais également remercier François OLIVIER et Jonathan BOUCHER pour leur aide et les longues heures passées en salle de caractérisation devant la DLTS.

J'adresse aussi mes remerciements à mes collègues du LNE, François, Patrick, Djamel, André, Mickael, Hervé Alain et Dominique qui m'ont accueilli chaleureusement au sein de leur groupe.

Je n'oublie pas non plus l'ensemble des thésards et amis du LAAS et tout particulièrement Ahmed, Hamida, Hamada, Jérôme, Jonathan, Julien, Lamine, Maeva, Stéphane, Sébastien, Sergio Sofiane Teddy et Thomas pour ces moments passés ensemble et dont je garde un très bon souvenir.

Enfin je finirais par remercier ma famille qui a su être toujours présente depuis le début et dans les moments difficiles, merci à mes parents et à ma sœur pour leur soutien et leurs encouragements sans qui je ne serais pas ici aujourd'hui.

Table des matières

Introduction générale.....	9
Chapitre I : Références de tension et Microsystèmes.....	13
I. Le Système international d'unités (SI)	13
I.1. Historique et évolution du SI	13
I.2. Mesures, grandeurs et unités	14
I.3. Définition, réalisation et conservation d'une unité	16
II. Les références de tension électrique.....	16
II.1. Références de tension en courant continu	17
1.1 Effet Josephson.....	17
1.2. Diode Zener	19
1.3. Autres principes	21
II.2. Référence de tension en courant alternatif	23
2.1. Effet Josephson	23
2.2. Transfert thermique.....	25
III. Les Systèmes Micro-Electromécaniques (MEMS)	26
III.1. Introduction	26
III.2. Techniques de fabrication	30
III.3. Les MEMS appliqués à la métrologie.....	32
IV. Références de Tension à base de MEMS	34
IV.1. Principe de fonctionnement.....	34
1.1. Actionnement par une tension continue	34
1.2. Actionnement par courant alternatif	37
IV.2. Stabilité des références de tension MEMS.....	39
2.1. Stabilité mécanique	39
2.2. Paramètres électriques.....	39
IV.3. Rappels des objectifs du travail de thèse	43
Chapitre II : Conception des Microsystèmes	45
I. Architectures MEMS	45

I.1. Structures à débattement vertical	46
I.2. Structures à peignes interdigités.....	47
II. Modélisations des MEMS.....	48
II.1. Analyse par éléments finis sous CoventorWare	49
II.2. Simulations sous <i>Architect</i>	51
III. Procédé de fabrication	52
III.1. Procédé technologique de fabrication	52
1.1. Caractéristiques des wafers	53
1.2. Réalisation des MEMS	53
1.3. Réalisation du capot en silicium	56
1.4. Assemblage des deux wafers	57
III.2. Echantillons réalisés.....	58
2.1. Structures à débattement vertical	58
2.2. Structures à peignes interdigités	60
III.3. Montage des puces.....	61
IV. Electronique de commande	61
IV.1. Electronique de commande simple.....	62
1.1. La source de courant	62
1.2. Contre-réaction sur un amplificateur imparfait	64
1.3. Réalisation pratique.....	71
IV.2. Electronique à modulation d'amplitude (AM)	72
2.1. Principe.....	72
2.2. Réalisation de l'électronique à modulation d'amplitude.....	75
V. Montages expérimentaux.....	78
V.1. Mesure en tension continue ($C-V$)	78
V.2. Mesure en courant alternatif ($U-I$)	80
Chapitre III : Etude et caractérisation des MEMS à débattement vertical	85
I. Etude des structures MEMS de test.....	85
I.1. Design des structures	85
I.2. Calculs et modélisations	86
I.3. Validation numérique	90
I.4. Résultats expérimentaux	91

I.5. Synthèse et recommandations	95
II. MEMS fonctionnels	96
II.1 Design des MEMS fonctionnels	96
II.2 Calculs et modélisations	97
II.3 Résultats expérimentaux.....	99
3.1. Caractéristiques électriques	100
3.2. Mesure en régime transitoire (Deep Level Transient Spectroscopy).....	102
3.3. Evaluation de la stabilité de la tension de référence	103
II.4. Conclusions préliminaires	104
III. Procédé technologique dédié	105
III.1. Design des composants	105
III.2. Procédé technologique de fabrication	108
3.1. Gravure de l'électrode mobile	108
3.2. Réalisation de l'électrode supérieure fixe	111
3.3. Assemblage.....	113
Chapitre IV : Etude et caractérisation des MEMS à débattement horizontal ...	115
I. Design des structures	116
I.1. Calcul de la position de <i>pull-in</i>	118
I.2. Modélisations avec CoventorWare.....	120
2.1. Modélisations par éléments finis sous <i>Analyser</i>	120
2.2. Modélisations avec le module <i>Architect</i>	122
II. Résultats expérimentaux	125
II.1. Mesures en tension continue	125
II.2. Mesures en courant alternatif.....	128
II.3. Mesure en régime transitoire	129
II.4. Mesures de caractérisation de la tension de référence V_{pi}	132
4.1. Etude de la stabilité de V_{pi}	132
4.2. Etude de la tension de V_{pi} en fonction de la température et de l'humidité.....	135
4.3. Etude de la tension de V_{pi} en fonction de la fréquence	137
III. Nouvelle approche.....	141
III.1. Principe.....	141
III.2. Réalisations pratiques	143

2.1. Design réalisé.....	143
2.2. Modélisation de la structure	144
Conclusion générale	147
Bibliographie.....	151
Production scientifique.....	157

Introduction générale

Les Systèmes Micro-Electro-Mécaniques ou encore Microsystems se sont développés depuis quelques décennies dans le sillage du développement des technologies de la microélectronique qui leur a permis d'atteindre l'expansion considérable qu'on leur connaît aujourd'hui. Ainsi, les MEMS sont une partie intégrante des systèmes automobiles, on les retrouve dans les têtes d'imprimantes à jet d'encre, les gyroscopes, les écrans géants ou encore dans les microphones. D'autres domaines sont investis par les MEMS comme les télécommunications optiques, les radiofréquences ou les biocapteurs. Les MEMS sont par ailleurs d'excellents candidats pour la métrologie dans des domaines aussi variés que l'électricité-magnétique, la mécanique, la spectroscopie de masse ou bien le temps et fréquence. En électricité, on peut réaliser des références secondaires de tension continue (DC) ou alternative (AC), des convertisseurs étalons RF-DC, ou des capteurs de puissance RF.

Grâce au couplage électromécanique dans les MEMS, il est possible de réaliser pour la métrologie et l'instrumentation de précision, des références secondaires de tension électrique AC et DC dont les valeurs peuvent être de quelques volts à quelques centaines de volts ou plus, et qui peuvent fonctionner sur une large gamme de fréquence. Ces références sont très prometteuses en raison des performances attendues (stabilité de quelques 10^{-7} /an), et peuvent être une vraie alternative aux actuelles références Zener dans le cas de la tension continue, et constitueront une première pour la tension alternative, puisque aucune référence AC n'existe, hormis celle basée sur l'effet Josephson.

L'intérêt et l'apport des technologies MEMS pour les références de tension sont à relier à la situation de la métrologie du volt. En effet, au niveau de la métrologie primaire en courant continu, les étalons à base de jonctions Josephson présentent les meilleures incertitudes (de l'ordre de quelques 10^{-9}) avec une gamme de valeur limitée par le nombre de jonctions possibles dans un réseau (les valeurs typiques de ces étalons sont de 1 V et 10 V). Seuls les Laboratoires Nationaux de Métrologie (LNM) utilisent ces références pour la conservation du volt, compte tenu de l'investissement conséquent du dispositif expérimental et l'utilisation de la cryogénie. Toujours dans le domaine DC, les meilleures références secondaires de tension sont les diodes Zener (1 V et 10 V) dotées d'une électronique intégrée pour la compensation des effets thermiques. Ces étalons constituent la base de conservation du volt dans les centres d'étalonnages et présentent des stabilités à long terme de 1 ppm par an, ou quelques 10^{-7} dans

le meilleur des cas quand celles-ci sont préalablement sélectionnées, ce qui amène à les raccorder tous les trois mois en moyenne par rapport à une tension Josephson. Dans le domaine du courant alternatif, les seules références de tension sont générées par des réseaux de jonctions Josephson utilisés comme des convertisseurs analogique-numérique programmables. Ces composants, dont le développement est encore loin d'être achevé, souffrent des mêmes limitations que dans le cas de la tension Josephson DC (valeurs accessibles, mise en œuvre pratique et bande de fréquence limitée par les techniques d'échantillonnages). L'alternative à l'absence de référence de tension AC a été de recourir jusqu'à présent aux techniques de transferts AC-DC utilisant des convertisseurs thermiques. Les meilleures incertitudes données par ces convertisseurs sont de 10^{-7} à 1 kHz mais sont plus importantes en basses et hautes fréquences avec quelques ppm à 100 kHz. Enfin, les méthodes d'échantillonnages ont été aussi utilisées pour améliorer les performances du raccordement des grandeurs en régime alternatif. Cependant les applications de ces méthodes restent limitées en gamme de fréquence à quelques centaines kHz.

Ce travail de thèse, qui a été mené au sein du Laboratoire National de Métrologie et d'Essais (LNE) et du Laboratoire d'Analyses et d'Architecture des Systèmes (LAAS), s'inscrit dans cette thématique d'amélioration des possibilités d'étalonnage et de raccordement des tensions alternatives. En effet, à partir d'un dispositif MEMS constitué par une capacité variable dont au moins une des électrodes est mobile et actionnée par un courant alternatif, il est possible d'exploiter le phénomène de *pull-in* pour définir une référence de tension alternative très stable. Cette stabilité électrique sera le reflet de la stabilité mécanique du Microsystème qui est lui-même réalisé à partir d'un monocristal de silicium. Il est donc important de travailler sur deux aspects du Microsystème : le dispositif MEMS lui-même et son électronique de commande. Cela se traduit d'une part par le développement d'architectures MEMS avec un très haut niveau de stabilité et avec des procédés technologiques de fabrication fiables. D'autre part, la mise au point d'une électronique de commande dédiée et performante doit permettre un actionnement et un contrôle du Microsystème compatibles avec le niveau de stabilité requis pour être utilisé comme une référence de tension AC. La question du packaging est également importante car celui-ci doit assurer aux dispositifs MEMS une extrême robustesse vis-à-vis des différentes conditions environnementales.

Pour ce travail exploratoire, nous avons choisi d'utiliser le procédé Thick SOI HARM de la société Tronic's Microsystems pour avoir un approvisionnement rapide d'échantillons et tester la validité des principes mis en œuvre. Ce procédé disponible en Multi Project wafer

(MPW) utilise du silicium monocristallin. Par la suite, nous avons également lancé le développement d'un procédé de fabrication dédié à notre application et dont nous avons pu valider un grand nombre d'étapes technologiques. Nous avons aussi modélisé et étudié deux familles d'architectures MEMS à capacité variable, toutes deux réalisées à partir de plaquettes SOI (Silicon On Insulator) : des structures à débattement vertical où le substrat est l'électrode fixe alors que l'électrode mobile est réalisée dans la couche supérieure, et des structures à débattement horizontal basées sur des peignes silicium interdigités où les deux types d'électrodes sont réalisés sur la couche supérieure du wafer SOI.

Grâce à plusieurs développements de l'électronique de commande, nous avons pu étudier et caractériser les différents échantillons. Plusieurs paramètres ont été étudiés : les caractéristiques électriques (capacités parasites, tension de *pull-in*, plage de fréquence d'utilisation, fréquences de résonance...), les propriétés mécaniques, le comportement dynamique, ainsi que la stabilité de la tension de référence et son évolution en fonction des conditions environnementales (température, humidité et pression). Nous avons ainsi développé des références de tension AC ayant des valeurs comprises entre 2 V et 15 V qui montrent des stabilités meilleures que 10^{-6} sur une durée de mesures de près de 150 heures et présentant des coefficients thermiques 10 fois inférieurs à ceux reportés dans d'autres études.

Dans le chapitre I de ce manuscrit, nous présentons le contexte général qui sous-tend cette thématique de la métrologie électrique et des Microsystèmes avec une présentation de l'état de l'art dans ces deux domaines, en lien avec les références de tension électrique. Ceci permet de préciser les enjeux et les objectifs de ce travail de thèse tout en l'inscrivant dans un contexte plus large, lié au développement des applications MEMS pour la métrologie. Le chapitre II présente les différentes structures étudiées et le procédé de fabrication. Le développement des différentes électroniques de commande y est ensuite abordé puis détaillé, ainsi que les dispositifs expérimentaux de mesures et de caractérisations. Les deux derniers chapitres, III et IV, reviennent chacun sur un type particulier d'échantillon : le chapitre III est consacré aux MEMS à débattement vertical et le chapitre IV aux MEMS à peignes interdigités. L'ensemble des réalisations, résultats de mesures et caractérisations y sont présentés, en particulier le procédé technologique de fabrication dédié dans le chapitre III et les meilleurs résultats de stabilités des références de tension AC dans le chapitre IV. Le manuscrit se conclue par une présentation des éléments les plus marquants de ce travail de thèse, et aborde également les perspectives de développement en cours et futurs.

Chapitre I : Références de tension et Microsystèmes

Ce chapitre présente le cadre général de ce travail de thèse. Il s'agit d'abord d'introduire le domaine de la métrologie et de présenter le Système International (SI) d'unités, ainsi que les unités de base qui permettent de définir en particulier l'unité de tension électrique, le volt. Nous reviendrons sur les méthodes de réalisation et de conservation du volt dans les Laboratoires Nationaux de Métrologie (LNM) ainsi que sur la chaîne de traçabilité au SI (étalons primaires et secondaires). Nous aborderons ensuite les Systèmes Micro-Electro-Mécaniques (MEMS) et les procédés technologiques de fabrication les plus répandus. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous nous attacherons à présenter l'approche des MEMS pour les applications en métrologie électrique, et notamment pour la réalisation des références de tension en courant alternatif (AC), ce qui permettra de préciser les objectifs de ce travail de thèse.

I. Le Système international d'unités (SI)

I.1. Historique et évolution du SI

C'est à la fin du XVIII^e siècle, lors de la Révolution Française et le dépôt des deux étalons en platine représentant le mètre et le kilogramme aux archives de la République Française à Paris, qu'est créé le système métrique décimal, première étape vers la mise en place du Système international d'unités (SI) [1]. En 1832, Gauss propose d'associer à ce système métrique une unité de temps, la seconde en créant le système CGS (appelé aussi « système de Gauss »), système décimal fondé sur les trois unités mécaniques, le centimètre, le gramme et la seconde, à partir duquel il effectue des mesures absolues du champ terrestre. Par la suite, Gauss et Weber étendent ces mesures pour y inclure d'autres phénomènes électriques. Dans les années 1860, Maxwell et Thompson, au sein de la British Association for the Advancement of Science (BA), mettent en place un système d'unités plus complet dans le but de réaliser un système cohérent comprenant des unités de base et des unités dérivées. Il s'agit en quelque sorte du premier système d'unités qui, après quelques évolutions, donnera naissance au SI. En 1874, le système CGS est complété par les domaines de l'électricité et du magnétisme, puis en 1880, le BA et le congrès international d'électricité s'accordent sur un système mutuellement cohérent d'unités pratiques parmi lesquelles figurent l'ohm, le volt et l'ampère. Le 20 mai 1875, la convention du mètre crée le Bureau International des Poids et

Mesures (BIPM), le Comité International des Poids et Mesures (CIPM) et la Conférence Générale des Poids et Mesures (CGPM) qui adopte en 1889 un nouveau système (système MKS) similaire au CGS mais dont les unités de base sont le mètre, le kilogramme et la seconde. Et en 1901, le physicien Giorgi combine les unités mécaniques du système MKS aux systèmes pratiques d'unités électriques, en rajoutant aux trois unités mécaniques l'ampère pour former un seul système cohérent (système MKSA). Ce système fut approuvé par le comité international en 1946 et par la 10^{ème} Conférence Générale des Poids et Mesures en 1954 avec l'introduction du Kelvin et de la candela [2]. En 1961, la 11^{ème} conférence CGPM donna le nom « Système international d'unités » à ce système et en 1971 la mole fut ajoutée.

I.2. Mesures, grandeurs et unités

On distingue deux classes d'unités dans le SI : les unités de base et les unités dérivées. Les sept unités de base sont considérées comme indépendantes du point de vue dimensionnel [1]. Ces unités sont présentées dans le tableau 1.

Nature	Unité	Symbole	Définition
Longueur	mètre	<i>m</i>	Le mètre est la longueur du trajet parcouru dans le vide par la lumière pendant une durée de 1/299 792 458 de seconde.
Masse	kilogramme	<i>kg</i>	Le kilogramme est l'unité de masse ; il est égal à la masse du prototype international du kilogramme
Temps	seconde	<i>s</i>	La seconde est la durée de 9 192 631 770 périodes de la radiation correspondant à la transition entre les deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de césium 133.
Courant électrique	ampère	A	L'ampère est l'intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produirait entre ces conducteurs une force égale à 2×10^{-7} newton par mètre de longueur.
Température	kelvin	<i>K</i>	Le kelvin, unité de température thermodynamique, est la fraction 1/273,16 de la température thermodynamique du point triple de l'eau.
Quantité de matière	mole	<i>mol</i>	La mole est la quantité de matière d'un système contenant autant d'entités élémentaires qu'il y a d'atomes dans 0,012 kilogramme de carbone 12
Intensité lumineuse	candela	<i>cd</i>	La candela est l'intensité lumineuse, dans une direction donnée, d'une source qui émet un rayonnement monochromatique de fréquence 540×10^{12} hertz et dont l'intensité énergétique dans cette direction est 1/683 watt par stéradian.

Tableau 1 : Définitions des unités de base dans le SI

Les unités dérivées sont formées en combinant les unités de bases à partir de relations algébriques. Parmi ces unités, on retrouve les unités électriques comme le volt, l'ohm ou le farad, quelques-unes de ces unités sont décrites dans le tableau 2 [3].

Nature	Unité	Symbole	Définition
Charge électrique	coulomb	C	$A.s$
Potentiel électrique	volt	V	$kg.m^2.s^{-3}.A^{-1} (=J.A^{-1}.s^{-1})$
Résistance électrique	ohm	Ω	$kg.m^2.s^3.A^{-3} (=V.A^{-1})$
Conductance électrique	siemens	S	$kg^{-1}.m^{-2}.s^3.A^2 (=A.V^{-1}=\Omega^{-1})$
Capacité électrique	farad	F	$A^2.s^4.kg^{-1}.m^{-2} (=A.s.V^{-1})$
Flux d'induction magnétique	weber	Wb	$kg.m^2.s^{-2}.A^{-1} (=V.s)$
Inductance	henry	H	$kg.m^2.s^{-2}.A^{-2} (=V.s.A^{-1})$
Inductance magnétique	tesla	T	$kg.s^{-2}.A^{-1}$

Tableau 2 : Quelques unités dérivées électriques

Ces unités dérivées électriques sont définies à partir de l'ampère. Cependant, la réalisation de l'ampère est difficile à mettre en œuvre et il n'existe pas d'étalon facilement exploitable. Pour cette raison, l'ampère est habituellement défini à partir de l'ohm et du volt en utilisant la loi d'Ohm. La détermination de l'ohm est ainsi déduite de celle du farad qui, elle-même, est liée au SI par l'unité de longueur. En effet, le farad est la variation de capacité d'un étalon, dit condensateur de Thompson-Lampard, qui dépend du déplacement linéaire d'une électrode mobile de garde [4]. Quant au volt, il peut être réalisé au moyen d'une balance dans laquelle on réalise l'équilibre entre une force électrostatique et une force mécanique.

L'avènement de nouveaux phénomènes physiques que sont l'effet Hall quantique et l'effet Josephson a considérablement modifié les méthodes de conservation des unités électriques. En effet, l'ohm et le volt sont aujourd'hui reliés respectivement aux constantes fondamentales de Von Klitzing $R_K (h/e^2)$ et de Josephson $K_J (2e/h)$ s'écrivant en fonction des constantes de Planck h et de la charge de l'électron e [5,6]. Ces étalons quantiques permettent aux LNMs de conserver les unités de tension et de résistance, le volt et l'ohm, avec des incertitudes relatives respectivement de quelques 10^{-10} pour l'effet Josephson et inférieures à 10^{-9} pour l'effet Hall quantique [7].

I.3. Définition, réalisation et conservation d'une unité

Un étalon est un instrument de mesure utilisé pour définir ou reproduire une unité de mesure [8]. On distingue donc deux type d'étalons : les étalons de définition, étalons qui permettent la réalisation d'une unité à partir de sa définition dans le SI, et les étalons de conservations, étalon qui assurent la représentation pratique d'une unité [9].

En métrologie, les mesures d'étalonnage sont réalisées en utilisant des étalons de référence qui sont eux même étalonnés périodiquement. Il existe donc plusieurs types d'étalons que l'on peut classer par niveau d'incertitude (Fig. 1) :

- Les étalons primaires, étalons de plus haute qualité, ils sont capables de matérialiser (réaliser) une unité à partir de sa définition dans le Système international. Ces étalons sont utilisés comme des références absolues.
- Les étalons secondaires, qui sont étalonnés à partir d'étalons primaires de même nature, sont habituellement réalisés pour la mise en œuvre d'étalons commerciaux.
- Les étalons de travail ou étalons de contrôle qui sont couramment utilisés pour étalonner ou contrôler les instruments de mesure.

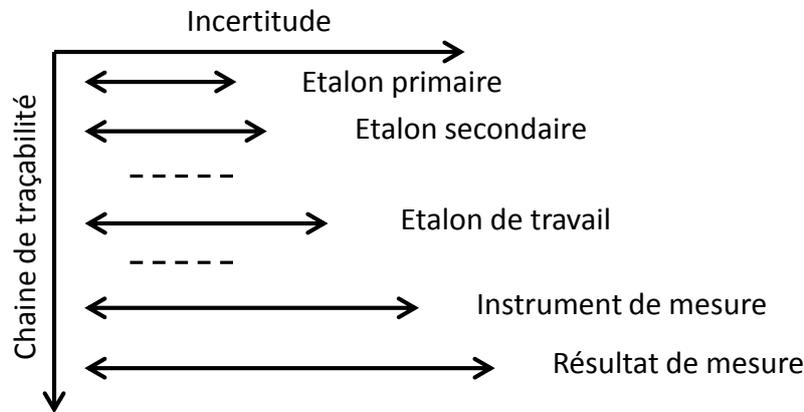


Figure 1 : Hiérarchie des étalons de mesure [10]

II. Les références de tension électrique

En métrologie électrique, les grandeurs peuvent être définies en courant continu (DC) ou en courant alternatif (AC). Les étalons et les méthodes de mesures sont alors complètement différents. En courant continu, le volt est conservé au niveau primaire en utilisant l'effet

Josephson donnant lieu à des étalons quantiques d'une très grande précision. Suivent ensuite des étalons secondaires que sont les piles étalons et les diodes Zener. En courant alternatif, les seules références de tension sont générées par des réseaux de jonctions Josephson utilisés comme des convertisseurs analogique-numérique programmables. Cependant, ces techniques sont encore au stade du développement expérimental. L'alternative à l'absence de référence de tension AC est de recourir jusqu'à présent aux techniques de transferts AC-DC utilisant des convertisseurs thermiques.

II.1. Références de tension en courant continu

1.1 Effet Josephson

L'effet Josephson a été prédit en 1962 par B. Josephson [11] et se fonde sur les effets remarquables de la supraconductivité, phénomène quantique macroscopique qui apparaît à très basse température dans certains métaux. L'effet Josephson est fondé sur un effet quantique : lorsque deux métaux supraconducteurs sont séparés par une couche isolante suffisamment fine, les électrons peuvent traverser la barrière par effet tunnel (Fig.2).

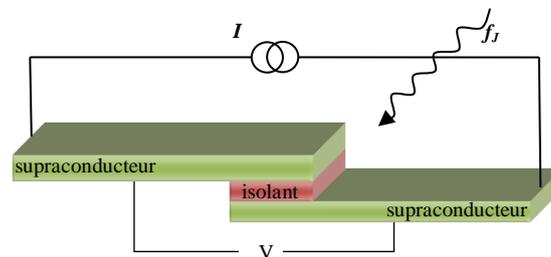


Figure 2 : Schéma d'une jonction Josephson

Si la jonction n'est alimentée par aucune tension à ses bornes, un supra courant continu I_J , porté par les paires de Cooper, circule à travers la jonction sans dépasser une valeur critique I_c (Fig.3) qui dépend de la géométrie, de la température et du champ magnétique (effet Josephson continu). Ce courant I_J est donné par la relation :

$$I_J = I_c \sin(\phi) \quad (1)$$

avec ϕ la différence de phase entre les fonctions d'onde des paires de Cooper de part et d'autre de la jonction. Si maintenant une tension continue V est appliquée aux bornes de la jonction, le courant de paires I oscille à une fréquence f_J qui dépend uniquement de la tension V et de constantes fondamentales (effet Josephson alternatif). Il est possible alors de lier la tension V à cette fréquence par la relation suivante :

$$V = \frac{h}{4e\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{h}{2e} f_J \quad (2)$$

où e est la charge élémentaire de l'électron et h la constante de Planck. La constante de proportionnalité entre la fréquence et la tension est appelée « constante Josephson » et est notée $K_J = 2e/h$ [12,13].

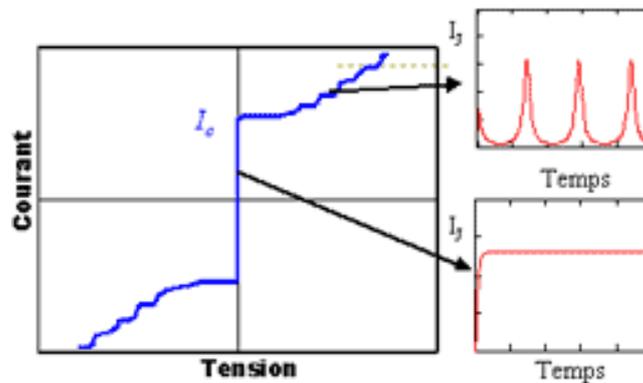


Figure 3 : Caractéristique I - V Josephson

Inversement, si une tension alternative de fréquence f_a est appliquée aux bornes de la jonction par irradiation hyperfréquence, le courant de paires a tendance à se synchroniser avec cette fréquence (et ses harmoniques) et il apparaît une tension continue aux bornes de la jonction. Cette synchronisation se révèle dans les caractéristiques courant-tension par l'apparition de marches de tension à des multiples entiers de la valeur $V = (h/2e) f_a$, appelées marches de Shapiro (Fig.3).

Une jonction Josephson agit donc comme un convertisseur tension-fréquence de précision et la stabilité dépend uniquement de la stabilité de la fréquence qui peut facilement être de 10^{-12} . C'est pourquoi aujourd'hui l'effet Josephson est utilisé pour la conservation du volt dans les LNM qui utilisent l'effet Josephson alternatif comme représentation du volt. Pour cela, ils ont adopté par un accord international une valeur conventionnellement vraie pour la constante Josephson K_J , $K_{J-90} = 483\,597,9$ GHz/V avec comme date d'application le 1er janvier 1990.

La principale limitation liée à l'utilisation d'une jonction Josephson est la très faible tension qu'elle délivre, celle-ci est de l'ordre du millivolt à la dizaine de millivolts limitant son emploi en métrologie. Pour cette raison, il a été développé des réseaux de jonction Josephson de références de tension au niveau primaire de 1 V et de 10 V (Fig.4). Ces réseaux peuvent contenir jusqu'à près de 20 000 jonctions pour des tensions maximales de 10 V [14]. L'incertitude de mesure pour une tension de 1,018V, lors d'une comparaison directe de deux réseaux Josephson, peut être de l'ordre de $1,7 \cdot 10^{-10}$ [15].

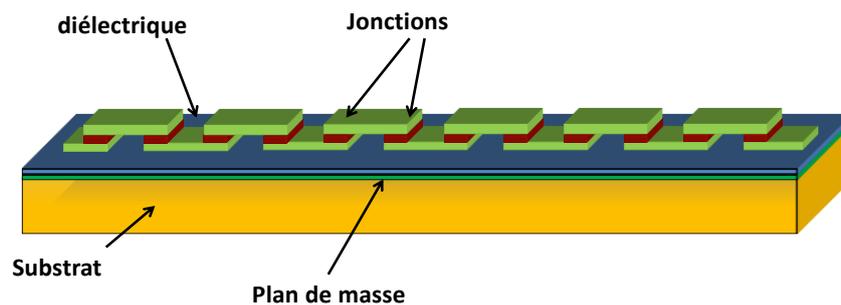


Figure 4 : Réseau de jonctions Josephson

Malgré le fait que l'effet Josephson permette de réaliser des étalons intrinsèques qui donnent des références de tension très stables pouvant être reproduites partout, l'utilisation de ces réseaux de jonctions Josephson se limite aux LNMs. Ceci est dû d'une part à l'utilisation de la cryogénie (températures autour de 1 à 2 K) qui est un vrai facteur limitant tant économiquement que du point de vue de l'intégration dans d'autres applications. D'autre part, pour des raisons d'homogénéité, la taille des réseaux de jonction est limitée ainsi que le nombre de jonctions dans chaque réseau. Ceci a pour conséquence de restreindre ces systèmes à des tensions inférieures à 10 V.

1.2. Diode Zener

Les références à diodes Zener sont actuellement les étalons secondaires les plus faciles d'emploi par leur robustesse aux chocs et aux éventuels courts-circuits. Le principe de ces références se base sur la variation brutale du courant lorsque la tension inverse atteint une valeur seuil (Fig.5). Lorsque la jonction *pn* de la diode est polarisée en inverse un champ électrique se crée à l'intérieur de la zone de charge d'espace impliquant l'augmentation de la force électrique. Cette force électrique devient alors supérieure à la force de liaison des

électrons de valence sur les noyaux permettant ainsi leurs libérations et rendant le matériau conducteur. Ce champ électrique maximum que l'on peut établir dans le semi-conducteur provoque l'excitation directe d'un électron lié de la bande de valence vers la bande de conduction. Les porteurs ainsi libérés sont assez nombreux pour que le courant augmente brutalement lorsque la tension inverse atteint sa valeur seuil V_z [16]. L'électron est alors directement émis par effet tunnel à travers la zone de charge d'espace empêchant la tension inverse d'augmenter au-delà de la tension de claquage ($V_c=V_z$).

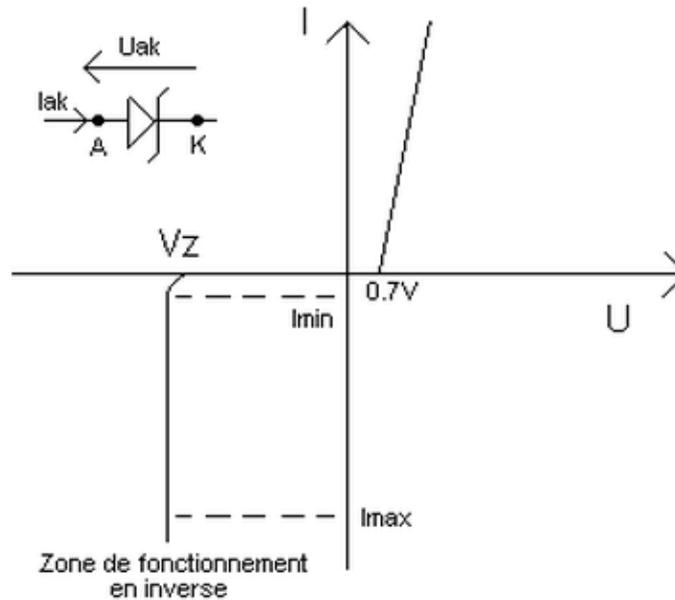


Figure 5 : Caractéristique $U-I$ d'une diode Zener

Généralement, la tension d'avalanche (tension Zener V_z) est mise à profit pour servir de référence de tension. Si on injecte un courant inverse correspondant au franchissement du seuil d'avalanche dans la diode, des variations importantes de ce courant se traduiront par une tension pratiquement constante aux bornes de la diode tant que l'on reste au-delà de la tension d'avalanche. Les diodes Zener, ont en outre une propriété intéressante, un coefficient de température qui dépend essentiellement de la valeur nominale de V_z . Il varie de façon monotone et s'annule pour une valeur V_z de l'ordre de 6 V. L'utilisation des diodes Zener comme étalon de tension provient justement de la possibilité de compenser cet effet de température. Une référence à diode Zener est compensée en température par le biais d'une mise en série avec un transistor (les deux éléments constituant un composant unique). C'est en fait le schéma de principe des références de tension de type Fluke 732B qui sont utilisées par une grande majorité des LNM (Fig.6). Le coefficient de température du système est la somme du coefficient légèrement négatif de la diode Zener utilisée (V_z compris entre 6,5 V à

7 V) et du coefficient positif du transistor (de type n-p-n) dont la valeur dépend du courant I_C appliqué au collecteur [17,18]. La tension de sortie de l'ensemble (diode Zener – transistor) est amplifiée au niveau de 10 V avec un gain ajusté au moyen de deux résistances, l'une de valeur fixe, l'autre étant ajustable. Les références sont également munies d'une sortie 1,018 V obtenue au moyen d'un diviseur résistif. Enfin, pour minimiser davantage l'influence de la température sur la tension, tous les éléments critiques (diode, transistors, résistances) sont placés dans une enceinte régulée en température.

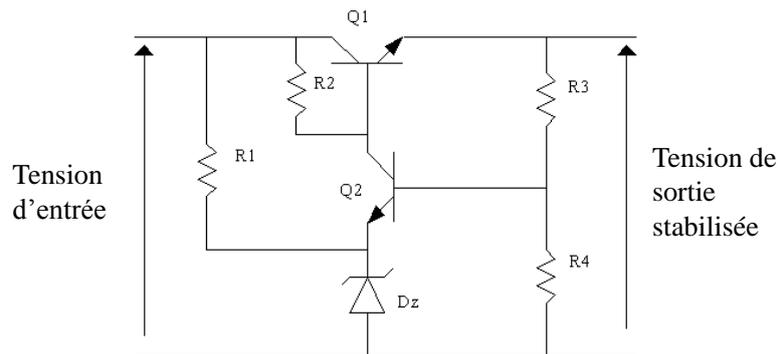


Figure 6 : Schéma de principe pour l'utilisation d'une Zéner pour la réalisation d'une référence de tension

1.3. Autres principes

1.3.1. Référence Band gap

Il s'agit d'une référence se basant sur les dérives thermiques présentes dans des composants de types transistors. Le principe de ces références présenté figure 7 est de compenser le coefficient de température négatif d'une jonction pn par le coefficient de température positif d'une tension thermodynamique s'exprimant par la relation :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (3)$$

où k est la constante de Boltzmann, T la température en degré Kelvin et q la charge élémentaire d'une valeur de $1,602 \cdot 10^{-19}$ C [19]. Le but est d'éliminer le coefficient de température en ajoutant à la référence de tension V_{BE} (Tension Base-Emetteur) une tension

extérieure V_T possédant un coefficient de température de même ordre de grandeur mais de signe différent.

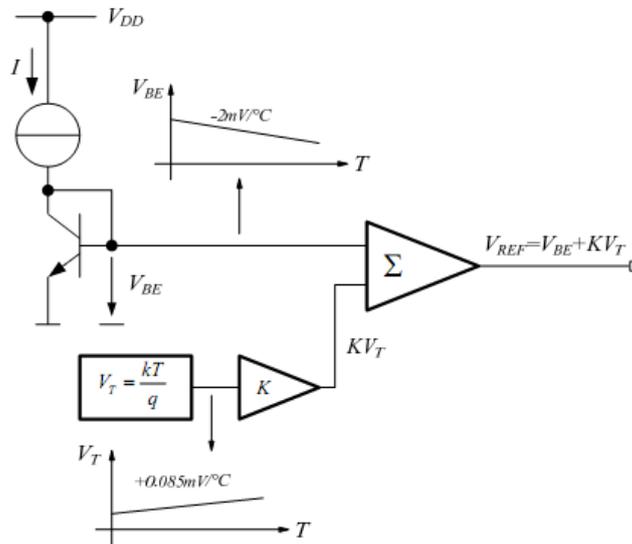


Figure 7 : Schéma d'une référence de tension Band Gap

Afin d'obtenir une tension de référence avec une stabilité en température, il est nécessaire de connaître précisément la dérive en température de V_{BE} (ici $\partial V_{BE} / \partial T = -2mV/°C$) [17]. Cependant, ce système de référence Bandgap permet de compenser seulement le terme linéaire du coefficient de température. Néanmoins, il est possible d'atteindre avec cette technique une bonne stabilité du coefficient de température, c'est à dire de l'ordre de 50 ppm/°C.

1.3.2. Piles étalon Weaston

La pile au cadmium de type Weston est l'étalon de référence de force électromotrice le plus stable avec une dérive annuelle pouvant être inférieure à 100 nV/V. L'électrode positive de la pile Weston saturée est constituée de mercure surmonté d'un mélange de sulfate de cadmium et de sulfate mercurique. Celle-ci génère à vide une tension de l'ordre de 1,018 64 V à 20°C et présente un coefficient de température assez élevé, de l'ordre de 40 $\mu V/K$ à 20°C qui nécessite l'emploi d'une régulation thermique dans l'huile ou dans l'air avec des stabilités de la température inférieures à 10 mK [20]. Malgré la fragilité de ces étalons vis-à-vis des chocs et d'un débit de courant, elles ont été longtemps utilisées comme étalons primaires de tension

en courant continu en raison de leur excellente reproductibilité. Aujourd'hui, ces piles sont raccordées tous les trois mois au niveau primaire à l'effet Josephson, mais elles sont de moins en moins utilisées au profit des références de tension à diode Zener.

II.2. Référence de tension en courant alternatif

2.1. Effet Josephson

Les réseaux de jonctions Josephson 1 V et 10 V permettent de raccorder les étalons secondaires au niveau de quelques nanovolts. Cependant, le problème lié à l'instabilité des marches et à leur sélection peu rapide, empêche toute autre application métrologique. Il est aussi impossible de générer avec ces réseaux des tensions en courant alternatif ayant des formes d'onde arbitraires à des fréquences audio. Pour résoudre ces problèmes et étendre les applications de l'effet Josephson à la métrologie du volt en basse fréquence (<1MHz), des équipes de recherche développent des réseaux binaires de jonctions Josephson comme pour un convertisseur numérique-analogique (Fig.8) [21].

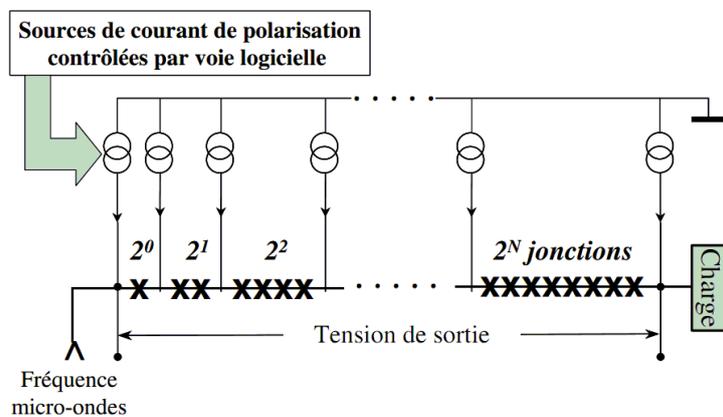


Figure 8 : Architecture d'un réseau binaire de jonctions Josephson

Le réseau binaire de jonctions Josephson est subdivisé en segments binaires de 1, 2, 4, ..., 2^N jonctions, qui sont individuellement polarisables. La tension alternative de fréquence f (qq GHz) est appliquée à la jonction par irradiation, ainsi le courant de paires de Cooper se synchronise avec cette fréquence et une tension apparaît aux bornes de la jonction. Cette tension s'écrit :

$$V_N = N \left(\frac{h}{2e} \right) f \quad (4)$$

Pour chaque fréquence f correspondra une tension de marche V bien définie. La caractéristique des jonctions présente maintenant des marches qui coupent l'axe des tensions pour différentes fréquences du courant. Chacun des segments irradié à la fréquence f peut être polarisé sur les marches de Shapiro d'indice $n = 0$ et ± 1 en appliquant un courant de polarisation $I = 0$ et $\pm I_p$ (Fig.9) [22].

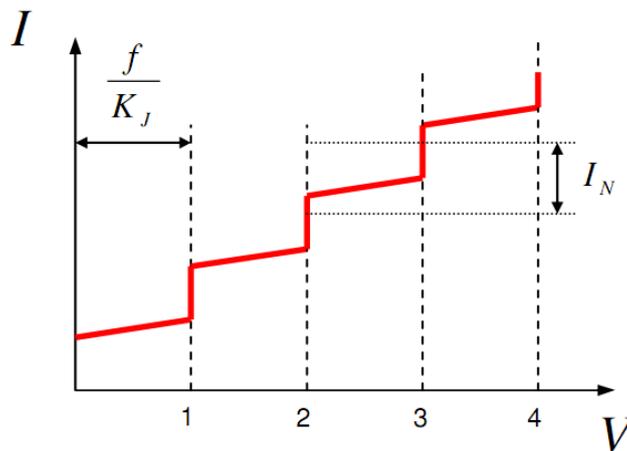


Figure 9 : Caractéristique I-V d'un réseau Josephson

La tension de sortie du réseau représente la somme des tensions développées par chaque segment et atteint au maximum la valeur $\pm Nf/K_{J-90}$ où N est le nombre total de jonctions dans le réseau et K_{J-90} la constante Josephson. La figure 10 montre une tension de sortie sinusoïdale d'amplitude 1,25 V et de fréquence 100 Hz obtenue à partir d'un réseau binaire 1 V [23]. Jusqu'à maintenant, des tensions alternatives d'amplitude de l'ordre de 1 V, entre 20 Hz et 1 kHz, ont été générées avec des incertitudes de l'ordre du ppm.

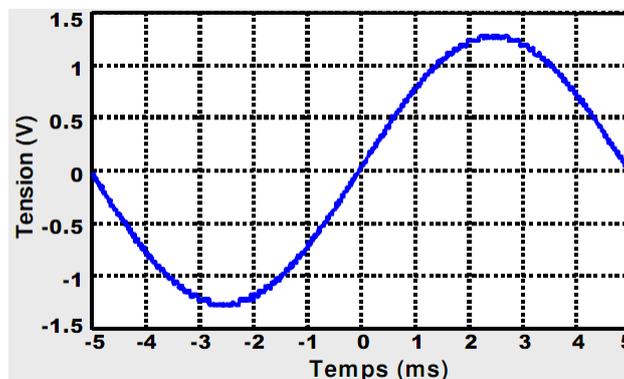


Figure 10 : Tension de sortie obtenue à partir d'un réseau programmable de 1V

2.2. Transfert thermique

Actuellement, la transposition thermique est le moyen le plus précis permettant de raccorder les valeurs efficaces des tensions et des courants alternatifs aux grandeurs continues correspondantes. Cette méthode utilise des convertisseurs thermiques comme étalons de valeur efficace [24, 25]. Ils sont composés d'une résistance chauffante sur laquelle sont fixés un ou plusieurs thermocouples destinés à mesurer l'échauffement de cette résistance. Le principe de la mesure présenté sur la figure 11 consiste dans un premier temps, à appliquer un signal alternatif à l'entrée du convertisseur et de mesurer à l'aide d'un voltmètre la tension DC générée par le thermocouple. Puis dans un second temps, on utilise un signal DC étalon qui sera ajusté de façon à reproduire la même tension à la sortie du thermocouple. La valeur efficace du signal alternatif est alors égale à la valeur de la tension continue, à l'erreur près du convertisseur [26]. Il existe trois types de convertisseurs thermiques : les convertisseurs thermiques mono-jonctions, les convertisseurs thermiques multi-jonctions et les convertisseurs thermiques multi-jonctions à couches minces. Leur fabrication repose sur les techniques de photolithographie. Ils sont composés d'une structure résistive chauffante et de plusieurs centaines de thermocouples déposés sur une fine membrane diélectrique.

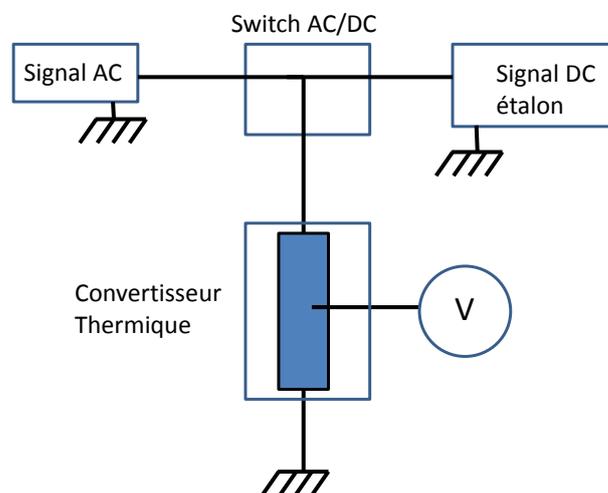


Figure 11 : Principe de la transposition thermique

Ces étalons de valeur efficace présentent de faibles impédances avec un long temps d'intégration et fonctionnent jusqu'à quelques MHz. Les meilleures incertitudes données par des convertisseurs multi-jonctions planaires sont de l'ordre 10^{-7} à 1 kHz. Ces incertitudes sont dégradées en basse fréquence et au-delà de 100 kHz [27, 28]. En basse fréquence, la transposition thermique peut être remplacée par méthodes d'échantillonnage pour améliorer le

raccordement des tensions alternatives. Les incertitudes peuvent être dans ce cas de l'ordre de $2 \mu\text{V/V}$ entre 20 Hz et 400 Hz [29].

III. Les Systèmes Micro-Electromécaniques (MEMS)

III.1. Introduction

Les principes et les orientations de ce champ d'activités sont nés aux USA dans les années 80, plus précisément à l'Université de BERKELEY. Il s'agissait de créer, sur silicium, de véritables systèmes très miniaturisés comportant des capteurs, des actionneurs et du traitement du signal, soit par une voie monolithique ou plus généralement par intégration hétérogène. L'idée mise en avant était celle du micro usinage du silicium permettant de créer à côté des fonctions électroniques, des fonctions mécaniques ; c'est ainsi qu'est apparu le concept de MEMS (Micro Electro Mechanical System).

Il faut inscrire cette émergence des microsystèmes dans l'histoire de la microélectronique. Il serait vain de vouloir retranscrire cet historique exhaustivement, historique largement développé dans la littérature. On peut cependant poser des marqueurs illustrant cette évolution, soit en termes techniques soit en termes de réalité industrielle [30]. Nous indiquerons par ailleurs certains aspects tant au niveau applicatif que technologique en relation avec notre étude.

1947	Invention du transistor
1954	Effet piézorésistif dans le Ge et le Si (Smith)
1967	Micro usinage de surface (Nathanson)
1970	Démonstration de premier accéléromètre (Kulite)
1977	Démonstration d'un capteur de pression (Stanford)
1980	Miroir silicium en torsion (Petersen)
1984	Micro Electro Mechanical Systems en polysilicium (Howe, Müller)
1988	Micromoteur (Müller)
1989	Peigne électrostatique (Howe)
1992	Atténuateur de lumière Procédé Multi Users MEMS Procédé Service
1993	ADXL50 d'Analog Device
1998	Première de Star Wars (utilisation des Digital Micromirror Device de Texas Instruments)

Tableau 3 : Evolutions importantes des MEMS

On peut constater que très tôt les chercheurs ont exploré différentes facettes dans l'intégration microsysteme : par la voie des procédés (micro usinage de surface) ou par la voie des dispositifs (pression, accélérations...). D'autre part le champ applicatif s'est progressivement élargi de la prise de mesure de grandeurs mécaniques (pression, accélération, angle...) à des quantités dans la chimie ou la biologie (pH, substances chimiques biologiques...). Par ailleurs, si les exemples cités sont des capteurs, l'utilisation de MEMS en actionneur a également été développé mais plus tardivement.

Ainsi, une des premières applications visibles a été dans le domaine de l'optique, la réalisation de micro miroirs remplissant une fonction simple car purement géométrique : la déflexion d'un faisceau par actionnement électrostatique [31]. Cet exemple a conduit à des développements ultérieurs dans le domaine des télécommunications par la démonstration de commutateurs de fibres à fibres (Optical Cross Connect ; OXC) ou de multiplexeur d'insertion-extraction (Add and Drop). Nous citerons également, dans le domaine de la projection, l'exemple des matrices de micro-miroirs de Texas Instruments, très largement répandues de nos jours, et les dispositifs MARS (Mechanical Anti Reflection Switch) de Bell Labs-Lucent Technologies pour la modulation ou l'atténuation optique basé sur l'utilisation d'une membrane déformable.

Plus récemment, les technologies MEMS suscitent également un fort intérêt dans des domaines aussi variés que la biochimie pour des applications médicales (diagnostic, instrumentation de microchirurgie ou système actif implantable), de la micro-fluidique pour la réalisation de micro dispositifs d'injections, micro valves ou micro pompe.

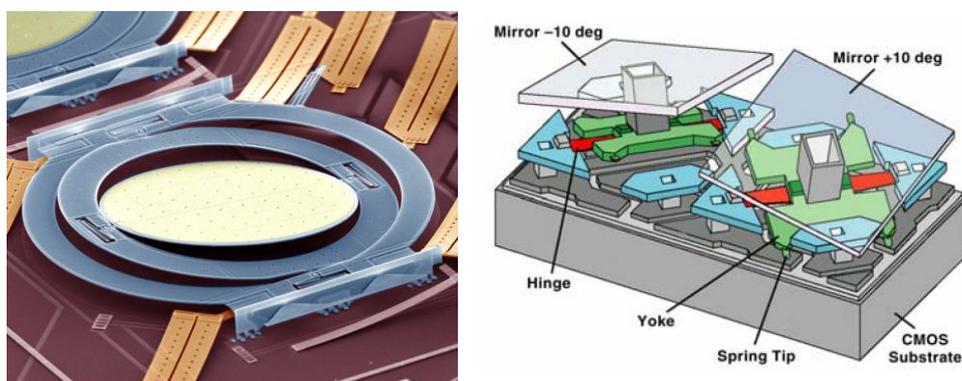


Figure 12 : Système à miroir biaxe (Lucent), schéma de deux pixels d'une matrice de projection (Texas Instruments)

Comme indiqué précédemment, le développement des microactionneurs est plus tardif historiquement que celui des capteurs dans le monde des microsystèmes. À l'inverse des capteurs qui transforment une information généralement non électrique en une grandeur électrique, donnée d'entrée du traitement du signal réalisé en circuit intégré, les micro actionneurs effectuent l'opération inverse et transforment une grandeur électrique en déplacement. Le cas du micromoteur est démonstratif de ce point de vue bien que, comme nous l'avons vu, la récupération de l'énergie mécanique ne soit pas efficace.

Il se pose donc là le problème du choix de l'actionnement, choix guidé par un ensemble de paramètres (compatibilité technologique, capacité d'intégration, rendement, simplicité de la mise en œuvre...). La littérature donne de nombreux exemples que l'on peut classer en fonction du type d'actionnement choisi (piézoélectrique, magnétique, thermique, électrostatique) (Tab.3).

L'actionnement piézoélectrique, utilise l'effet piézoélectrique inverse, à savoir que lorsqu'on applique un champ électrique variable on obtient une déformation mécanique du matériau. Ces déformations de faible amplitude nécessitent de réaliser des amplifications mécaniques pour obtenir des déplacements raisonnables. Les couches utilisées sont rarement compatibles avec un procédé microélectronique intégré [32-34].

Les microactionneurs thermiques utilisent la différence de dilatation de deux matériaux en fonction de la température. La superposition des deux couches permet un déplacement hors plan, l'introduction d'une dissymétrie par conception permet d'obtenir un déplacement dans le plan. La réalisation de tels systèmes est simple et peut utiliser des couches intégrables (SiO_2 , Al, Au). L'utilisation de courant induit cependant une consommation importante et l'utilisation de la chaleur favorise l'évolution des caractéristiques matériaux et de commande dans le temps [35, 36].

Les microactionneurs magnétiques peuvent utiliser soit la force de Lorentz, soit la magnétostriction. Pour ceux utilisant la force de Lorentz, la diminution des dimensions n'est pas favorable à ce type d'actionnement ce qui les limite aux dimensions millimétriques. Toutefois des travaux récents ont montré qu'il est possible d'augmenter les densités de courant sans préjudice pour les caractéristiques des matériaux. Cette voie présente un avantage certain (sens de la force variant avec le sens du courant) mais reste encore peu miniaturisable et technologiquement peu compatible. Une solution classique est de rajouter des aimants permanents [37].

Quant à la magnétostriction, si les matériaux évoluent vers de meilleures caractéristiques, il faut néanmoins créer le champ magnétique local ce qui nuit à la miniaturisation [38].

Actionnement	Avantages	Inconvénients
Piézoélectrique	fort couplage bonne sensibilité	Peu compatible microélectronique
Magnétique	sans fil	Peu miniaturisable (aimant permanent) Peu compatible en couches minces
Thermique	Compatible microélectronique	Forte consommation, pilotage en courant, vieillissement accéléré
Electrostatique	Faible consommation Compatible microélectronique	Interaction non linéaire Forte tension pour les grands entrefers

Tableau 4 : Avantages et inconvénients pour différents actionnements

L'actionnement électrostatique est le plus répandu de tous. On le retrouve pour les accéléromètres (Fig.13) et capteurs de pression, les dispositifs de balayage et de commutation ou de positionnement [39,40].

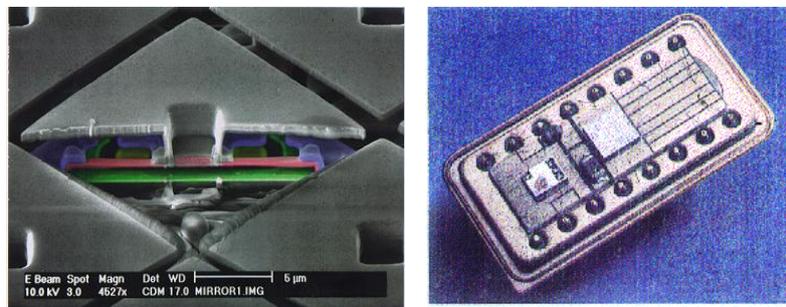


Figure 13 : Micromiroir Texas Instruments (gauche) ; Accéléromètre automobile (droite)

Les avantages sont nombreux : performances intéressantes, faible consommation, simplicité de mise en œuvre. Il suffit de deux couches portées à des potentiels différents pour obtenir une force d'attraction entre elles. Les matériaux à mettre en œuvre sont ceux de la microélectronique permettant ainsi la fabrication collective et le bas coût. Ses inconvénients majeurs sont : la dépendance de l'interaction en $1/d$ ou $1/d^2$ suivant la configuration, tout ce qui est lié à l'utilisation de charges (claquages, injection de charges si contact) et le fait que seule une attraction est possible à l'inverse de l'actionnement magnétique. Ce dernier point

oblige à l'utilisation d'une force de rappel mécanique par des ressorts facilement réalisables ou de points d'appui évitant le contact entre les électrodes comme c'est le cas pour un micromoteur ou de la réalisation d'une couche d'isolation évitant le court-circuit en cas de contact.

Les types de configurations spatiales les plus courants sont (Fig.14) :

- Les configurations plates types condensateurs plans pour le débattement hors plan (force orientée perpendiculairement aux surfaces, proportionnelle à la surface en regard et inversement proportionnelle au carré de la distance entre les plaques (en $1/d^2$))
- Les peignes inter digités à débattement dans le plan (force latérale en $1/d$ variant avec ΔC qui s'annule quand la surface en regard est maximale).

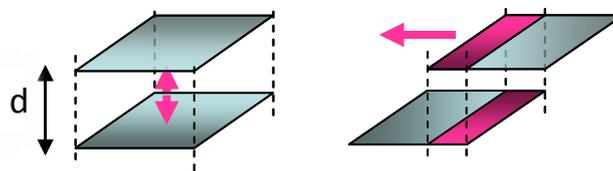


Figure 14 : Schéma des forces entre électrodes

Le choix entre ces deux principes est essentiellement guidé par la capacité à obtenir la fonction et/ou le type de variation recherchée.

III.2. Techniques de fabrication

Les deux techniques principales de réalisation sont le micro-usinage de volume et le micro-usinage de surface [41, 42].

Le micro-usinage de volume est un procédé technologique utilisant la gravure du substrat de silicium lui-même. En effet, on peut, par des gravures appropriées, obtenir la partie mobile d'un actionneur (1^{ère} armature) à partir du silicium massif du wafer. Il existe deux raisons pour lesquelles cet usinage en volume est une solution viable pour les microsystèmes :

- Le silicium peut être gravé de manière anisotrope en utilisant des produits spécifiques tels l'hydroxyde de potassium KOH, le tétraméthyl ammonium hydroxyde (TMAH), l'éthylène diamine pyrocatecholé (EDP) ou l'hydrazine N_2H_4 . La forme finale du système est alors fixée par les plans cristallographiques du silicium,

- Des couches minces comme les nitrures de silicium ou son oxyde peuvent servir de couches de masquage pendant l'étape de gravure et ainsi protéger certaines régions du substrat.

Dans la plupart des cas, la 2^{ème} armature est localisée sur un autre substrat. Il devient alors nécessaire d'assembler les deux composantes (collage, soudure anodique ou wafer bonding...) pour former un MEMS.

Il est par ailleurs utilisable en post-process dans les procédés de type C-MOS pour dégager des parties suspendues et permettre l'obtention de capteurs monolithiques.

Complémentairement, le micro-usinage de surface est un procédé qui est en fait dédié à l'usinage des couches minces déposées sur un substrat de silicium (polysilicium, oxyde de silicium, nitrures...). Il est clair que le déplacement mécanique de la structure utile pour le fonctionnement de tout actionneur, nécessite un, voire plusieurs, degrés de liberté. Pour cela, des couches sacrificielles (oxyde de silicium, polymère...) sont dans un premier temps déposées entre les différentes couches minces puis dissoutes en fin de fabrication à l'aide d'un solvant sélectif. Des mouvements d'une couche par rapport à une autre deviennent alors possibles.

Cette technique a été démontrée par Nathanson qui réalise en 1967 le Resonant Gate Transistor (RGT) [43]. Ce sont les premiers à utiliser une couche sacrificielle pour suspendre leurs bras de levier. Par ailleurs, c'est le procédé qui a été parmi les procédés MEMS le premier à être disponible en fonderie ce qui a été un élément de crédibilité fort pour l'émergence des microsystèmes. La première fonderie disponible a été celle du Microelectronic Center of North Carolina (MCNC) qui proposait un micro-usinage de surface polysilicium à deux couches structurales. Les évolutions récentes ont permis d'arriver jusqu'à cinq couches structurales (procédé PolyMUMPs de la société MEMSCAP). Parallèlement des offres en partage de plaquette (Multi Project Wafer ; MPW) sont apparues avec l'arrivée des plaquettes de type Silicon On Insulator (SOI) [44]. La figure 15 illustre un exemple de structure réalisé par ce procédé.

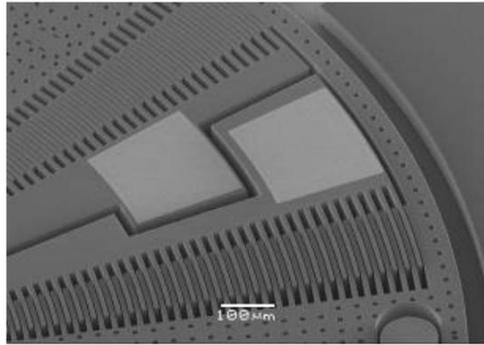


Figure 15 : Gyroscope réalisé à partir du procédé SOI-HARM de Tronic's

III.3. Les MEMS appliqués à la métrologie

Depuis plus d'une dizaine d'années, de nombreux travaux de recherche ont été conduits qui visent à développer des circuits à base de MEMS. En effet, l'instrumentation miniaturisée est un des champs d'application privilégiée des MEMS car de par leurs dimensions, de par les différents couplages que l'on peut obtenir, il est possible de développer des composants tout à fait innovants, composants que l'on retrouve dans l'instrumentation mécanique avec les capteurs de nanoforce ou l'instrumentation temps-Fréquence avec l'utilisation de résonateur MEMS pour la réalisation d'oscillateurs miniaturisés .

A partir de dispositifs MEMS constitués de membranes, de poutres ou de bascules, les premières applications en métrologie électrique ont vu le jour vers 1995 avec les premiers convertisseurs alternatif-continu (AC-DC) constitués d'une bascule (Fig. 16), dans laquelle on réalise l'équilibre entre les forces électriques engendrées par des tensions AC et DC [45, 46].

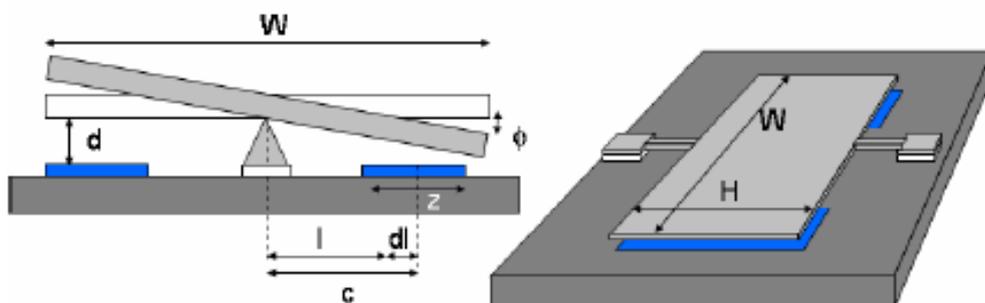


Figure 16 : Principe d'un convertisseur AC-DC à partir d'un MEMS à bascule

Par la suite, plusieurs équipes de recherche ont montré d'autres possibilités d'applications des MEMS pour la métrologie électrique : références de tension AC et DC [47-50], convertisseurs

AC-DC [51, 52], référence de courant et diviseur de tension basse fréquence (BF) [53, 54], et capteurs de puissance haute fréquence (HF) (Fig.17) [55-57]. De tels dispositifs sont formés d'électrodes micro-usinées dont au moins une est mobile, se déplaçant grâce à l'application d'une force électrostatique attractive entre les deux électrodes qui est inversement proportionnelle au carré du gap inter-électrodes.

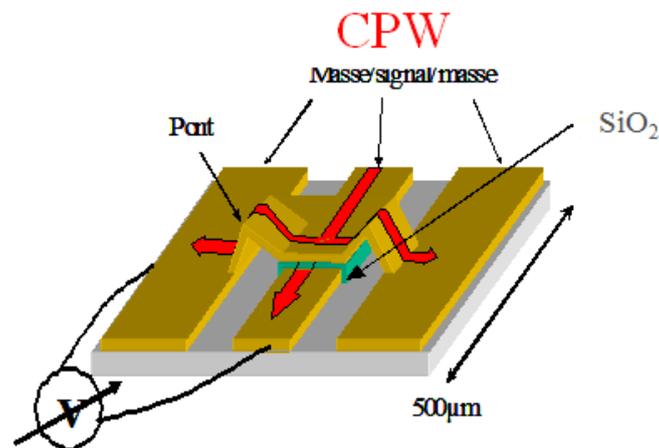


Figure 17 : Capteur de puissance HF

La force de rappel de raideur caractéristique permet alors de positionner l'électrode mobile à un point d'équilibre. La caractéristique tension-déplacement peut alors être un étalon de transfert très stable si le dispositif est fabriqué à partir d'un monocristal de silicium qui présente une grande stabilité mécanique.

Les points forts de ces structures sont tout d'abord l'absence de contact mécanique et donc d'usure, ensuite l'effet d'amortissement de la membrane peut être contrôlé via le contrôle de la pression du gaz résiduel dans la capsule du dispositif, et enfin les caractéristiques des composants peuvent être déterminées par des calculs de mécanique classique. Cependant, pour les très hautes performances recherchées, il est indispensable de limiter la sensibilité de ces structures aux contraintes mécaniques et de mettre au point une électronique de contrôle adaptée et très performante qui tient compte, d'une part des valeurs très faibles des capacités de travail dans ces dispositifs, et d'autre part du phénomène du "*pull-in*", base des références de tension présentées ci-dessous.

IV. Références de Tension à base de MEMS

IV.1. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement des références de tension se base sur le phénomène de *pull-in* présent dans des MEMS électrostatiques. Les MEMS utilisés peuvent être représentés par deux électrodes, l'une fixe et l'autre mobile suspendue par un ou plusieurs ressorts. Ces deux électrodes forment donc une capacité variable représentée sur la figure 18.

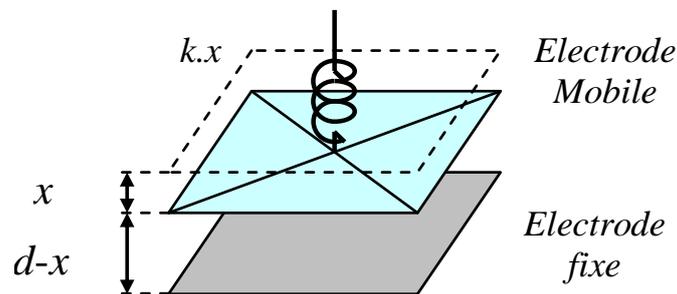


Figure 18 : Illustration d'un MEMS capacitif à actionnement électrostatique

où k est la constante de raideur de la force mécanique de rappel, d le gap entre les électrodes fixe et mobile, et x le déplacement. Ce système masse-ressort peut être décrit par l'équation dynamique d'un oscillateur amorti [58] :

$$F_e = m \frac{d^2x}{dt^2} + \lambda \frac{dx}{dt} + kx - F_{ext} \quad (5)$$

avec m la masse de l'électrode mobile, λ le coefficient d'amortissement, F_{ext} les forces extérieures et F_e la force électrostatique. Lors de l'analyse en statique, le déplacement est assez lent pour considérer le système à l'équilibre. Pour cette raison les termes dépendant du temps s'annulent.

1.1. Actionnement par une tension continue

Lorsqu'une tension DC, V_{ext} est appliquée aux bornes des deux électrodes, une force électrostatique attractive apparaît :

$$F_e = \frac{\delta E}{\delta x} \quad (6)$$

$$E = \frac{qV_{ext}}{2} = \frac{1}{2} CV_{ext}^2 \quad (7)$$

où q représente la charge électrique et C la valeur de la capacité. Celle-ci peut s'écrire comme :

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d-x} \quad (8)$$

où ϵ_r est la permittivité relative, ϵ_0 la permittivité du vide, A la surface des électrodes, d le gap et x le déplacement. A partir de ces formules, il est possible d'exprimer la force électrostatique en fonction du déplacement x et de la tension appliquée :

$$F_e = \frac{1}{2} V_{ext}^2 \frac{\epsilon A}{(d-x)^2} \quad (9)$$

Cette force électrique F_e tend à rapprocher les électrodes alors que la force mécanique de rappel F_m tend à restaurer la position de l'électrode mobile, avec F_m qui s'écrit :

$$F_m = -kx \quad (10)$$

où k la constante de raideur qui dépend de la valeur du module de Young E , de l'épaisseur du matériau ainsi que de la forme géométrique des ressorts soutenant la partie mobile.

A l'équilibre, il est possible d'exprimer la tension de sortie du MEMS V_{out} en fonction du déplacement :

$$\frac{1}{2} V_{out}^2 \frac{\epsilon A}{(d-x)^2} = kx \quad (11)$$

$$V_{out} = \sqrt{\frac{2(d-x)^2 kx}{\epsilon A}} \quad (12)$$

La figure 19 montre la tension V_{out} aux bornes de la capacité en fonction du déplacement qui présente un maximum à $x=d/3$, appelé tension de "pull-in", V_{pi} . Le comportement de la

tension aux bornes de la capacité décrite par la figure 19 est cependant complètement théorique puisque dans le cas de l'actionnement par une tension continue, le système devient instable au-delà du maximum, ce qui correspond au phénomène de « *pull-in* » où les deux électrodes sont brutalement mises en contact (phénomène d'avalanche). Ce phénomène est illustré sur la figure 20 qui présente l'évolution des énergies électrique et mécanique dans le système en fonction du déplacement et pour différents niveaux de la tension DC appliquée [1] [2].

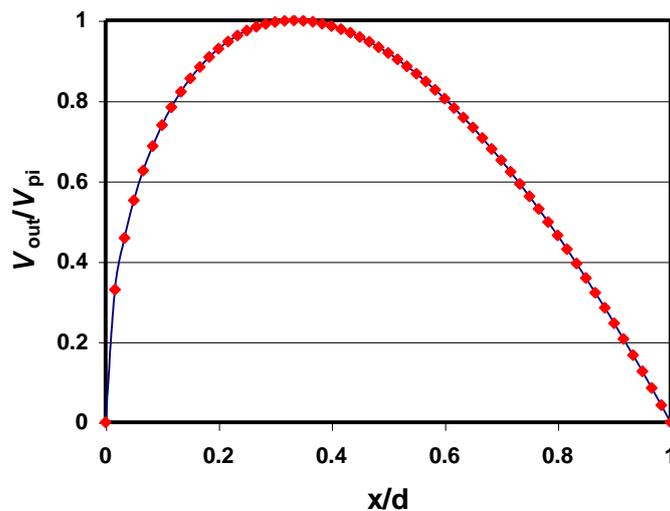


Figure 19 : Tension de sortie du MEMS V_{out} en fonction du déplacement x . Le maximum de la courbe correspond à la tension de *pull-in* V_{pi} .

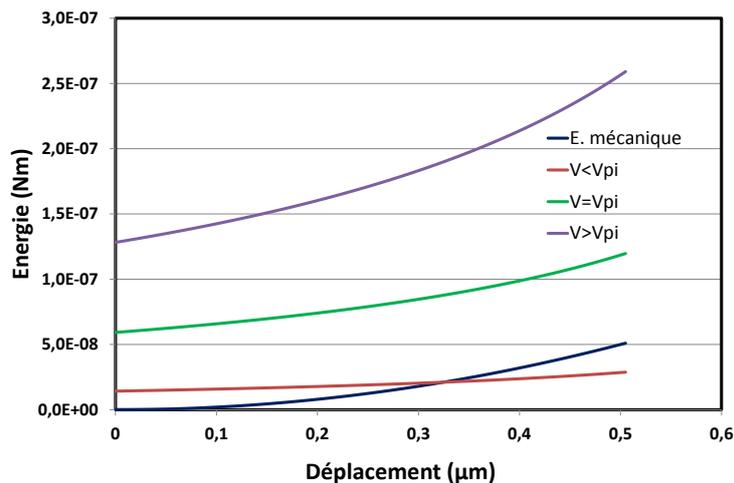


Figure 20 : Courbe représentant les énergies mécanique et électrique en fonction du déplacement pour plusieurs tensions d'actionnement.

La tension maximale aux bornes de la capacité variable, c'est-à-dire la tension de *pull-in*, peut-être exprimée par :

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8kd^2}{27C_0}} \quad (13)$$

Le principe est qu'on peut utiliser cette tension de *pull-in* comme référence de tension DC puisqu'une variation relative de la position de l'électrode autour du point de *pull-in*, c'est-à-dire en $x_{pi}=d/3$ peut s'exprimer par un développement de Taylor :

$$V(x + dx)_{x_{pi}} = V(x_{pi}) + V'(x_{pi})dx + \frac{1}{2}V''(x_{pi})dx^2 + \frac{1}{6}V'''(x_{pi})dx^3 + \dots + \frac{1}{n!}V^n(x_{pi})dx^n + R(x_{pi}) \quad (14)$$

$$V(x + dx)_{x_{pi}} = V_{pi} + 0dx - \frac{27}{8d^2}V_{pi}dx^2 + \frac{81}{24d^3}V_{pi}dx^3 - \frac{27^2}{48d^4}V_{pi}dx^4 \quad (15)$$

En négligeant les termes $n>2$, il reste :

$$V(x + dx)_{x_{pi}} = V_{pi} + 0dx - \frac{27}{8d^2}V_{pi}dx^2 \quad (16)$$

$$\frac{\Delta V_{pi}}{V_{pi}} = -\frac{27}{8} \left(\frac{\Delta x}{d}\right)^2 \quad (17)$$

La variation relative de la tension dépend alors seulement du carré du déplacement relatif. Si le déplacement relatif est contrôlé avec une précision de 10^{-4} , il sera possible d'obtenir une stabilité à 10^{-8} de la tension de sortie. Reste cependant à stabiliser l'électrode mobile autour du point de *pull-in* en utilisant plusieurs techniques : boucle de contre-réaction de tension DC [61], capacités placées en séries avec le composant [62, 63], contrôle de la charge avec des capacités commutables [59, 64] ou bien à travers un courant [65, 66].

1.2. Actionnement par courant alternatif

Si maintenant l'actionnement de la structure de la figure 18 n'est plus assuré par une tension continue mais par un courant alternatif sinusoïdal d'amplitude I_{RMS} et de fréquence ω

supérieure à la fréquence de résonance du système on peut exprimer la force électrostatique comme suit :

$$F_e(t) = -\frac{\delta E}{\delta x} = -\frac{\delta}{\delta x} \left(\frac{q^2(t)}{2C} \right) = \frac{1}{2} \frac{q^2(t)}{\epsilon A} \quad (18)$$

$$F_E(t) = \frac{\hat{i}^2}{2\epsilon A \omega^2} \cos^2(\omega t), \quad (19)$$

où q représente la charge aux bornes du condensateur. Ceci permet de déterminer la force électrostatique moyenne :

$$\bar{F}_e = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{\hat{i}^2}{2\epsilon A \omega^2} \cos^2(\omega t) dt = \frac{\hat{i}^2}{4\epsilon A \omega^2} = \frac{I_{RMS}^2}{2\epsilon A \omega^2} \quad (20)$$

Connaissant l'expression de la force électrostatique, il est possible à partir de l'équation (17) d'établir la relation entre la tension de sortie du MEMS V_{AC} et le courant I_{RMS} :

$$V_{AC} = \frac{I_{RMS}}{wC_0} \left[1 - \frac{4}{27} \left(\frac{I_{RMS}}{wC_0 V_{pi}} \right)^2 \right] \quad (21)$$

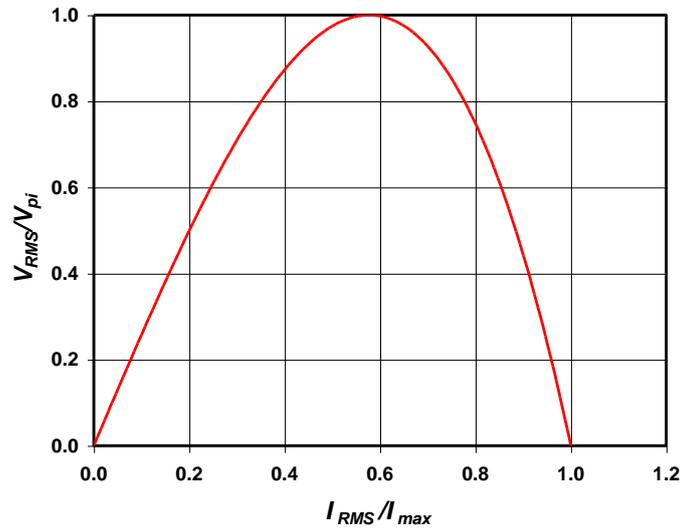


Figure 21 : Tension aux bornes du MEMS V_{AC} en fonction du courant I_{RMS}

La figure 21 montre l'évolution de l'amplitude de cette tension de sortie qui présente, en fonction du courant I_{RMS} , un maximum $V_{AC}^{max} = V_{pi} = \sqrt{8kd^2/27C_0}$ pouvant être utilisé

comme une référence de tension AC stable, puisque sa variation relative en ce point dépend seulement du carré de la variation relative du courant :

$$\frac{\Delta V_{AC}}{V_{AC}^{max}} = -\frac{3}{2} \left(\frac{\Delta I}{I_{RMS}^{max}} \right)^2 \quad (22)$$

Dans ce cas, pour minimiser l'influence des forces mécaniques, ces références devront être mises en œuvre à des fréquences très supérieures à la fréquence de résonance du mode principal sans amortissement $f_0 = (1/2\pi) * \sqrt{k/m}$.

IV.2. Stabilité des références de tension MEMS

2.1. Stabilité mécanique

La stabilité de la tension de référence AC (tension de *pull-in*) à base de MEMS dépend en principe de la stabilité de la constante de raideur k et des propriétés géométriques du dispositif. Nous nous sommes donc orientés vers l'utilisation du monocristal de silicium présentant d'excellentes propriétés mécaniques. Le choix de cette technologie est principalement motivé par le fait que le monocristal de silicium est moins sensible à la fatigue que le polysilicium. En effet, les structures en monocristal de silicium peuvent tolérer des pressions supérieures à 3 GPa pour 10^{11} cycles sans montrer des signes de fatigue ou de rupture [67-69]. Le second intérêt d'utiliser du monocristal de silicium est la facilité à modifier sa résistivité selon le dopage, celle-ci peut varier de 0,001 Ω -cm à 20 000 Ω -cm, et lorsqu'il est fortement dopé, il peut être assimilé à un métal. Cependant, il est nécessaire de préciser qu'une régulation de la température du MEMS est alors indispensable compte tenu de la dépendance en température du module de Young du silicium et donc de la constante de raideur.

2.2. Paramètres électriques

Dans les références de tension à base de MEMS de type électrostatiques, deux points peuvent être problématiques : les capacités parasites et les effets de charges. Ces dernières peuvent être à l'origine de l'apparition de tensions parasites pouvant perturber de façon non

négligeable les mesures. Quelques techniques existent pour diminuer ces effets comme utiliser un courant bipolaire ou des matériaux adéquats [69].

2.2.1. Les capacités parasites

L'approche basée sur les technologies MEMS pour la réalisation de références de tension AC à partir du phénomène de *pull-in* dépend fortement de l'étendue du maximum de la courbe V_{AC} en fonction du courant d'alimentation I_{RMS} . En théorie le maximum est en un point de la courbe. En pratique, il est difficile de rester sans action exactement à la tension de *pull-in* et donc exactement au point extremum. Ainsi, plus la région autour du maximum de tension est plate, moins la tension de sortie du MEMS est sensible aux variations du courant. Inversement, plus le maximum est étroit, plus la tension de sortie est sensible aux variations du courant et des instabilités mécaniques engendrant des variations du gap d . Les capacités parasites C_p , provenant en grande partie des couches diélectriques présentes dans les microsystèmes ont tendance à déformer l'allure de la courbe $V-I$ de telle sorte que pour des capacités parasites importantes, cette courbe devient complètement couchée et la région du maximum est alors fortement réduite (Fig.22) [64].

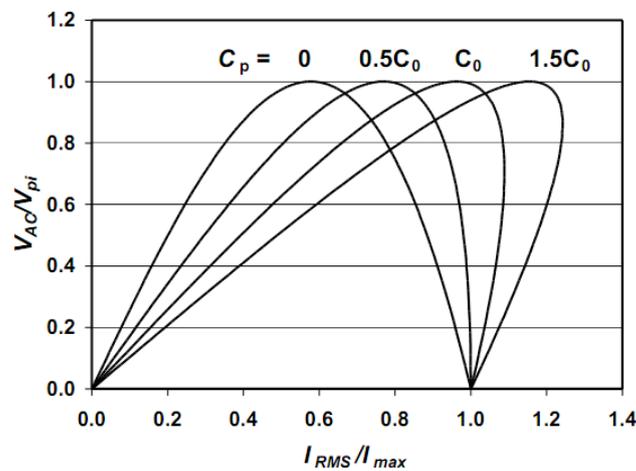


Figure 22 : Variation de V_{AC}/V_{pi} en fonction de I_{RMS}/I_{MAX} du MEMS en fonction de la valeur de la capacité parasite C_p variant de 0 à $1.5C_0$. (C_0 étant la valeur de la capacité du MEMS en $x=0$).

On aura donc intérêt pour réaliser une référence de tension AC à partir d'un MEMS capacitif à minimiser les capacités parasites par rapport à la capacité effective du MEMS.

2.2.2. L'effet de built-in :

L'effet de *built-in* apparaît lorsqu'un contact métal/semi-conducteur est soumis à une tension de polarisation. Cela a pour conséquence de créer à l'interface une barrière de potentiel appelée tension de *built-in*, V_{bi} . Cette tension dépend du type de matériau utilisé et de la température. Elle s'exprime habituellement par la différence entre le travail de sortie de chacun des matériaux. Trois cas peuvent donc se présenter, le travail de sortie du SC (ϕ_s) peut être supérieur, inférieur ou égal au travail de sortie du métal (ϕ_m) et chacun de ces cas est différent selon le type de semiconducteur (n ou p) [16].

Cas où $\phi_m > \phi_s$: les électrons passent du semiconducteur vers le métal et le système se stabilise à un régime d'équilibre défini par l'alignement des niveaux de Fermi comme représenté sur la figure 23. Dans le semiconducteur, une zone de déplétion se crée, les ions donneurs ionisés N_d^+ ne sont plus compensés par les électrons ; il apparaît donc une charge d'espace positive. Nous remarquons aussi sur le dessin que la distance bande de conduction-niveau de Fermi représente la population électronique, celle-ci est la plus grande au voisinage de l'interface.

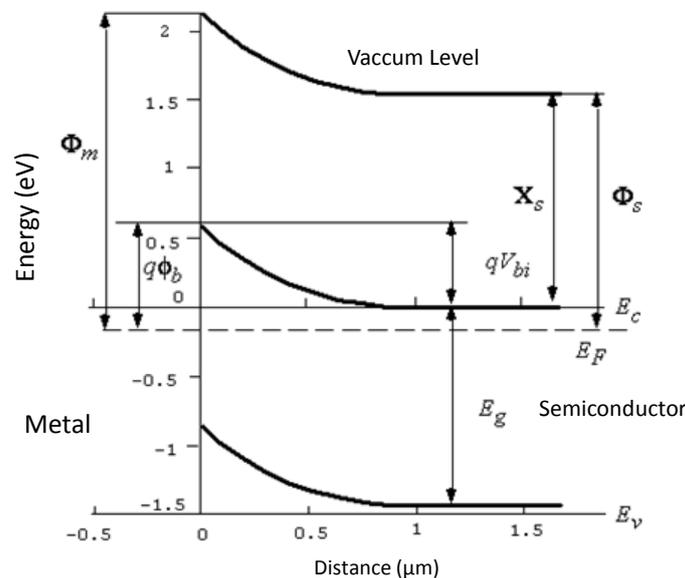


Figure 23 : Principe d'un contact métal-Semiconducteur

Dans le métal, apparaît une accumulation d'électron à l'interface (le nombre de charge positive dans le SC est égal au nombre de charge négative dans le métal). Ces deux charges

d'espaces sont associées à un champ électrique et une tension de diffusion (tension de *built-in*) V_{bi} qui équilibrent les forces de diffusion et déterminent l'état d'équilibre [70].

$$V_{bi} = \phi_m - \phi_s \quad (23)$$

La structure métal/semi-conducteur constitue donc un contact redresseur. La différence avec un contact métal/semi-conducteur de type p vient de la charge d'espace dans le semiconducteur. Nous n'avons plus un régime d'accumulation mais un régime de déplétion, par conséquent il n'existe pas de zone vide de porteurs et il n'y a donc aucune isolation à l'interface. Ainsi la tension appliquée n'est plus localisée dans la zone de charge d'espace mais dans le semi-conducteur. Au niveau de l'interface, l'arrivée ou le départ d'un trou dans le semi-conducteur est compensé presque instantanément par l'arrivée ou le départ d'un électron dans le métal. Ce dernier phénomène provoque donc la libre circulation du courant dans les deux sens au niveau du contact. Le contact est dit ohmique.

Cas où $\phi_m < \phi_s$: le travail de sortie du métal est maintenant inférieur à celui du semiconducteur, les électrons se dirigent du métal vers le semiconducteur. Cela produit un déficit d'électrons dans le métal et une zone d'accumulation dans le semiconducteur. Lorsque l'on polarise la structure, la tension de polarisation traverse tout le semiconducteur, les électrons passent librement du semiconducteur au métal, le contact est considéré comme ohmique.

Cas où $\phi_m = \phi_s$: nous sommes dans la situation où le travail de sortie du métal est égal au travail de sortie du semiconducteur. Les niveaux de fermi du métal et du semiconducteur sont donc égaux ($E_{fm} = E_{fs-c}$) avant le contact. Après le contact les niveaux étant déjà alignés, l'équilibre thermodynamique peut se réaliser sans échange d'électrons. Les bandes sont horizontales, on dit que le système est en régime bande plate. La tension de *built-in* est nulle. Nous pouvons résumer les différents contacts que nous obtenons pour chacun des cas dans le tableau 5:

	$\phi_m > \phi_s$	$\phi_m < \phi_s$
S-C type N	Contact redresseur	Contact ohmique
S-C type P	Contact ohmique	Contact redresseur

Tableau 5 : Récapitulatif des différents contacts

La tension de *built-in* varie donc selon les matériaux constituant le contact. Il est possible de déterminer cette tension par plusieurs méthodes [71]. L'une de ces techniques consiste à réaliser une caractéristique *C-V* de l'échantillon et mesurer la différence entre la tension positive et négative pour une même valeur de capacité.

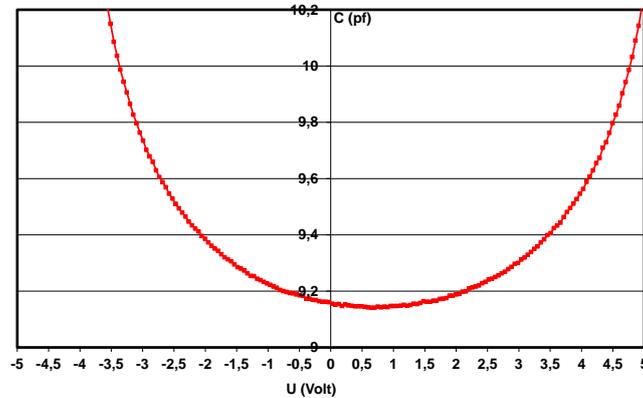


Figure 24 : Détermination de la tension de *built-in* dans une mesure *C-V*

La tension de *built-in* induit un décalage de la caractéristique *C-V*, la valeur minimum de la capacité n'est plus à 0 V. Sur la figure 24 par exemple, le minimum se situe à +0,7V, cette valeur est précisément la tension de *built-in* ($V_{bi}=700\text{mV}$).

En résumé, la tension de *built-in* n'apparaît que dans certaines situations bien particulières et peut être déterminée par la mesure ou le calcul. Plusieurs études ont montré qu'il était possible de minimiser fortement la tension de *built-in* en choisissant un métal et un semiconducteur possédant un travail de sortie similaire et très peu dépendant de la température [71, 72].

IV.3. Rappels des objectifs du travail de thèse

L'objectif principal de la thèse est d'étudier et de fabriquer des composants MEMS très stables à base de silicium et de développer une électronique de commande performante pour réaliser des références de tension AC de 1 V à 100 V, fonctionnant à des fréquences d'une dizaine de kHz à plusieurs centaines de kHz et présentant des stabilités inférieures à 1 ppm sur plusieurs centaines d'heures. Ceci passe d'une part par le développement d'architectures MEMS avec un très haut niveau de stabilité et des procédés de fabrication fiables. Il s'agit également de coupler ces systèmes à une électronique de commande dédiée et très performante qui permettra d'atteindre les objectifs de stabilité des références de tension.

Chapitre II : Conception des Microsystèmes

Une référence de tension MEMS se compose d'un système micro-électromécanique associé à son électronique de commande. Dans notre cas, l'élément électromécanique est une capacité MEMS variable réalisée grâce à un procédé technologique industriel que la société Tronic's Microsystems propose dans le cadre d'un service MPW. Néanmoins, nous avons développé dans le cadre de ce travail de thèse notre propre procédé technologique pour fabriquer des MEMS électrostatiques. Une description détaillée de ce dernier développement est donnée dans le chapitre III.

Ce chapitre présente d'abord les architectures développées pour la réalisation de référence de tension AC. On y présentera en détail les différentes étapes du procédé technologique de Tronic's Microsystems à partir d'un wafer SOI qui nous a permis de travailler sur deux types de structures MEMS. Dans la seconde partie du chapitre, nous décrirons l'électronique de commande avec la réalisation de la source de courant, l'étude des effets des capacités et des conductances parasites, ainsi que le choix des amplificateurs opérationnels qui constituent des éléments de première importance de l'électronique de commande. Deux types de montages électroniques ont été développés : un premier montage intégrateur nécessitant un réglage manuel de la position de *pull-in* et une électronique de modulation d'amplitude qui permet de positionner automatiquement le MEMS au point de *pull-in*.

I. Architectures MEMS

Les structures MEMS étudiées dans ce travail de thèse sont de deux types : un premier type constitué par une membrane circulaire de silicium monocristallin suspendue par plusieurs ressorts permettant son déplacement suivant l'axe vertical du wafer SOI (structures à débattement vertical). Un deuxième type qui est constitué de peignes à doigts interdigités (Comb-drive) et d'une masse sismique se déplaçant dans le plan du wafer SOI.

I.1. Structures à débattement vertical

La figure 25 donne un aperçu de la configuration de base de ces structures qui sont formées d'une membrane circulaire suspendue par différentes poutres ancrées sur un substrat plan. La capacité MEMS variable est ainsi constituée par la membrane circulaire jouant le rôle de l'électrode mobile et le substrat plan jouant le rôle de l'électrode fixe. Cette structure est obtenue par la gravure d'un wafer SOI dans lequel l'électrode mobile est réalisée sur la couche de silicium supérieure et l'électrode fixe définie par le substrat. L'entrefer (gap) est alors défini par l'épaisseur de la couche d'oxyde de silicium enterrée (SiO_2) qui est complètement gravée (gravure sélective) lors du procédé technologique, ce qui permet de libérer la membrane mobile.

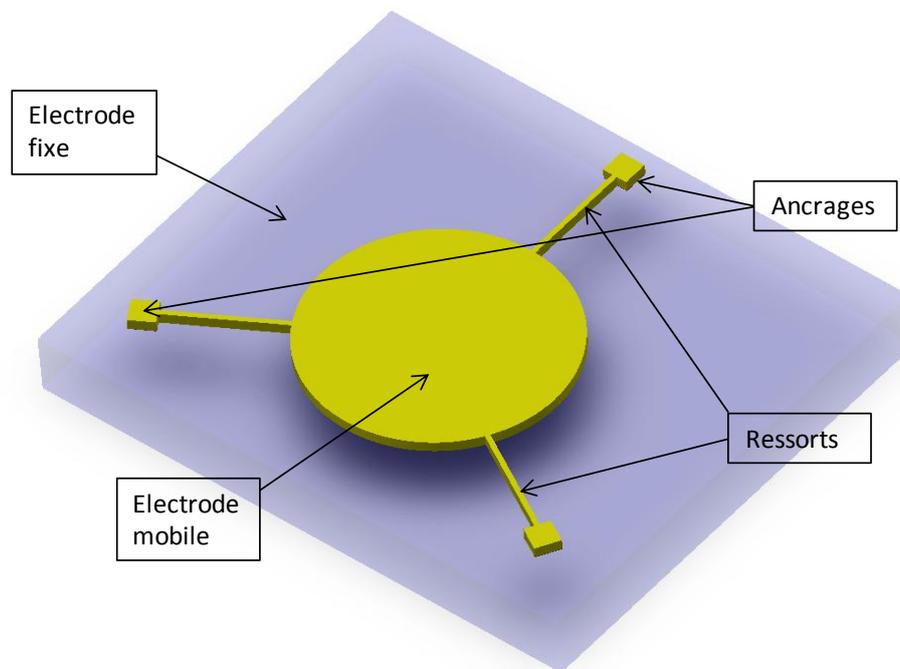


Figure 25 : Schéma d'une structure MEMS à membrane circulaire

Nous avons réalisé différents échantillons MEMS suivant ce premier modèle, caractérisés par différents diamètres de l'électrode mobile (de 1 mm à 2 mm), et différentes configurations et dimensions des ressorts (largeur de 5 μm à 10 μm ; longueur de quelques centaines de μm à plus de 2 mm). A noter que le wafer SOI utilisé dans le procédé Tronic's impose les épaisseurs de la couche supérieure de silicium (60 μm) et de la couche d'oxyde (2 μm), ce qui limite la gamme de valeurs des capacités MEMS et donc les valeurs des tensions de *pull-in* réalisables.

Par ailleurs, utiliser ce type de structure avec une configuration adéquate des ressorts permet un meilleur contrôle de la guidance verticale de la membrane mobile et donc une meilleure définition de la tension de *pull-in*. Néanmoins, compte tenu des capacités électriques de nos MEMS (plusieurs dizaines de pF), les membranes présentent des diamètres importants, de quelques millimètres, ce qui peut engendrer des déformations locales dans la membrane influençant ainsi la valeur de la tension de *pull-in*. Celle-ci pourra être dans ce cas sensiblement différente de celle calculée en supposant un modèle de déplacement en mode piston. Notons que dans cette configuration, les capacités parasites (capacités oxyde formées aux points d'ancrage de la membrane mobile sur le substrat et au niveau des pads de contacts électriques) sont directement en parallèle avec la capacité MEMS. Ceci peut représenter une limitation pour les performances de l'électronique de commande et impose donc d'augmenter notablement la capacité nominale du MEMS par rapport à ces capacités parasites. L'ensemble des MEMS fabriqués suivant ce premier modèle seront décrits en détail dans le chapitre III.

I.2. Structures à peignes interdigités

Le deuxième type de MEMS sur lequel nous avons travaillé est représenté sur la figure 26. Sur la base du même wafer SOI, les deux électrodes mobiles et fixe sont réalisées cette fois-ci sur la même couche supérieure de la plaquette SOI présentant chacune des doigts interdigités (de 150 à 300 doigts) dont l'écartement relatif représente l'entrefer. Il est ainsi possible de définir avec cette architecture tous les paramètres dimensionnels de la structure MEMS (nombre et dimensions des doigts, gap variable...). Cette structure de type accéléromètre pouvant atteindre quelques millimètres de longueur est composée d'une masse sismique rectangulaire supportée par quatre ressorts droits en forme de lames flexibles s'appuyant sur deux plots d'ancrages sur le substrat plan. Le profil des ressorts permettra de privilégier une direction de déplacement. Ainsi, en réalisant des ressorts avec une largeur inférieure à l'épaisseur on favorisera très fortement un déplacement dans le plan. L'électrode fixe est composée de deux parties connectées électriquement et munies de doigts en silicium libérés (pas d'oxyde en dessous).

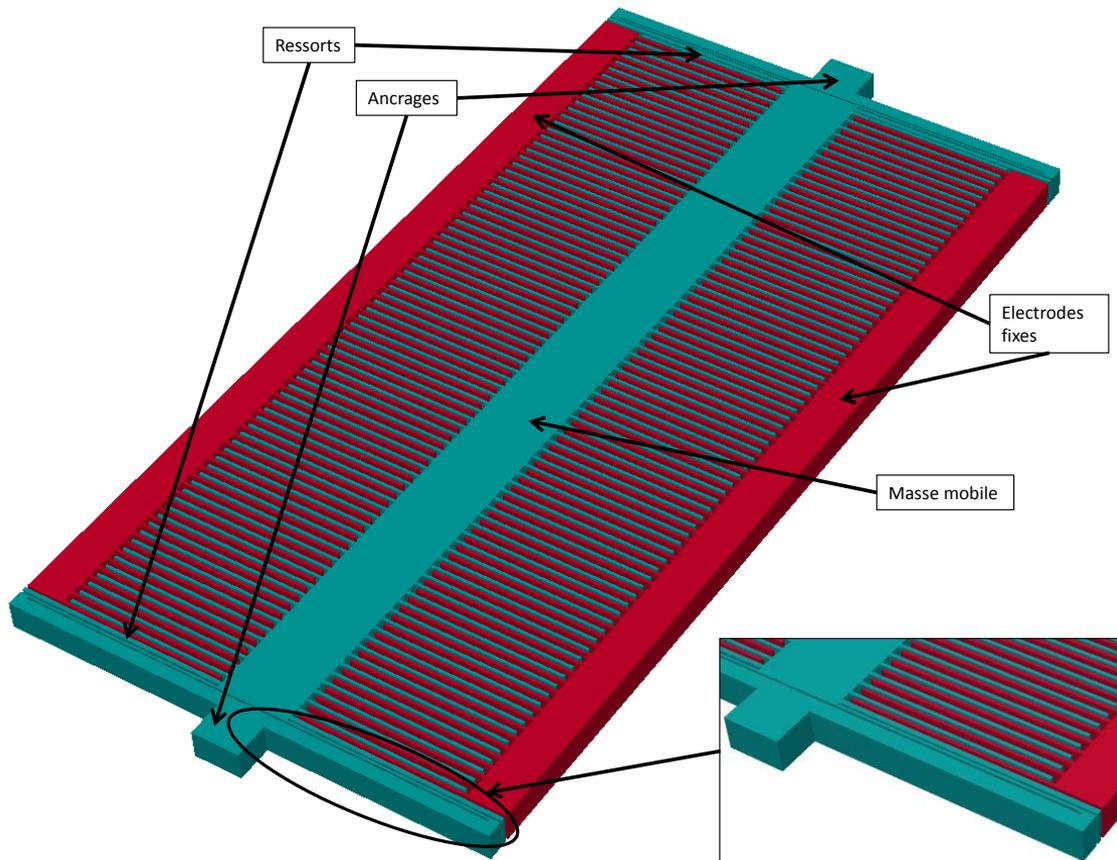


Figure 26 : Structure MEMS à peignes interdigités

Le principal avantage de cette configuration réside dans le découplage qu'elle permet avec le substrat du wafer SOI. En effet, le substrat ne constitue plus une partie de la structure comme c'est le cas avec le modèle précédent, ce qui évite d'avoir des capacités parasites directement en parallèle avec la capacité MEMS.

II. Modélisations des MEMS

L'étape de fabrication des composants est préparée en amont par un travail de simulation du comportement des structures MEMS. Il existe actuellement plusieurs outils de calcul et de simulation qui, sur la base de modèles mécaniques et électriques permettent une étude du comportement du composant et d'en connaître les caractéristiques principales. Pour notre part, nous avons utilisé le logiciel CoventorWare pour modéliser nos structures. Ce logiciel utilise deux modules avec chacun une technique de modélisation distincte. Un premier module *Analyser* qui utilise la méthode de modélisation par les éléments finis et un second module *Architect*, qui simule les effets électriques et mécaniques à partir d'une bibliothèque de

modèles analytiques prédéfinis. La structure à simuler se construit par assemblage d'éléments distincts (ressorts, masse sismique, doigts...) que l'on connecte pour créer le modèle global. Le cœur de calcul dans cette configuration est Saber [73]. L'intérêt d'utiliser *Architect* réside dans la réduction considérable des temps de calcul et dans la possibilité de simuler des designs très complexes où l'analyse par élément finis devient compliquée [74].

La modélisation des composants MEMS sous CoventorWare nécessite la réalisation au préalable d'une image 3D de la structure en passant par plusieurs étapes obligatoires. Que ce soit pour *Analyser* ou *Architect*, l'utilisateur doit d'abord choisir une base de données dans laquelle sont répertoriées les différentes caractéristiques des matériaux telles que la constante diélectrique, la densité ou la résistivité des matériaux. Pour nos échantillons, nous avons utilisé la bibliothèque spécifique associée au procédé technologique Thick SOI-HARM de Tronic's Microsystems. Cependant, il est nécessaire de partir d'un procédé technologique simplifié qui ne prend en compte que les étapes fondamentales du véritable procédé de fabrication. La réalisation de nos structures 3D sera donc basée sur les étapes suivantes :

1. Substrat silicium de 450 μ m d'épaisseur
2. Dépôt d'oxyde de silicium sur toute la plaque
3. Dépôt de silicium sur la totalité de la plaque
4. Gravure du silicium pour la réalisation des électrodes et des ressorts
5. Suppression de la couche sacrificielle d'oxyde (libération de la structure)

Une fois ce processus défini, on choisit de modéliser nos structures, soit à l'aide d'*Analyser*, soit en utilisant *Architect*.

II.1. Analyse par éléments finis sous CoventorWare

Le module *Analyser* utilise un éditeur de Layout pour la réalisation des masques qui, associé à la bibliothèque matériaux et au procédé établi, permet la réalisation d'un modèle 3D de la structure MEMS qui est ensuite maillée. La figure 27 montre une vue de dessus (le masque) d'une membrane circulaire supportée par quatre ressorts droits et son modèle 3D qui utilise un maillage adapté aux différentes parties de la structure.

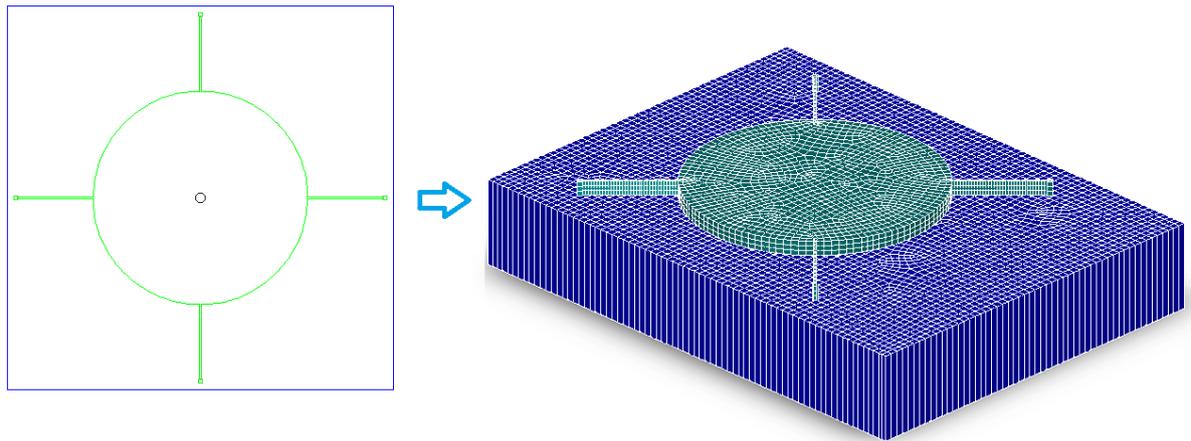


Figure 27 : Structure 3D d'un MEMS réalisée à partir d'un Layout sous *Analyser*

Le logiciel CoventorWare propose plusieurs modèles de maillage à définir selon la forme de la structure et la nature des simulations. Ainsi, il est possible de choisir la forme des éléments (cube ou tétraèdre), la nature du maillage (volume ou surface) et la taille des éléments.

Les résultats des simulations électromécaniques sont obtenus en utilisant trois modules de CoventorWare :

- Un premier solveur, MemElectro, traite des phénomènes électrostatiques permet de calculer les valeurs des capacités nominales des structures MEMS pour différentes tensions électriques appliquées aux bornes de la capacité variable.

- Un second module, MemMech, permet de décrire le comportement mécanique de la structure en calculant les fréquences de résonance, les harmoniques associées et les constantes de raideur.

- Le troisième module, CoSolve, combine les résultats des deux premiers solveurs et permet une étude complète de la structure en calculant la tension de *pull-in*, le déplacement des parties mobiles et les variations des capacités en fonction de la tension électrique continue appliquée.

Ces trois modules ne permettent qu'une étude statique.

Au final, la modélisation par éléments finis permet d'obtenir les caractéristiques avec une visualisation en 3D du comportement de la structure. Cependant, le problème principal de cette méthode de modélisation est le temps de calcul qui peut être très long rendant l'étude inenvisageable. Dans ce cas, l'utilisation d'*Architect* devient indispensable.

II.2. Simulations sous *Architect*

La réalisation d'une structure 3D avec *Architect* se fait à partir de modèles préexistants. Il s'agit de poutres, de masses, de peignes, des points d'ancrage et des butées qui sont associés par connexion entre eux comme dans un simulateur de circuit électrique. Une fois associés à un procédé de fabrication, ils permettent de définir le modèle étudié. La figure 28 montre un exemple de construction d'un modèle avec *Architect* pour une électrode à peigne dont la structure 3D est ensuite automatiquement générée par le logiciel.

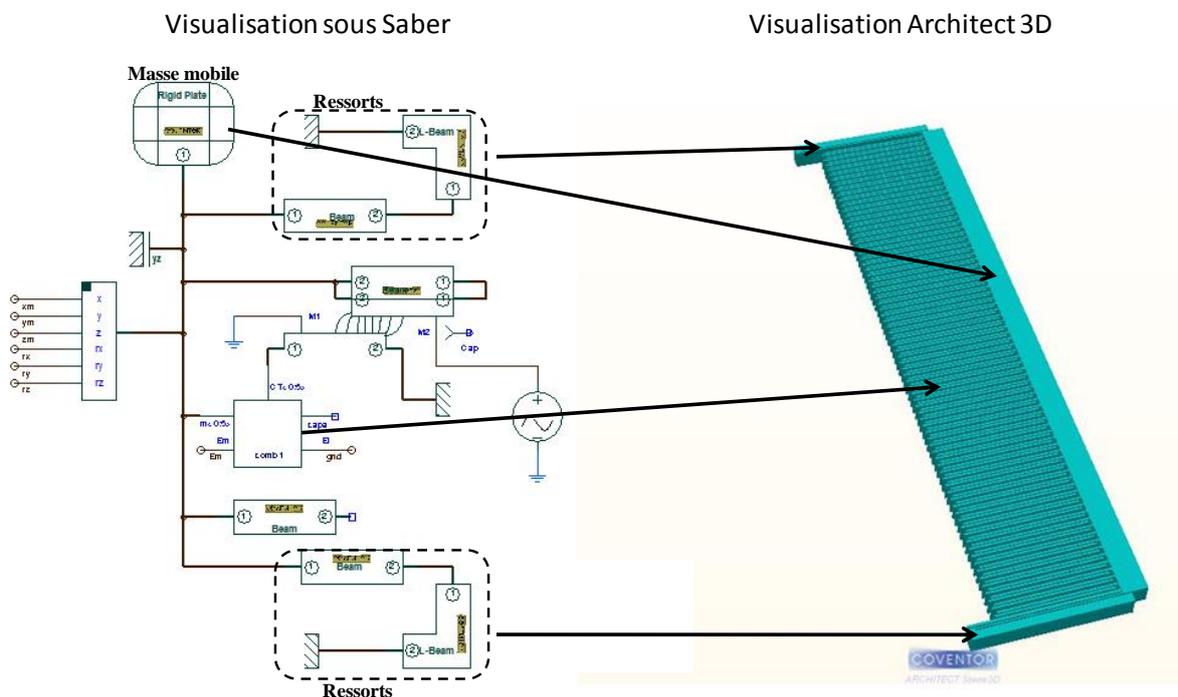


Figure 28 : Réalisation 3D d'un MEMS à partir d'un modèle *Architect*

Il est évident que les limites de cette approche résident dans le fait que seules les structures basées sur les modèles de base inclus dans la bibliothèque d'*Architect* peuvent être traitées. Mais cette approche est parfaitement adaptée à l'étude de structures à peignes interdigités et permet une grande flexibilité dans la définition des conditions aux limites. En effet, avec des structures à peignes, les éléments finis ne rendent pas parfaitement compte de ce qui se passe au niveau de chacun des doigts des peignes en raison de l'impossibilité d'utiliser un maillage très fin, ce qui se traduirait par temps de calculs prohibitif. De plus, il est possible d'étudier

avec *Architect* le comportement des structures électromécaniques couplées à leurs électroniques de commande, ce qui est particulièrement intéressant dans notre cas.

III. Procédé de fabrication

Compte tenu du temps imparti pour ce travail de thèse, le choix a été d'abord de recourir à un procédé industriel qui nous permettait d'avoir très rapidement des échantillons MEMS avec lesquels nous pouvions travailler, d'une part pour acquérir les connaissances fondamentales sur les systèmes les plus adaptés pour notre application, et d'autre part commencer à développer l'électronique de commande. Néanmoins, l'utilisation d'un tel procédé présente des avantages certains pour notre démarche scientifique. En effet, celui-ci a été développé par Tronic's Microsystems depuis plusieurs années et est totalement éprouvé et maîtrisé en termes de contrôle des dimensions des structures, de répétabilité, et de minimisation des contraintes et des gradients de contrainte dans les échantillons. Ceci nous a permis de nous concentrer sur la définition des architectures MEMS capables de répondre aux besoins de stabilité pour nos références de tension et d'examiner plusieurs formes de structures.

III.1. Procédé technologique de fabrication

Tronic's Microsystems propose ce procédé industriel (Thick SOI-HARM) dans le cadre d'un Multi-Project Wafer [75]. Il s'agit d'un service qui permet d'intégrer plusieurs designs réalisés par différents clients, laboratoires ou entreprises sur un même wafer SOI et qui utilisent une seule et même succession d'étapes technologiques. Les MEMS réalisés sont également protégés par un packaging au niveau du wafer (Wafer Level Packaging) qui peut être hermétique ou non. Le capot est également réalisé en silicium mais à partir d'une plaquette standard. Ceci est très important pour notre application dans laquelle les références de tension doivent être protégées des conditions environnementales. Cependant, les dimensions du wafer SOI (épaisseurs des différentes couches) sont imposées, ce qui est une contrainte importante pour le design des structures. Le procédé MEMS permettant de réaliser nos structures est constitué de trois grandes étapes : la réalisation du MEMS à partir du wafer SOI, l'élaboration du capot fabriqué à partir d'un wafer de Si et l'assemblage des deux wafers.

1.1. Caractéristiques des wafers

Le procédé Tronic's consiste en un micro-usinage de surface à partir d'un wafer SOI (Fig.29). Ce dernier est constitué d'une couche supérieure monocristalline de silicium (top layer) qui est mécaniquement active, d'épaisseur de 60 μm et ayant d'excellentes caractéristiques mécaniques (elle peut tolérer jusqu'à 10^{10} cycles sans aucune fissure ou fatigue) [68, 76-78]. Il y a ensuite une couche d'oxyde de silicium d'épaisseur de 2 μm et enfin le substrat de silicium de 450 μm d'épaisseur. Pour ce wafer SOI, la résistivité du silicium est de 0.02 $\Omega\cdot\text{cm}$ obtenue grâce à un dopage type-p de bore de $2\cdot 10^{18}\text{ cm}^{-3}$.



Figure 29 : Wafer SOI utilisé pour la réalisation des MEMS

Le deuxième wafer de silicium utilisé comme capot pour protéger la structure MEMS a une épaisseur de 300 μm et a le même dopage que le wafer SOI.

1.2. Réalisation des MEMS

Les électrodes sont réalisées à partir d'un micro-usinage de surface décrit en trois étapes sur la figure 30 :

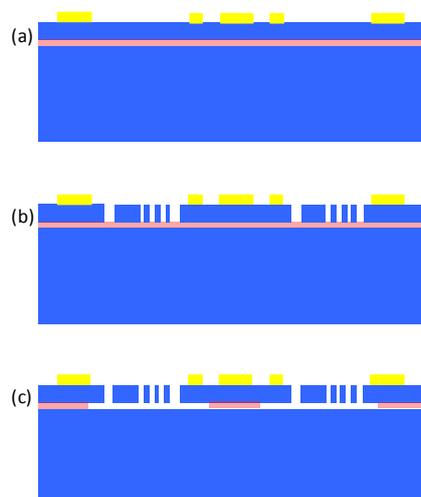


Figure 30 : Etapes du procédé technologique pour la réalisation des électrodes

La première étape (a) consiste dans le dépôt d'une couche d'or de $0,6\ \mu\text{m}$ qui est utilisée d'une part pour la réalisation des pads de contacts électriques des électrodes, et d'autre part pour l'assemblage en fin de procédé des deux wafers SOI et silicium.

Dans une deuxième étape (b), la couche supérieure du SOI est usinée par gravure sèche DRIE (Deep Reactive Ion Etching) pour réaliser les électrodes et les ressorts. La gravure DRIE utilise le procédé de gravure Bosch basé sur l'utilisation d'un mélange de deux gaz, l'hexafluorure de soufre (SF_6) et l'octofluorocyclobutane (C_4F_8) en alternance pour obtenir une forte anisotropie et la meilleure verticalité possible des flancs [79, 80]. La figure 31 présente les différentes étapes de la gravure DRIE par procédé Bosch : le SF_6 permet de graver le silicium et le C_4F_8 permet de protéger les flancs créant ainsi un masquage. En répétant ce cycle, il est possible d'obtenir une gravure profonde anisotrope avec un fort rapport d'aspect comme on peut le voir sur la figure 32.

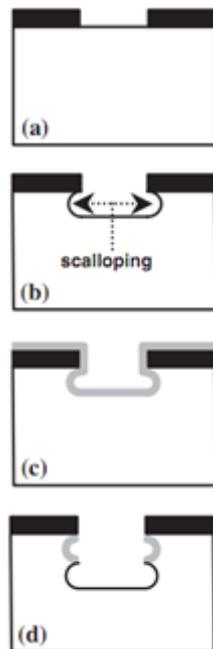


Figure 31 : Gravure DRIE dans le procédé Bosch

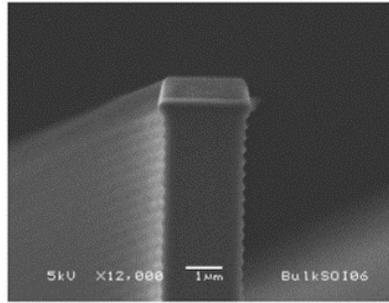


Figure 32 : Photo MEB d'un objet gravé par DRIE

Par ailleurs, pendant la phase de gravure DRIE, des trous sont réalisés dans les masses mobiles pour permettre la sous-gravure de l'oxyde enterré dans l'étape suivante (Fig.33)

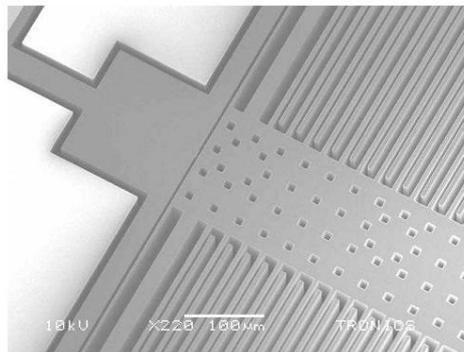


Figure 33 : Exemples de trous réalisés sur la masse sismique du MEMS permettant la libération

La troisième étape (c) correspond à la libération des parties mobiles : la membrane et les ressorts sont libérés par attaque HF de la couche d'oxyde. Les trous réalisés précédemment par DRIE dans les grandes surfaces permettent une sous-gravure homogène de l'oxyde. Cette étape comporte deux niveaux critiques : la première concerne le temps d'attaque qui ne doit pas être ni trop long, au risque de supprimer complètement l'oxyde situé sous les parties fixes, ni trop court, auquel cas les parties mobiles ne seraient pas libérées. Le second point critique peut survenir lorsque les parties mobiles sont libérées. En effet, en raison des forces de capillarités, ces dernières peuvent coller sur le substrat. Bien que Tronic's mentionne bien ce point critique dans leur procédé, aucune information n'est donnée sur la procédure suivie pour y remédier. Néanmoins, une des solutions pour éviter ce problème réside dans l'utilisation d'un séchage par CO₂ super-critique qui par contournement du point critique permet un séchage sans adhésion des parties mobiles au substrat.

1.3. Réalisation du capot en silicium

Le procédé Tronic's Microsystems utilise un packaging au niveau du wafer pour protéger les MEMS. Les différentes étapes technologiques de réalisation de ce packaging sont décrites sur la figure 34.

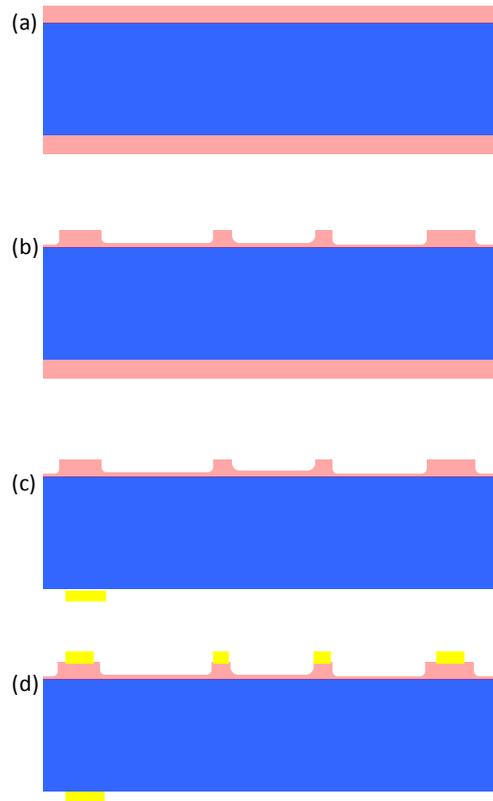


Figure 34 : Etapes de fabrication du capot silicium

Le procédé débute par une oxydation du silicium réalisée à 800 °C. Les couches d'oxyde ont une épaisseur de 2,6 μm . On réalise ensuite des cavités en gravant partiellement la couche d'oxyde de la face avant. La couche d'oxyde de la face arrière est complètement enlevée et un contact électrique en or du capot est réalisé. La dernière phase consiste à métalliser les surfaces supérieures hors des cavités précédemment gravées dans l'oxyde et qui serviront à l'assemblage final. Cette métallisation utilise des alliages métalliques de type Au+Si ou Au+Sn.

1.4. Assemblage des deux wafers

Une fois les deux wafers SOI et silicium réalisés, on procède à l'assemblage des deux parties par collage métal-métal pour réaliser la structure finale (Fig.35.a). Par la suite, des trous carrés sont réalisés dans le wafer silicium ($400 \times 400 \mu\text{m}^2$ sur $200 \mu\text{m}$ de profondeur, puis $200 \times 200 \mu\text{m}^2$) pour accéder aux différents contacts électriques du MEMS (Fig.35.b). Le procédé proposé permet d'avoir des structures hermétiques ou non-hermétiques. La différence se fait autour des contacts électriques qui sont ceint d'un joint métallique de même nature que celui qui assure la jonction wafer SOI/capot sur le périmètre extérieur. Il est donc possible de combiner sur la puce des zones hermétiques et non hermétiques.

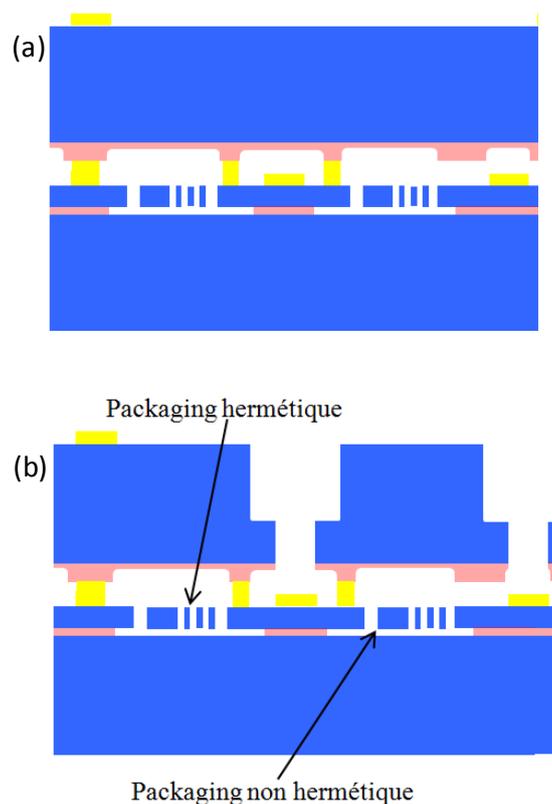


Figure 35 : Assemblage des deux wafers combinant des zones hermétiques et non-hermétiques

III.2. Echantillons réalisés

Tronic's Microsystems propose son procédé technologique à des échéances bien précises, soit 3 fois par an aux mois d'avril, août et décembre. Nous avons essayé d'être suffisamment réactifs pour évaluer rapidement les échantillons, apporter des modifications et procéder à des simulations pour la génération suivante. Nous avons réalisé des échantillons en utilisant en tout cinq runs de fabrication répartis sur les trois années de ce travail de thèse. Différentes structures MEMS ont été fabriquées correspondant à une évolution de notre réflexion et de notre maîtrise des architectures les plus adaptées à notre application.

2.1. Structures à débattement vertical

La figure 36 montre pour exemple des photographies MEB de deux structures MEMS à membrane circulaire et déplacement vertical. On peut remarquer la configuration différente des ressorts pour les deux structures.

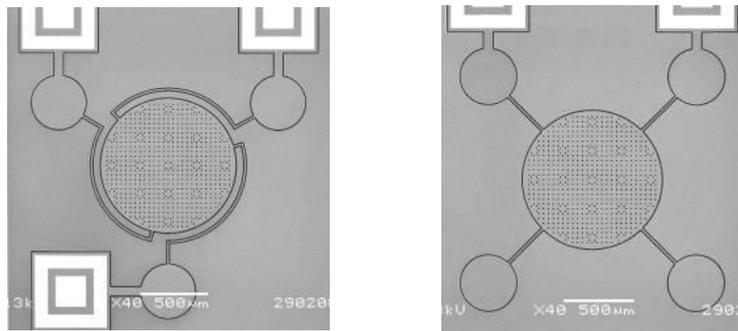


Figure 36 : Photos MEB des trois structures MEMS de test

Des détails sur ces échantillons sont donnés sur la figure 37. On peut y voir les points d'ancrage des structures, les contacts électriques, la forme des ressorts et les trous dans les membranes mobiles servant pour l'étape de gravure.

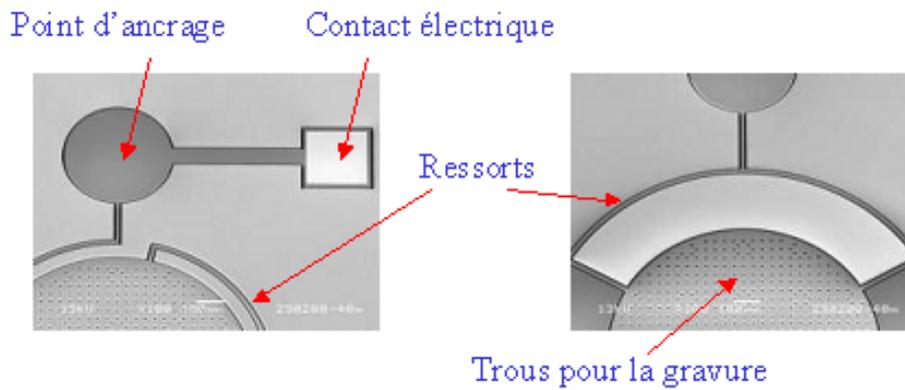


Figure 37 : Détails des structures MEMS

Pour contrôler la qualité du micro-usinage et des gravures, des motifs de tests ont été réalisés sous forme de poutre et de gap respectivement de 3 μm et 4 μm de largeur. La mesure de ces paramètres sur une dizaine de motifs (Tab.6) correspondant à une dizaine de puces, montre une dispersion inférieure à 0,2 μm , ce qui indique une très bonne maîtrise du procédé technologique et une très bonne répétabilité.

Position	Largeur poutre (μm)	Gap (μm)
1	3,2	4,1
2	3,3	4,0
3	3,2	4,2
4	3,2	4,0
5	3,1	4,3
6	3,1	4,3
7	3,2	4,1
8	3,2	4,1
9	3,2	4,1
10	3,1	4,3
Moyenne	3,2	4,1
Valeur attendue	3,0 +/- 0,2	4 +/- 0,2

Tableau 6 : Mesures dimensionnelles de poutres et gaps témoins

Dans cette famille de MEMS, deux générations ont été fabriquées correspondant à deux runs technologiques avec le procédé Tronic's : un premier lot servant de structures de test caractérisées par différentes configurations des ressorts, différentes tensions de *pull-in* (2 V à 100 V) et des packagings hermétiques et non-hermétiques. Et un deuxième lot de MEMS aux caractéristiques améliorées.

2.2. Structures à peignes interdigités

Les structures à peignes interdigités constituent une alternative intéressante aux MEMS à membrane circulaire. L'avantage principal est leur parfaite adéquation avec les conditions du procédé Tronic's qui a été optimisé pour ce type de structures (de type accéléromètre). La figure 38 en illustre un exemple. Tout au long du projet, six structures de ce type ont été réalisées avec pour chacune différentes valeurs de capacité et tension de *pull-in*. Un premier échantillon testé nous a permis de mettre en évidence les avantages apportés par l'utilisation de ce type de structure. Cela nous a permis de diminuer la valeur des capacités parasites et de réaliser des butées d'arrêt qui permettent de préserver les échantillons (Fig.39). Par la suite, cinq autres structures ont été fabriquées dans le but d'optimiser leurs utilisations avec l'électronique de commande et d'améliorer ainsi les stabilités de la tension de référence.

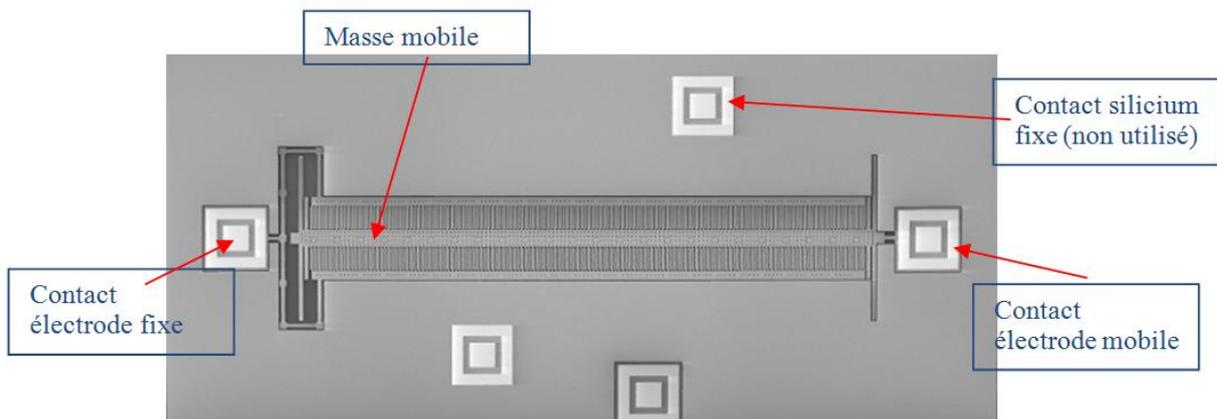


Figure 38 : Photographie MEB d'un MEMS à peignes inter digités

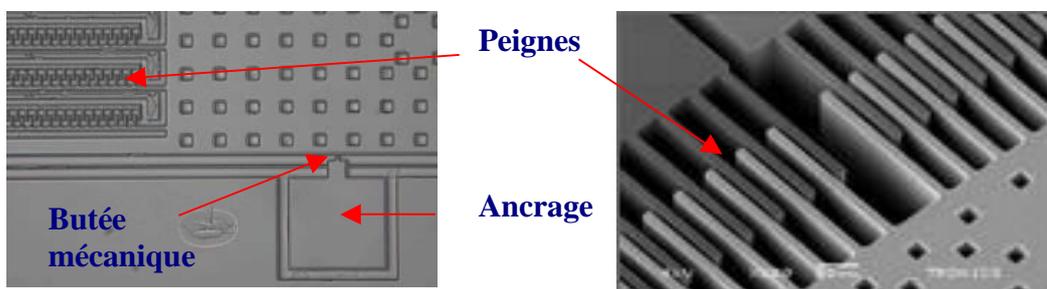


Figure 39 : Détails de la structure MEMS

III.3. Montage des puces

Nous avons utilisé un support TO8 pour monter nos échantillons et avons donc développé l'électronique de commande en fonction des dimensions de ces supports. Nous avons commencé par fixer nos échantillons sur le support TO8 en utilisant une colle époxy conductrice. Le montage des puces sur ce support a été ensuite amélioré en utilisant une technique de report qui permet de réaliser un eutectique à base de préformes AuSn. Ceci améliore sensiblement la tenue mécanique et le contact électrique, notamment pour les MEMS à débattement vertical où le substrat lui-même joue le rôle d'électrode fixe pour la capacité MEMS variable.

La figure 40 montre un exemple d'échantillons réalisés (à gauche) et de la puce finale montée sur un support TO8 (à droite). Dans ce cas, les dimensions de la puce sont de $7 \times 8 \text{ mm}^2$, elle contient six composants MEMS, trois avec un packaging hermétique et trois autres avec un packaging non hermétique. Notons que le procédé Tronic's permet d'élaborer des structures MEMS sur différentes tailles de puce : trois dimensions sont proposées, $7 \times 8 \text{ mm}^2$, $4 \times 8 \text{ mm}^2$ et $4 \times 4 \text{ mm}^2$.

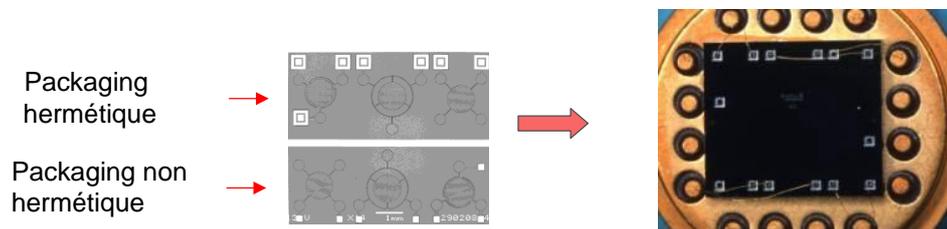


Figure 40 : Echantillon avant et après montage sur son support TO8

IV. Electronique de commande

Bien que le principe d'actionnement et de contrôle d'un MEMS capacitif dans le cas de la référence de tension AC soit relativement simple, l'électronique à développer doit être soigneusement élaborée pour ne pas induire du bruit compte-tenu des valeurs des capacités des MEMS, comparables aux capacités de fuite du système lui-même (quelques pF), et stabiliser la position du système, grâce à des dispositifs de contre-réaction, suite à des déplacements dus à des forces électriques ou mécaniques (phénomène de *pull-in* ou d'amortissement). Les composants électroniques utilisés doivent être préalablement

caractérisés et sélectionnés, notamment les amplificateurs opérationnels qui seront montés en intégrateurs avec la capacité MEMS et devront avoir un gain très stable. Deux solutions de montage ont été étudiées, un circuit stabilisé par la capacité MEMS mais dont l'ajustement du gain est manuel, et un circuit plus sophistiqué capable d'ajuster automatiquement la tension de sortie du MEMS à sa valeur maximale.

La tension aux bornes de la capacité MEMS au point de *pull-in* est maximale et ne dépend que faiblement du courant et de la fréquence. Pour des petites variations, seul un terme de second ordre va être perceptible : une erreur sur le rapport I/ω de l'ordre de 10^{-4} , n'entraînera sur la tension qu'une erreur de l'ordre de 10^{-8} . En conséquence, si les constantes caractéristiques du dispositif, C_0 et V_{pi} sont stables, la tension aux bornes du condensateur est stable et peut servir de référence de tension AC pour la métrologie. Notons qu'il est aisé d'avoir une excellente stabilité de la fréquence à l'aide d'un oscillateur à quartz, mais qu'il est difficile de maîtriser avec précision un courant alternatif à 100 kHz ou 1 MHz, et de maintenir fixe le rapport entre le courant et la fréquence pour rester au point de *pull-in*. Il est donc également important de disposer d'un asservissement automatique de cette tension de référence.

IV.1. Electronique de commande simple

1.1. La source de courant

Il faut réaliser une source de courant alternatif stable pour piloter le dispositif MEMS, c'est à dire présentant une impédance bien plus grande que sa capacité propre de quelques picofarads. On pourrait envisager d'utiliser une source de haute tension en plaçant une grande impédance en série. Mais dans le domaine de fréquence utile (quelques dizaines de kHz à quelques MHz), la limitation sera de délivrer des tensions efficaces élevées.

Pour la source de courant, nous distinguerons deux types de schémas :

- Les sources de courant dont un des pôles est à la masse ou commun du montage. Le MEMS peut alors avoir un de ses pôles à cette masse, la tension de référence est alors une différence de potentiel entre un point « chaud » et la masse.

- Les sources de courant ne retournant pas à la masse. La tension de référence est une différence de potentiel entre deux points dont aucun n'est la masse.

1.1.1. Sources de courant avec un point froid à la masse

Il s'agit d'amplificateur à transconductance définie à transistor Q représenté sur la figure 41.

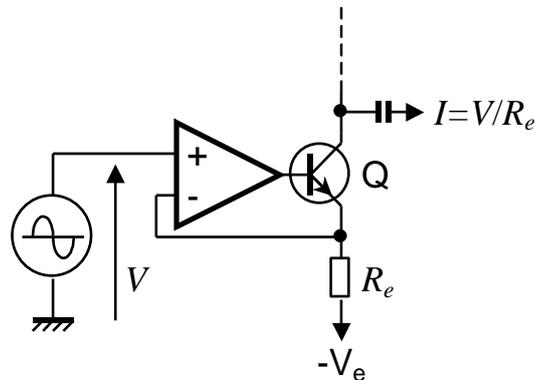


Figure 41 : Amplificateur à transconductance définie à transistor

L'amplificateur opérationnel permet d'annuler l'erreur due à la tension base-émetteur. Mais il subsiste celle due au courant de base, qui peut être diminuée mais non annulée par l'usage d'un transistor Darlington à très grand gain (β). Un transistor à effet de champ est parfait en basse fréquence, mais ses capacités font qu'en haute fréquence le courant de source n'est toujours pas égal au courant de drain. Quel que soient les transistors, il faut dans le collecteur un système de polarisation laissant passer le courant continu, et présentant en alternatif une impédance infinie. Le montage de la figure 42 est assez simple. Mais l'impédance n'est infinie que si le pont des 4 résistances est parfaitement équilibré, sinon l'impédance est finie, positive ou négative. Et l'impédance négative entraîne une instabilité sur une charge d'impédance trop élevée.

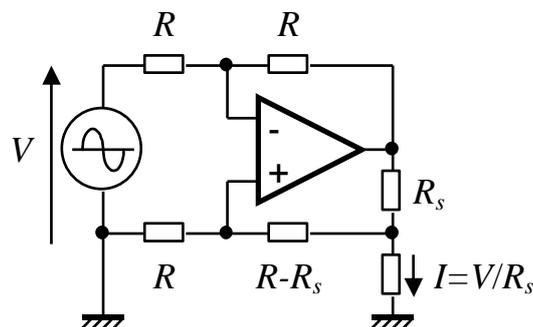


Figure 42 : Amplificateur à transconductance définie à pont de résistances

Ces montages présentent le même inconvénient : leur grande impédance les rend inutilisables sans les faire suivre d'un amplificateur tampon de gain 1. Mais l'impédance d'entrée de ce

dernier vient charger la source, et son gain apporte des erreurs car il ne sera jamais tout à fait égal à 1.

1.1.2. Le montage du MEMS en contre-réaction

Sur la figure 43 le MEMS occupe la position de l'impédance de contre-réaction Z_2 sur un amplificateur parfait, le courant qui la traverse sera donc toujours V_e/Z_1 . Le MEMS est bien traversé par un courant imposé indépendant de sa propre impédance. La tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est bien celle qu'il y a aux bornes du MEMS, elle est disponible à basse impédance sans besoin d'un amplificateur tampon.

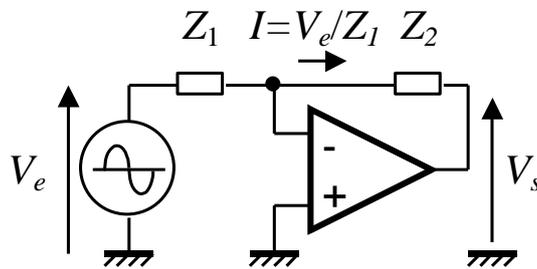


Figure 43 : MEMS en contre réaction d'un amplificateur

C'est ce montage qui a été retenu pour notre application. Il est évident que les performances de cette électronique dépendent de la qualité de l'amplificateur. Etudions les conséquences de l'imperfection de l'amplificateur.

1.2. Contre-réaction sur un amplificateur imparfait

L'amplificateur opérationnel est modélisé par une source de tension $v_s = -G.v_e$, d'impédance de sortie réelle R_s , d'impédance d'entrée réelle R_e , et en sortie, une charge résistive R_c .

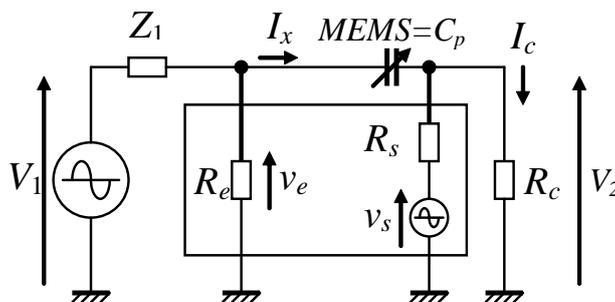


Figure 44 : Modélisation d'un amplificateur imparfait

Si l'amplificateur est très stable pour un gain -1 et si la fréquence est grande devant sa fréquence de coupure en boucle ouverte, son déphasage est proche de 90°. Nous supposons que c'est exactement le cas, et que G est donc un nombre imaginaire pur, avec un module qui est inversement proportionnel à la fréquence. L'amplificateur est alors entièrement décrit par ses deux résistances et son produit gain-bande en boucle ouverte. L'impédance d'injection Z_1 est généralement une résistance ou un condensateur, et nous supposons que le courant dans la charge I_c est bien supérieur au courant dans la contre réaction I_x .

En fonction de ces paramètres, il faut formuler deux rapports :

- Le rapport entre la tension de sortie V_2 et la tension aux bornes du MEMS, soit V_{pi} (en supposant le courant proche du courant optimal). Cette erreur de gain est ici en vraie grandeur.

- Le rapport entre le courant efficace I_x traversant le MEMS et le courant efficace qu'on aurait voulu injecter, soit V_1/Z_1 . Si le courant est proche du courant optimal, l'erreur provoquée sur la tension de sortie est du second ordre.

1.2.1. Erreur sur le gain

Si $I_c \gg I_x$ on peut écrire :

$$v_2 = v_s R_c / (R_s + R_c) \quad (24)$$

Le gain déphasé de 90° et inversement proportionnel à la fréquence s'écrit :

$$v_s = j \cdot v_e \cdot P_{GB} / f \quad (25)$$

où P_{GB} est le produit gain bande spécifié par le fabricant et f la fréquence du signal. Les tensions v_2 et v_e sont en quadrature, la différence vectorielle est la tension aux bornes du MEMS, on a donc en valeur efficace :

$$\left. \begin{array}{l} V_{pi} = \sqrt{V_2^2 + V_e^2} \\ V_e = \frac{f}{P_{GB}} \frac{R_s + R_c}{R_c} V_2 \end{array} \right\} \rightarrow \frac{V_2}{V_{pi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{P_{GB}} \frac{R_s + R_c}{R_c}\right)^2}} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{P_{GB}} \frac{R_s + R_c}{R_c}\right)^2 \quad (26)$$

Ou encore, avec : $P'_{GB} = P_{GB}R_c/(R_s + R_c)$ (c'est le produit gain-bande de l'ampli chargé par R_c)

$$\Delta v_2/V_{pi} = (f/P'_{GB})^2 / 2 \quad (27)$$

Cette erreur s'exprime au premier ordre et est fonction du second ordre des éléments parasites (impédance de charge et fréquence). Cependant, ce n'est pas tant l'erreur qui compte ici mais sa stabilité.

L'effet d'une charge de sortie capacitive s'écrit encore différemment. Tant que cette charge est faible, elle ne provoque qu'un effet du second ordre sur le rapport V_2/V_s . L'inconvénient est qu'en déphasant la contre-réaction, cette charge déstabilise l'amplificateur bouclé : le gain global peut croître brusquement au-delà d'une certaine capacité.

- La référence de tension alternative sera donc spécifiée avec un certain maximum de capacité de charge.

- Elle ne doit pas être employée avec de longs câbles coaxiaux non adaptés.

L'usage de câbles adaptés peut se faire en plaçant en sortie une résistance d'un peu moins de 50 Ohms, pour tenir compte de l'impédance de sortie de l'amplificateur bouclé, mais elle n'est pas très stable, et est principalement inductive.

1.2.2. Impédance d'injection et fréquence

Le courant I_x est à peu près V_1/Z_1 . Il est donc évident que V_1 et Z_1 doivent avoir tous deux la stabilité requise (10^{-4}). Le MEMS est un condensateur : la tension V_{pi} dépend non directement de ce courant I_x , mais de I_x/ω . La stabilité de la fréquence est aussi à prendre en compte, mais aujourd'hui tous les bons générateurs de signaux sont pilotés par des oscillateurs à quartz et il est facile d'avoir d'excellentes stabilités en fréquence.

Si l'impédance d'injection est un condensateur fixe, le courant est proportionnel à la fréquence et la tension du MEMS est indépendante de celle-ci : cela autorise théoriquement à la faire varier sans rien régler. Mais il faut faire attention au coefficient de température de ce condensateur.

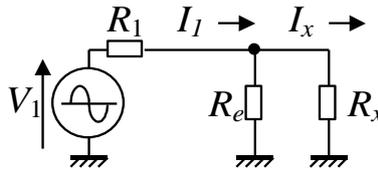
Si l'impédance d'injection Z_1 est une résistance, le circuit est sensible à la fréquence, et il faut réajuster la tension d'entrée V_1 ou cette résistance si l'on change de fréquence.

1.2.3. Erreur sur le courant

Le courant I_x n'est pas exactement égal à V_1/Z_1 , puisque la tension v_e à l'entrée de l'amplificateur n'est pas exactement nulle. Si la tension v_s est en quadrature sur v_e alors la tension aux bornes du MEMS est pratiquement en quadrature sur v_e . Cela implique que le courant qui le traverse est en quadrature sur cette tension et donc en phase avec la tension v_e : l'impédance apparente est alors résistive.

Si le gain P'_{GB}/f est grand devant 1 (V_e négligeable devant V_2), l'impédance apparente d'entrée est R_e en parallèle avec $R_x = V_e/I_x = 1/(2\pi P'_{GB} C_{pi})$ (Avec C_{pi} la capacité du MEMS au point de fonctionnement (*pull-in*), et non pas C_0 la capacité au repos). Le courant désiré est $I_{pi} = V_1/|Z_1|$.

- Avec une résistance d'injection $Z_1=R_1$ on a :



$$\left. \begin{array}{l} (R_e//R_x)I_1 = R_x I_x \\ V_1 = R_1 I_1 + R_x I_x \end{array} \right\} \rightarrow V_1 = I_x \left(\frac{R_1(R_e+R_x)}{R_e} + R_x \right) \quad (28)$$

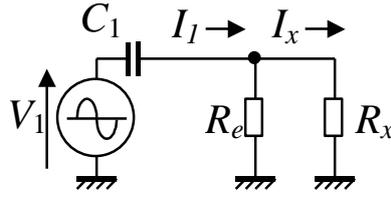
$$\frac{I_x}{I_{pi}} = \frac{R_1 R_e}{R_1(R_e+R_x)+R_x R_e} = \frac{1}{1+R_x(R_1+R_e)/R_1 R_e} \quad (29)$$

Soit :

$$\frac{\Delta I}{I_{pi}} \approx \frac{1}{2\pi P'_{GB} C_{pi}} \frac{R_1+R_e}{R_1 R_e} \quad (30)$$

L'erreur varie au premier ordre avec les résistances, la capacité du MEMS et le produit gain-bande en charge. Elle est indépendante de la fréquence du signal. Rappelons qu'alors l'effet sur la tension de sortie est du second ordre.

- Avec un condensateur d'injection $Z_1=1/C_1\omega$, et V_e est en quadrature avec la tension aux bornes de C_1 :



$$\left. \begin{aligned} (R_e // R_x) \cdot I_1 &= R_x \cdot I_x \\ V_1^2 &= (I_1 / C_1 \omega)^2 + (R_x \cdot I_x)^2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow V_1^2 = I_x^2 \cdot \left[\left(\frac{R_e + R_x}{R_e C_1 \omega} \right)^2 + R_x^2 \right] \quad (33)$$

$$\frac{I_x}{I_{pi}} = \frac{R_e}{\sqrt{(R_e + R_x)^2 + R_x^2 R_e^2 C_1^2 \omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2 \frac{R_x}{R_e} + \left(\frac{R_x}{R_e} \right)^2 (1 + R_e^2 C_1^2 \omega^2)}} \quad (34)$$

$$\text{soit :} \quad \frac{\Delta I}{I_{pi}} \approx - \frac{1}{2\pi P'_{GB} R_e C_{pi}} \quad (35)$$

La quadrature fait que la valeur de C_1 n'intervient qu'au deuxième ordre qu'on a négligé. On a donc la limite de la formule précédente quand R_1 tend vers l'infini.

1.2.4. Le problème des tensions continues

Si l'amplificateur n'a en contre réaction qu'une capacité, la tension continue en sortie n'est pas définie, l'amplificateur intègre sa tension de décalage et son courant de polarisation et sera très vite en saturation. Il faut donc au minimum placer une résistance de contre réaction en parallèle sur le MEMS. Nous avons vu qu'il était bon d'avoir $R_p \geq 2/C_0\omega$, soit avec par exemple $C_0 = 10$ pF et $f = 100$ kHz : $R_p \geq 320$ kΩ.

Mais la superposition d'une faible tension parasite à la tension alternative du MEMS modifie ses équations fondamentales établies précédemment. De plus, certaines technologies font apparaître des tensions de contact dans le MEMS lui-même (*built-in voltage*), il faut alors au contraire fournir une polarisation continue pour s'y opposer.

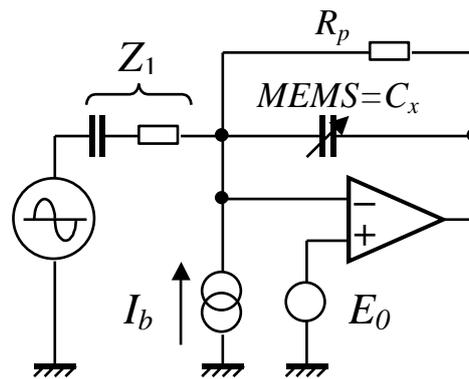


Figure 45 : Montage du MEMS en contre-réaction d'un amplificateur

Dans la figure 45 qui est la solution de base pour l'électronique de commande du MEMS, si Z_1 est un condensateur seul ou une résistance avec un gros condensateur en série, l'amplificateur présente un gain 1 pour sa tension de décalage. Le courant de polarisation circule dans la résistance de contre-réaction, et ajoute ses effets à ceux de la tension de décalage. Si maintenant Z_1 est une résistance seule, l'amplificateur présente un gain en continu supérieur à 1 et la situation est encore pire.

L'usage d'un amplificateur « de précision », c'est à dire à très faible tension de décalage et très faible courant de polarisation semble nécessaire. Cependant, les amplificateurs offrant un grand produit gain-bande le sont rarement. Il faut donc séparer le problème du grand produit gain-bande et celui de la tension continue.

Sur l'exemple de la figure 46, la tension continue de sortie est maintenue à zéro par l'amplificateur auxiliaire de précision A_2 en dépit d'une très grande résistance de contre-réaction ($R_p = 22M\Omega$). Le courant de polarisation I_b circule dans R_5 , et la tension continue en sortie de A_2 peut être de plusieurs volts. La tension continue d'entrée du MEMS est égale à la tension de décalage de l'amplificateur principal A_1 . La courbe de réponse rouge (passe-bande) est celle du signal, où la coupure haute (environ 2 MHz) dépend des paramètres de l'amplificateur A_1 et de sa charge. La courbe bleue (passe-bas) est la réponse à la tension de décalage ou de bruit de l'amplificateur A_2 .



Figure 46 : Montage avec contre-réaction sur la tension continue de sortie

1.2.5. Les hautes tensions

Le montage du MEMS en contre réaction sur un amplificateur opérationnel suppose que cet amplificateur soit capable de fournir une tension efficace suffisante. Par ailleurs, son produit gain-bande doit être grand devant la fréquence maximum. Pour dépasser 8 à 10 volts, il faut en pratique plus de ± 15 volts d'alimentation, mais il n'y a que très peu d'amplificateurs capables de supporter largement plus, et leur produit gain-bande n'est que de quelques MHz quand ce n'est pas bien moins.

Nous avons fait une recherche sur les amplificateurs monolithiques disponibles sur le marché en excluant les quelques amplificateurs délivrant plus de 200 mA, développés pour les applications de puissance (audio et servomécanismes). Le résultat est présenté dans le tableau 7. La limitation en tension de sortie à 100 kHz peut venir de l'alimentation elle-même, ou de la vitesse de balayage dV/dt maximum en sortie (slew rate).

Pour les tensions élevées, nous avons donc choisi de travailler préférentiellement avec les amplificateurs OPA604 et OPA445 où l'alimentation peut atteindre ± 45 V. Pour des tensions inférieures à 10 V, l'AD8065 qui présente un produit gain-bande de 145 MHz (gain 1) sera utilisé.

Remarque: les amplificateurs offrant les produits gain-bande les plus élevés ne sont pas nécessairement stables avec un gain unité (OPA453, OPA552).

Fabricant	Référence	Tension d'alimentation max. (V)	Tension sortie max. (V)	Produit G.Bde (MHz) typ.	Vitesse de balayage max. (V/ μ s) typ.	Tension eff. maximum à 100 kHz typ.
Texas instrument	OPA445	± 45	± 40	2	15	16,9
	OPA452	± 40	± 36	1,8	7,2	8.1
	OPA453	± 40	± 36	7,5	23	25,9
	OPA454	± 50	± 49	2,5	13	14,6
	OPA551	± 30	± 28	3	15	16,9
	OPA552	± 30	± 28	12	24	19,8
	OPA604	± 24	± 21	20	25	28
	TLE2071	± 19	± 18	10	40	12,7
National sem.	LF356B	± 18	$\pm 17,5$	5	7,5	8,4
Analog Dev.	AD8065	± 18	$\pm 6,5$	145	180	8,4

Tableau 7 : Quelques amplificateurs monolithiques du marché

1.3. Réalisation pratique

Une première électronique a été réalisée sur la base de cette première étude. Il s'agit d'une commande manuelle où le MEMS est positionné à la tension de *pull-in* en agissant sur la tension d'entrée qui est délivrée par un calibrateur. La figure 47 représente la réalisation pratique de la carte électronique qui a été équipée de capteurs de température (pt100), de pression et d'humidité pour mesurer l'influence de ces paramètres sur la stabilité des tensions de références à base de microsystèmes.

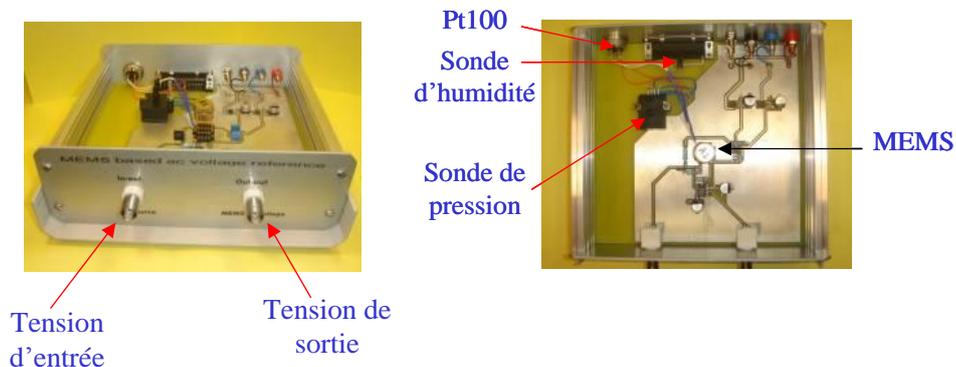


Figure 47 : Photos de la première électronique de commande pour les MEMS

IV.2. Electronique à modulation d'amplitude (AM)

2.1. Principe

Pour contrôler automatiquement la position du MEMS au point de *pull-in*, une solution envisagée et qui a été testée dans le cadre du projet européen EMMA [72], est d'asservir le point de fonctionnement au moyen d'une modulation d'amplitude (AM) du signal RF par un petit signal sinusoïdal à très basse fréquence. En effet, un tel asservissement élimine de nombreuses sources d'erreur, et seule subsiste l'erreur de gain (qualité de l'amplificateur). La figure 48 donne un aperçu du fonctionnement de cette modulation d'amplitude :

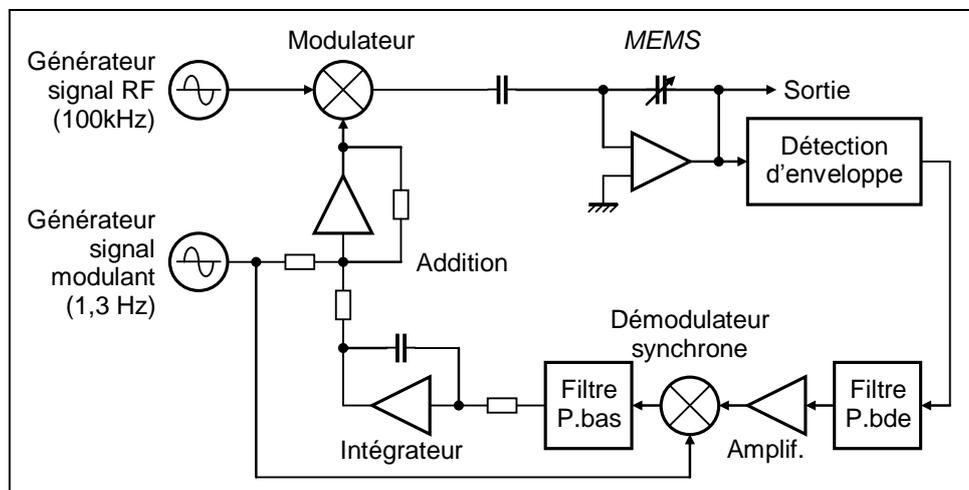


Figure 48 : Principe de fonctionnement de la modulation d'amplitude pour la commande du MEMS

Dans cette approche, un modulateur effectue le produit du signal RF entrant par la somme d'une tension continue et d'une petite tension alternative (1,3 Hz dans le cas du projet EMMA) [72]. Ce signal a donc une amplitude moyenne qui dépend de cette tension continue, et subit une petite modulation d'amplitude de faible profondeur. Si l'amplitude moyenne est correcte, il n'y a pas de composante très basse fréquence (1,3 Hz) dans l'amplitude détectée en sortie. S'il y a une erreur positive ou négative, il apparaît une tension alternative à 1,3 Hz en phase ou en opposition de phase avec la modulante (Fig.49) : la courbe $U=f(I)$ change de pente. Une détection synchrone et un filtre passe-bas permettent d'obtenir une tension d'erreur qui après intégration constitue la tension continue de commande.

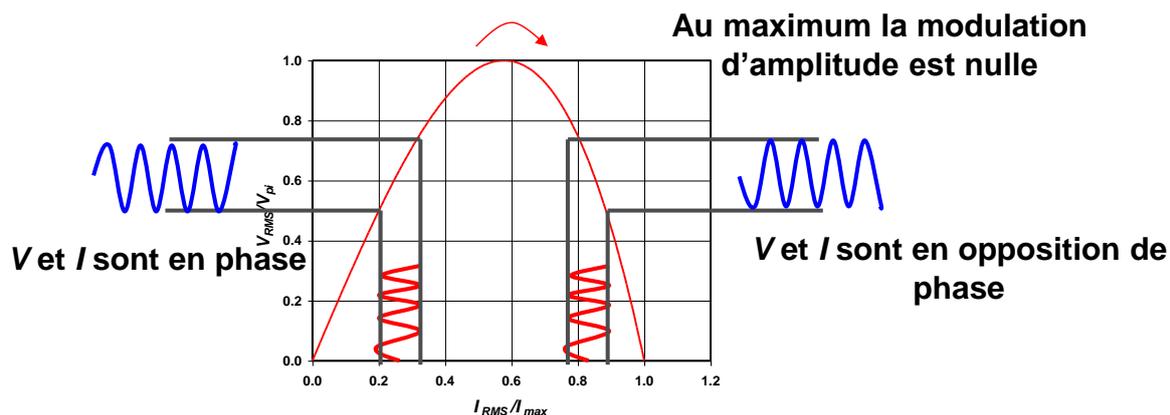


Figure 49 : Tension de sortie en fonction du courant

2.1.1. Analyse de l'approche AM par un signal de modulation sinusoïdal

Une analyse de cette approche a été faite pour dégager des pistes d'amélioration comme pour la détection synchrone qui peut être remplacée par une simple détection d'enveloppe. Par ailleurs, le filtre passe bas est en réalité un filtre réjecteur de la fréquence double de celle de la modulante (ici 2,6 Hz) qui apparaît à l'équilibre de la boucle. Une pré-polarisation est appliquée sur le circuit d'addition pour permettre un démarrage du circuit dans un état proche de celui de l'équilibre, ceci quelle que soit la tension de sortie de l'intégrateur, auquel on a donné qu'une plage d'action assez faible. La profondeur de modulation choisie était de l'ordre de 0,1%. La boucle d'asservissement a donc une bande passante très petite, nécessairement bien inférieure à celle de la modulation, soit 1,3 Hz. Ainsi les dérives lentes et les composantes de bruit modulant très lentement le signal sont éliminées, mais pas les composantes de bruit modulant avec une fréquence supérieure à cette bande passante.

Par ailleurs, avec une modulation de faible profondeur, on peut approcher le comportement du MEMS par une fonction du second ordre. Il est clair que la composante à la fréquence modulante disparaît au point d'équilibre, mais puisque $\sin^2(x) = (1 - \cos(2x))/2$, il y subsiste une modulation au double de cette fréquence, et un recul de la tension dont la valeur dépend de la profondeur de modulation (modulation par une tension continue).

- Cette modulation résiduelle peut gêner certaines applications, si par exemple la référence de tension est utilisée pour étalonner des systèmes échantillonnés ou fonctionnant en impulsion.

- Le recul n'est pas gênant s'il est stable, ce qui suppose la stabilité de la profondeur de modulation.

Dans l'exemple de la figure 48, la profondeur de modulation dépend de la tension de sortie de l'intégrateur et est donc variable avec le point de fonctionnement de la boucle. Pour réduire cette modulation résiduelle, on peut être tenté de réduire à l'extrême la profondeur de modulation. Mais cela entraîne le fonctionnement des circuits de filtrage et d'amplification à très faible niveau, et donc l'accroissement des problèmes liés au bruit des amplificateurs opérationnels à très basse fréquence.

2.1.2. Modulation d'amplitude par un signal carré

Nous avons ensuite étudié la possibilité de réaliser la modulation d'amplitude par un signal carré. Avec une telle modulation dite *ASK* (*Amplitude Shift Keyed*, l'amplitude commute entre plusieurs valeurs discrètes), le courant ne prend que deux valeurs fixes $I_{pi} \pm \Delta I$, le point de fonctionnement ne décrit donc plus l'arc de la courbe $U=f(I)$ et il n'y a plus de modulation résiduelle au double de la fréquence (sauf un résiduel d'impulsions). Cette nouvelle approche présente deux avantages :

- Il n'y a aucune gêne pour des systèmes échantillonnés ou impulsionnels.
- Les circuits de filtrage deviennent très simples, donc apportent moins de déphasage dans la boucle d'asservissement. Pour une même fréquence modulante, la bande passante de boucle peut être plus grande.

Les résiduels d'impulsion dépendent de la réponse mécanique. On a en effet supposé dans tous les calculs précédents que l'électrode mobile du MEMS ne se déplaçait pas, mais la modulation d'amplitude du courant sollicite une vibration de cette électrode. En signal carré, on a donc une tension qui s'écarte de la tension théorique pendant la réponse transitoire. On a donc intérêt à ne pas solliciter la résonance mécanique en contrôlant les temps d'établissement du signal carré.

Cette modulation présente un inconvénient : le recul est deux fois plus important, puisqu'on repose en permanence sur les creux de modulation. L'instabilité de la profondeur de modulation a donc deux fois plus d'effet sur la tension de sortie.

2.1.3. *Elaboration d'une modulation carrée à taux contrôlé*

Plutôt qu'additionner la modulante et la tension de commande intégrée, il faut la multiplier par l'enveloppe de modulation choisie, puis moduler le signal avec ce produit. Avec une modulante sinusoïdale, cela suppose un multiplieur supplémentaire. Avec un signal carré, le produit est effectué avec un simple commutateur analogique CMOS, suivi d'un filtre passe-bas pour contrôler le contenu harmonique du signal modulant. Le démodulateur synchrone est également un commutateur analogique, beaucoup plus stable en courant continu qu'un multiplieur analogique.

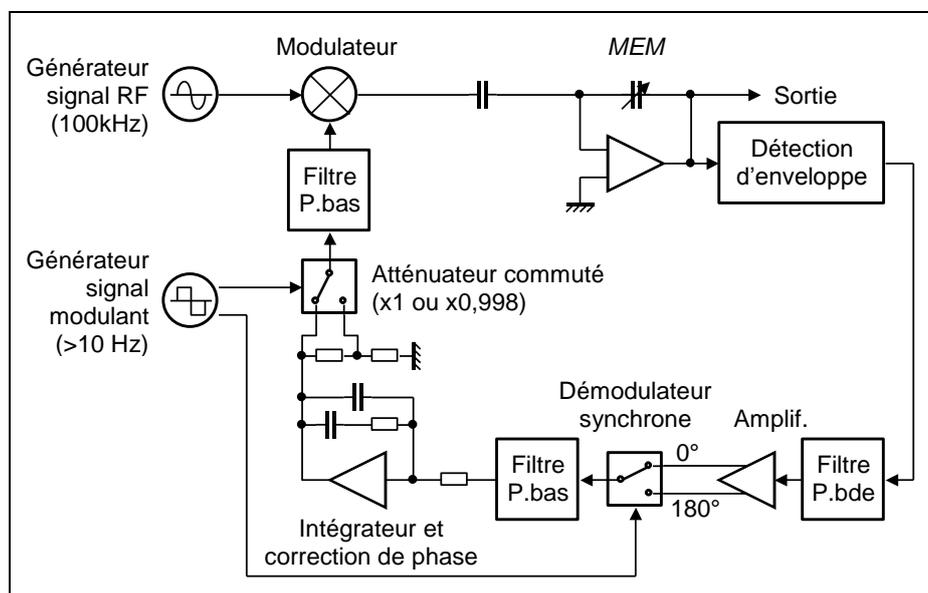


Figure 50 : Modulation d'amplitude avec un signal carré

Remarque : l'augmentation de la bande passante de la boucle d'asservissement est limitée par la fréquence modulante et les filtres. Mais une fréquence modulante plus élevée peut entraîner un déphasage de la réponse mécanique du MEMS dont il faut tenir compte dans la démodulation synchrone, en apportant une avance ou un retard dans le signal de référence démodulant. Cela suppose donc une caractérisation approfondie du comportement dynamique.

2.2. Réalisation de l'électronique à modulation d'amplitude

Trois générations de l'électronique AM ont été développées et réalisées. Les améliorations successives et notamment par rapport à l'électronique de la première génération concernent la prise en compte de la double détection d'enveloppe, la configuration de l'amplificateur

principal vis-à-vis du bruit très basse fréquence, la démodulation échantillonnée sur une partie du signal au lieu de la pleine phase, la gestion des alimentations et l'introduction dans l'électronique de troisième génération d'une régulation de température intégrée du MEMS.

2.2.1. Synoptique

Cette troisième version du module de référence de tension à régulation par modulation d'amplitude est présentée par le synoptique de la figure 51.

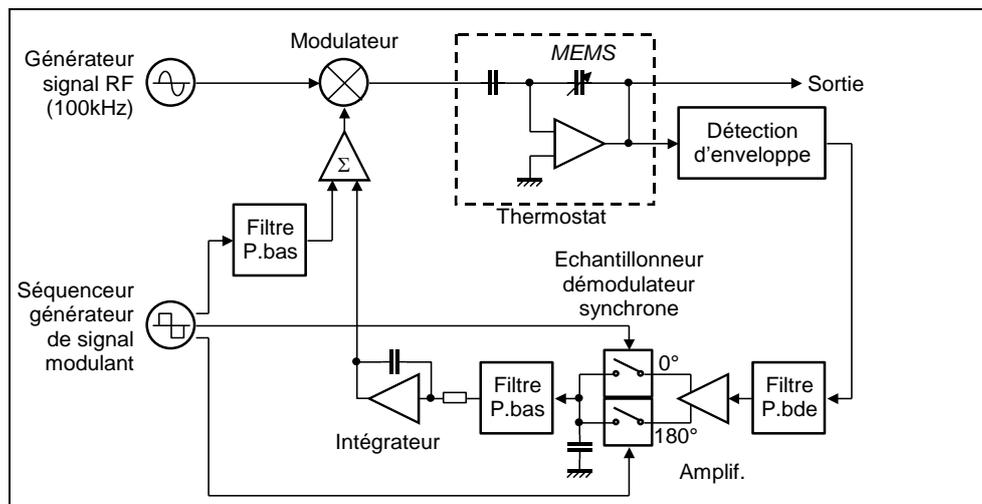


Figure 51 : Synoptique de la modulation d'amplitude de la troisième génération

2.2.2. Caractéristiques principales

Générateurs

Le générateur de signal RF capable de délivrer une tension efficace de quelques volts autour de 100 kHz n'est pas intégré au système. Puisque le système est en soi une régulation d'amplitude, il n'est pas nécessaire que ce générateur soit très stable en amplitude lorsque la boucle de régulation est bien fermée. La fréquence doit être bien supérieure à la fréquence de résonance du dispositif MEMS, et compatible avec les limitations de l'amplificateur de sortie. Le générateur de signal modulant est intégré au système. La fréquence peut varier entre 225 Hz et 47,368 Hz en étant sous-multiple de 900 Hz. Elle est obtenue en divisant par $2^{11} \cdot N$ celle d'un oscillateur à quartz à 1,8432 MHz. Ce nombre N pouvant varier entre 4 et 19 selon la position d'interrupteurs miniatures placés à l'intérieur du boîtier.

Le MEMS et l'amplificateur de sortie

Le dispositif MEMS est soudé sur un petit circuit qui comporte également l'amplificateur de sortie et quelques composants passifs. Dans cette version, ce circuit est amovible et prend place dans un boîtier thermostaté avec une régulation en chaud ou en froid qui est possible grâce à un module thermoélectrique à effet Peltier.

Alimentations

Les alimentations continues ne sont pas intégrées au système. Une double ou quadruple alimentation extérieure sera utilisée. Selon l'amplificateur de sortie utilisé et le type de mesures effectuées, un jeu de cavaliers autorise de multiples combinaisons de tensions d'alimentations.

Modes de fonctionnement

Le système permet de faire des mesures « $U=f(I)$ » ou de stabilité de la tension de *pull-in*. Ces mesures de stabilité peuvent se faire avec ou sans la régulation par modulation d'amplitude, et avec éventuellement des phases de « fatigue » du MEMS par une modulation du courant en tout ou rien à la fréquence de fonctionnement choisie.

2.2.3. Réalisation pratique

La figure 52 présente une photographie de la troisième génération de l'électronique de commande AM, équipée des capteurs de température, d'humidité et de pression. Cette version est également équipée d'un système de régulation de température utilisant des cellules Peltier appliquées sur un boîtier métallique contenant le MEMS et l'amplificateur principal (Fig.53) La température peut ainsi être maintenue constante avec une stabilité de l'ordre du mK.

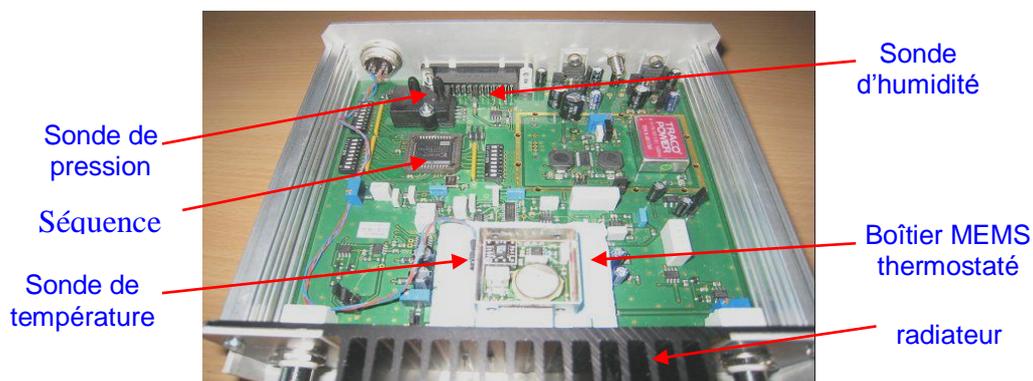


Figure 52 : Photographie du module complet de l'électronique AM

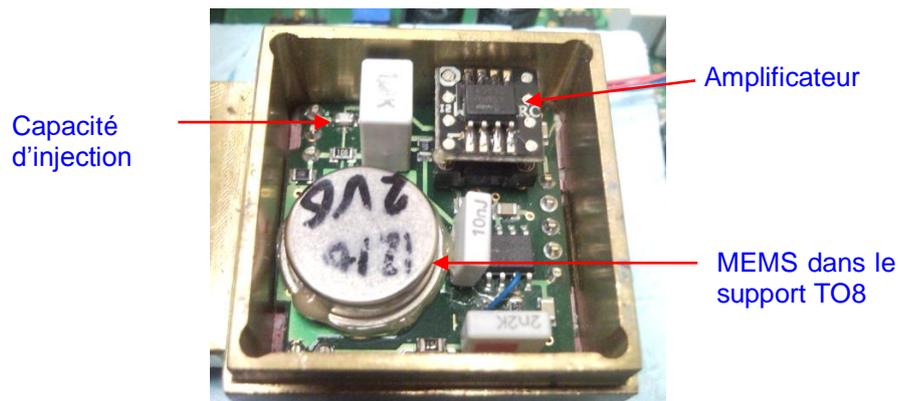


Figure 53 : Zoom sur le boîtier contenant le MEMS

V. Montages expérimentaux

Nous avons mis au point deux bancs de mesures : le premier banc est dédié à la mesure de capacités de très faibles valeurs en fonction des tensions continues de polarisation ($C-V$), du niveau de tension et de la fréquence du signal de mesure AC, alors que le deuxième permet de caractériser les tensions de sortie des MEMS en fonction du courant d'activation ($U-I$) et de piloter le système à sa tension de *pull-in* tout en mesurant la température, l'humidité et la pression. Les mesures sur les MEMS sont effectuées sur une table anti-vibration et nous disposons d'une enceinte climatique capable de réguler la température (-44°C à 120°C) et l'humidité relative (30% à 100%). Ces deux bancs ont été entièrement automatisés avec le développement de programmes informatiques dédiés sous Labview.

V.1. Mesure en tension continue ($C-V$)

Les caractérisations $C-V$, sont effectuées en pilotant un RLCmètre (Quadtech) et une source de tension continue YOKOGAWA (Fig.54).

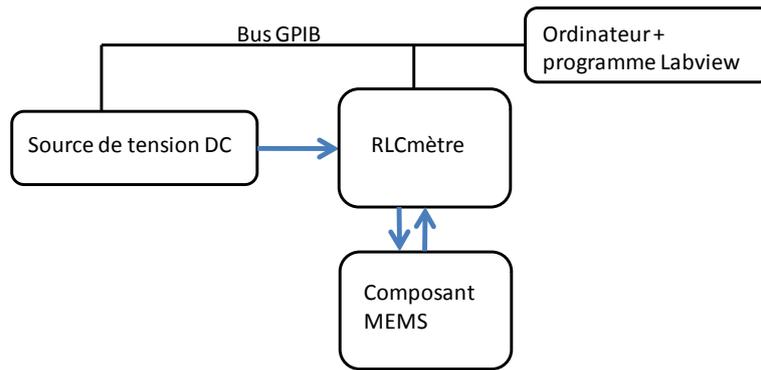


Figure 54 : Montage expérimental C-V

Le RLCmètre Quadtech est capable de mesure des capacités avec une résolution de 0,01 fF sur une gamme de fréquence de 10 Hz à 2 MHz avec des incertitudes sur les mesures d'une dizaine de fF [81].

Le programme dédié aux mesures C-V est présenté sur la figure 55. On peut caractériser avec ce logiciel le comportement de la capacité des MEMS en réalisant notamment des cycles complets en aller-retour (tension de polarisation positive et négative), ce qui permet de déterminer les tensions de *pull-in*, de *pull-out* et les tensions de *built-in* qui se manifestent par le décalage du centre de la courbe C-V sur l'axe des tensions. Dans ce dernier cas, le programme ajuste automatiquement la courbe et calcul cette tension de décalage. Ces mesures sont rendues totalement automatiques et il est possible d'effectuer une série de mesures C-V en faisant varier la fréquence du signal alternatif de mesure de 1 kHz à 2 MHz et son amplitude de 0,1 V à 5 V. La tension de polarisation est délivrée par le RLCmètre à travers une source de tension continue extérieure qui peut fournir 200 V.

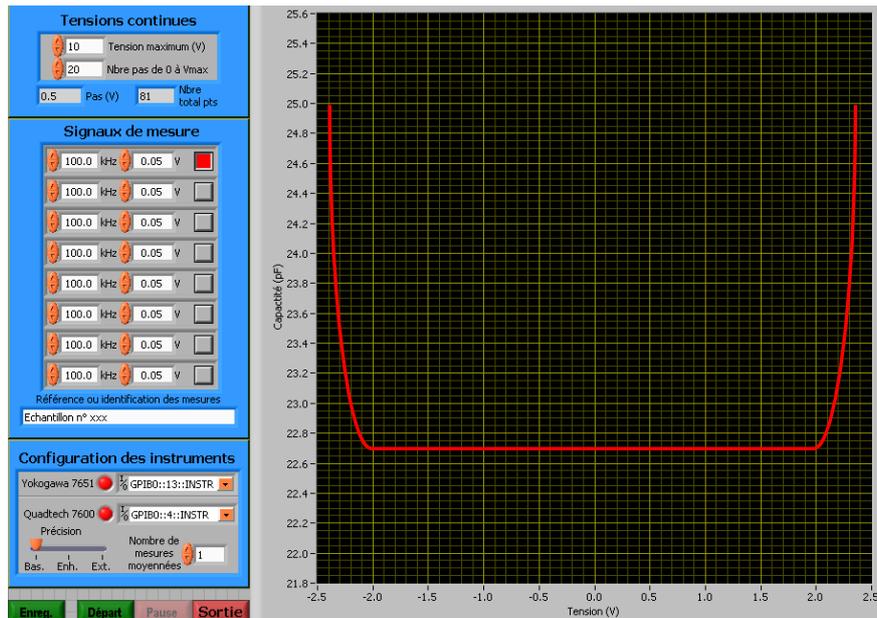


Figure 55 : Programme de pilotage du banc C-V

La figure 56 présente un exemple de caractérisation C-V d'un MEMS.

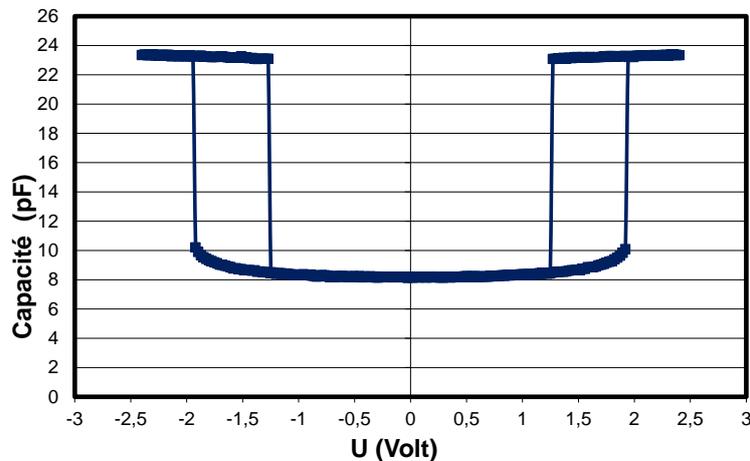


Figure 56 : Mesures C-V réalisées d'une structure MEMS

V.2. Mesure en courant alternatif (U-I)

Le banc de mesure utilise un calibrateur FLUKE 5720A ou une source Stanford DS360 et un multimètre HP3458 pour caractériser les tensions de *pull-in* (Fig.57). Pour les mesures des conditions climatiques, on utilise deux modules NI-PXI : le premier module pour l'humidité et la pression est intégré au PC, le deuxième externe permet la mesure des températures de l'ambiante et de la carte électronique de commande au plus près du dispositif MEMS.

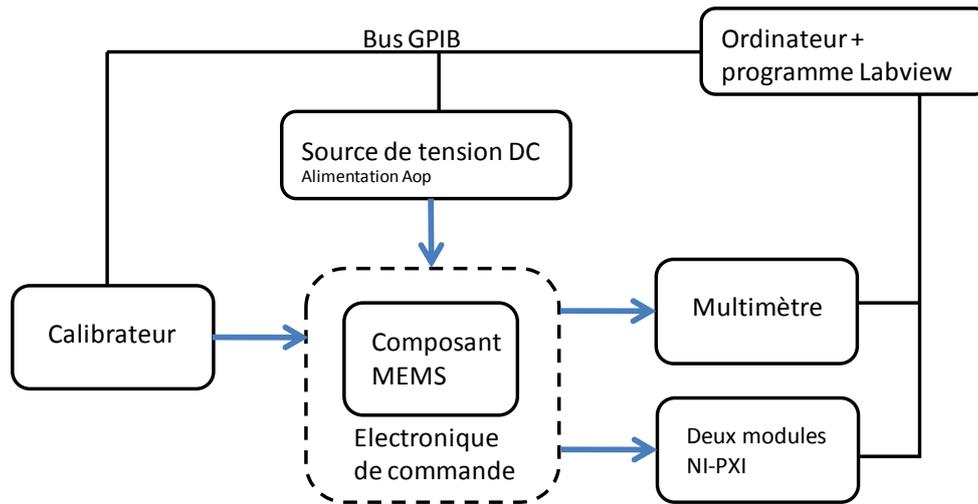


Figure 57 : Banc de test $U-I$

Le multimètre Agilent 3458 permet une lecture de la tension avec une résolution de 1 ppm. Il possède 2 modes de mesure, un mode Analogique pour des mesures rapides où le voltmètre peut effectuer 0,8 mesures par seconde pour une gamme de fréquence de 10 Hz à 2 MHz, et un mode synchrone plus précis qui peut effectuer par échantillonnage 0,025 mesures par seconde pour une gamme de fréquence de 1 Hz à 10 MHz [82]. Les mesures de stabilité sont habituellement réalisées avec le mode analogique où le voltmètre effectue des mesures toutes les 10 secondes et le programme calcule la moyenne de ces mesures sur une période de 6 minutes.

Ce banc est piloté par un deuxième programme informatique (Fig. 58) qui peut être utilisé pour différentes phases de mesures et de tests. Il permet tout d'abord de caractériser la tension de sortie du MEMS en fonction du courant d'actionnement alternatif ($U-I$) (Fig. 59). Un traitement numérique par une fonction cubique de la courbe $U-I$ donne alors la tension de *pull-in*, le courant I_{\max} correspondant à ce maximum de la tension et les capacités équivalentes de part et d'autre du point extremum.

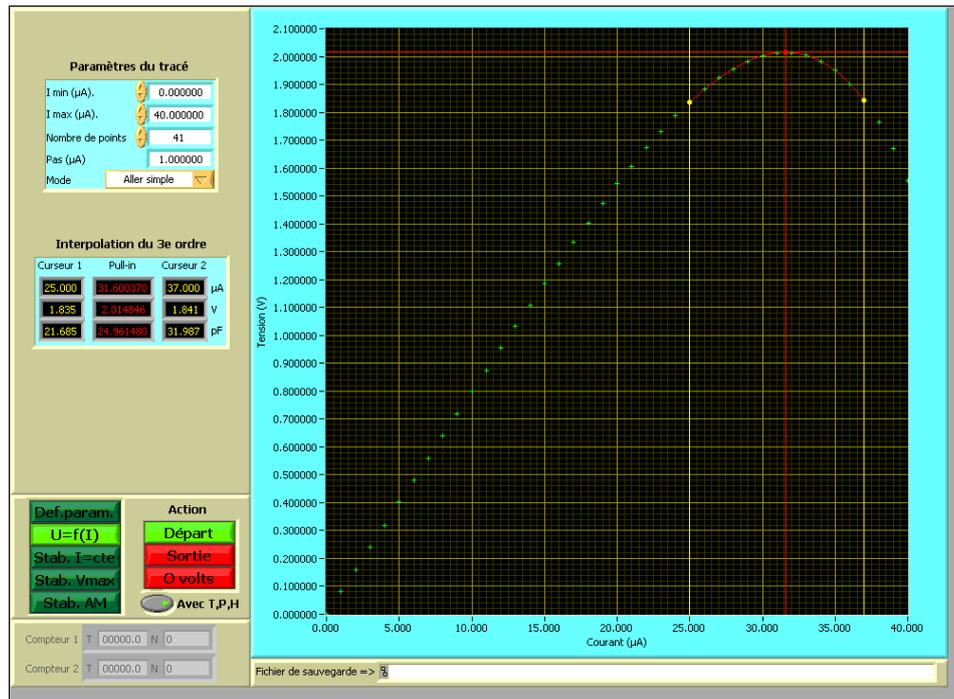


Figure 58 : Programme de pilotage du banc $U-I$

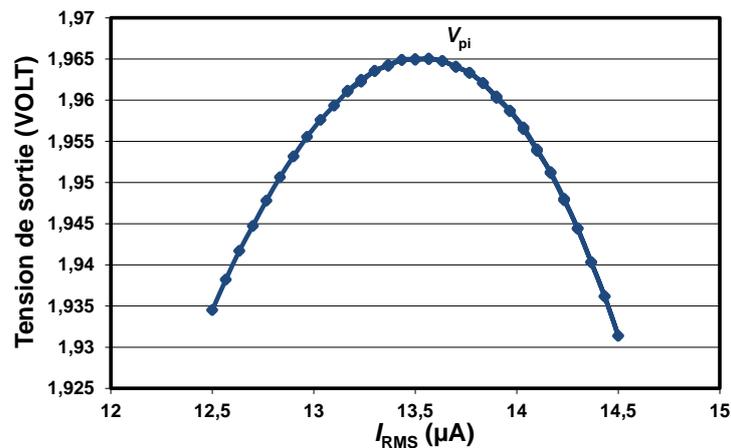


Figure 59 : Mesure $U-I$ d'un MEMS

A partir de la connaissance du comportement de la courbe $U-I$, trois modes de mesures de stabilité de la tension de *pull-in* V_{pi} sont disponibles :

- Le mode « stabilité à courant constant » : on pilote le MEMS à sa tension de *pull-in* en faisant varier la valeur du courant, qui a généralement une fréquence de 100 kHz, jusqu'à la valeur I_{max} et on maintient ce courant appliqué. La tension de sortie du MEMS est alors V_{pi} et est mesurée en fonction du temps, ainsi que la température, l'humidité et la pression. Pour s'assurer que la valeur du courant appliqué est toujours celle qui correspond à I_{max} , le

programme retrace périodiquement, en général toutes les trois heures, la caractéristique $U-I$ et réajuste le courant I_{\max} appliqué. On peut ainsi suivre non seulement les variations de la tension de *pull-in* mais également le courant correspondant.

- Le mode « V_{\max} » : on décrit successivement dans le sens aller (courant croissant) puis dans le sens retour (courant décroissant) une portion de la courbe $U-I$ autour de la tension de *pull-in* et on calcule à chaque passage, par un traitement numérique, la tension V_{pi} et le courant I_{\max} correspondant. Les valeurs de V_{pi} ainsi déterminées constituent les points de mesures de la tension de sortie du MEMS en fonction du temps. Par rapport au mode « stabilité à courant constant », cette méthode présente l'avantage d'être toujours sûr de suivre la tension V_{pi} .

- Le mode « AM » : on utilise ici l'électronique de modulation d'amplitude. Il suffit alors de définir la tension alternative de départ et le programme pilote le MEMS à sa tension de *pull-in* qui est enregistré en fonction du temps. On mesure également la tension continue d'asservissement pour s'assurer du bon fonctionnement de la régulation.

- Le mode de balayage en fréquence : on mesure ici la variation de la tension de *pull-in* en fonction de la fréquence. Il est possible d'utiliser la modulation d'amplitude ou le mode « V_{\max} » pour mesurer alors la tension.

Enfin, il est possible avec ce programme de réaliser des tests de fatigue du MEMS allant jusqu'à provoquer le *pull-in* de façon répétitive pour libérer les contraintes mécaniques du système. Pour vérifier les effets de ces tests mécaniques, des cycles alternés de fatigue et de mesures de stabilité peuvent être également programmés.

Chapitre III : Etude et caractérisation des MEMS à débattement vertical

Les premières structures étudiées sont des MEMS de type piston. En deux runs cinq différentes structures ont été réalisées en utilisant le procédé technologique de Tronic's Microsystems. Les trois premières structures MEMS de test [83] nous ont permis de tester, d'une part les capacités et les performances d'un procédé SOI industriel, et d'autre part les architectures spécifiques qui peuvent répondre aux problèmes de réalisation technologique et aux instabilités mécaniques ou électriques dans les structures MEMS. Les caractérisations $C-V$ et $U-I$, réalisées à partir de ces échantillons, nous ont permis également de mettre au point les premières versions de l'électronique de commande pour les références de tension. Par la suite, deux autres MEMS ont été fabriqués sur la base d'un design simplifié et plus adapté à l'électronique de commande en termes de capacités nominales et de tensions de *pull-in*. Les échantillons ont été complètement caractérisés et nous ont permis d'obtenir les premiers résultats très encourageants sur les mesures de stabilité de la tension de *pull-in*. Enfin, nous présenterons dans ce chapitre le développement d'un procédé technologique développé au LAAS pour la réalisation de structures à débattement vertical plus adaptées à notre application.

I. Etude des structures MEMS de test

Nous avons donc étudié et caractérisé trois structures MEMS de test basées sur un disque circulaire en silicium (membrane mobile) suspendu à des ressorts ayant différentes configurations et designs pour assurer le meilleur contrôle du déplacement vertical de l'électrode mobile dans le mode piston [84, 85].

I.1. Design des structures

La figure 60 représente les schémas des trois premières structures MEMS de test. Le premier échantillon A est un disque circulaire de rayon 500 μm suspendu par trois ressorts placés à 120°, de longueur 1 300 μm et de largeur 10 μm . La forme courbée de ces ressorts permet un

gain important sur la surface totale occupée par le MEMS. L'échantillon B est très similaire au précédent avec les mêmes dimensions de la membrane silicium et des ressorts. Dans ce dernier cas, les trois ressorts sont attachés ensemble formant un anneau circulaire de largeur $10\ \mu\text{m}$. Ceci augmente la rigidité du système et donc la tension de *pull-in*. L'avantage de cette structure est un meilleur contrôle du déplacement verticale de la membrane mobile. Le dernier dispositif C utilise la même membrane silicium de rayon $500\ \mu\text{m}$ suspendue cette fois-ci par quatre ressorts droits de longueur $350\ \mu\text{m}$ et de largeur $10\ \mu\text{m}$.

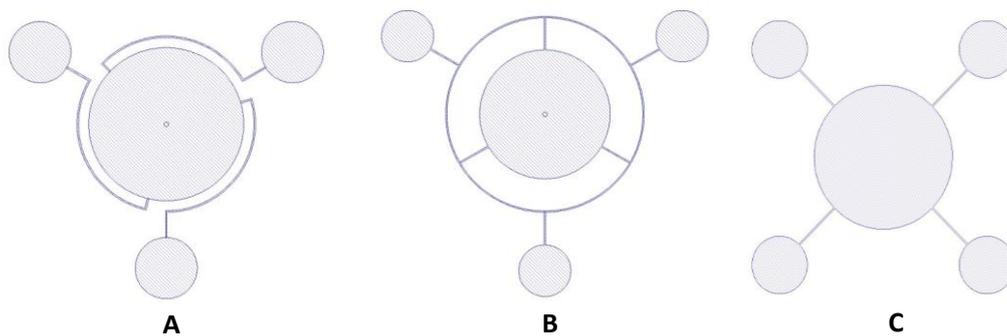
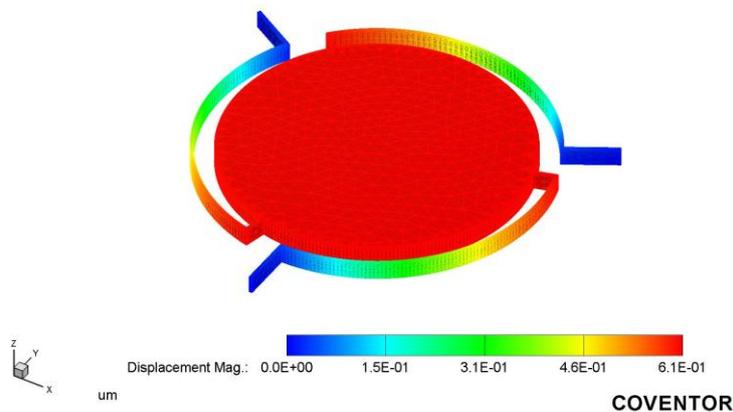


Figure 60 : Design des trois structures MEMS de test

Toutes ces structures ont été conçues pour avoir une capacité nominale C_0 de l'ordre de quelques picofarads et des fréquences de résonance propres inférieures à $100\ \text{kHz}$, fréquence à laquelle nous devons travailler.

I.2. Calculs et modélisations

La figure 61 représente les trois structures MEMS modélisées sous le logiciel CoventorWare.



A

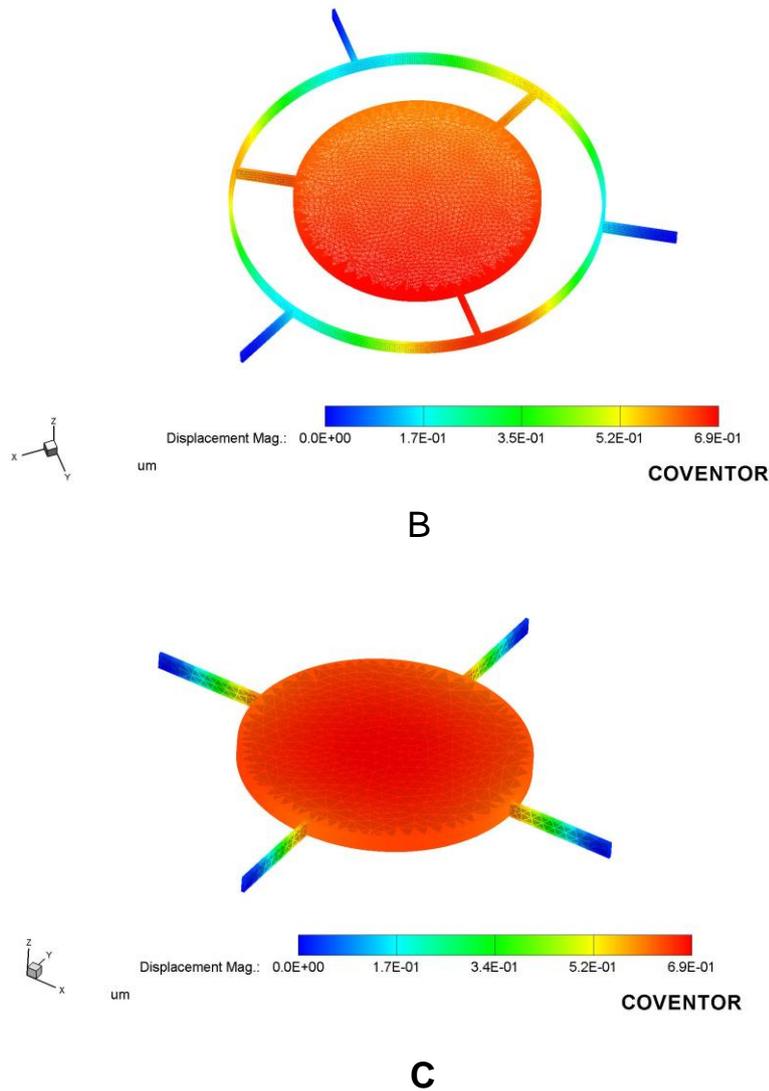


Figure 61 : Structures MEMS de test modélisées sous CoventorWare pour une déformation au *pull-in*.

Pour calculer la tension de *pull-in* de chaque structure, on calcule le déplacement de la membrane mobile sous l'effet de la force électrostatique générée par la tension continue de polarisation appliquée entre les deux électrodes formées par la membrane mobile et le substrat. Dans ce cas, la tension de *pull-in* correspond à la tension maximum quand le déplacement de la membrane est de $0,66 \mu\text{m}$ ($d/3$, où d est le gap de $2 \mu\text{m}$ défini par l'épaisseur de l'oxyde du substrat SOI de Tronic's). A titre d'exemple, la figure 62 traduit la variation de la position x en fonction de la tension continue de polarisation pour la structure du MEMS A, ce qui permet une estimation de la tension de *pull-in* pour cette structure.

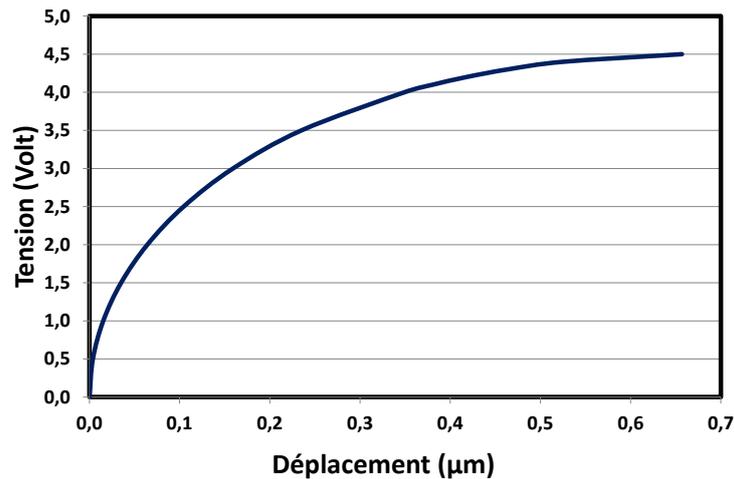


Figure 62 : Le déplacement x est calculé pour chaque tension continue de polarisation appliquée au MEMS A

Le tableau 8 résume les principales caractéristiques pour les trois types de MEMS modélisés. La capacité C_0 représente la capacité active du MEMS et ne tient pas compte ici des capacités oxyde dues aux points d'ancrage des membranes mobiles et des pads de contact électrique qui sont considérées comme des capacités parasites.

Structures	C_0 (pF)	k (N/m)	f_0 (kHz)	V_{pi} (V)
A	3,8	63,5	3,7	4,7
B	3,9	1 779	19,5	24,8
C	3,6	18 936	66,3	92

Tableau 8 : Caractérisatiques des MEMS modélisés sous Coventor

On peut noter dans le tableau 8 une légère variation entre les valeurs des capacités C_0 qui est occasionnée par les différences dans les longueurs des ressorts des trois structures. L'ensemble de ces résultats de simulation sous CoventorWare ont été vérifiés et validés avec le logiciel Comsol avec lequel nous avons réalisé une étude approfondie du profil de déformation de la membrane mobile. Sur la figure 63 est présenté le profil de déformation de la membrane mobile du MEMS C au point de *pull-in* suivant la ligne AB dans le prolongement de l'axe des ressorts et suivant la ligne CD à 45° de l'axe des ressorts. Dans le premier cas, le différentiel de hauteur entre le centre et les bords de la membrane est de 9% alors qu'il est de 6% dans le deuxième cas. Ceci montre que la membrane mobile se déforme et ne présente pas un mouvement de déplacement en piston parfait.

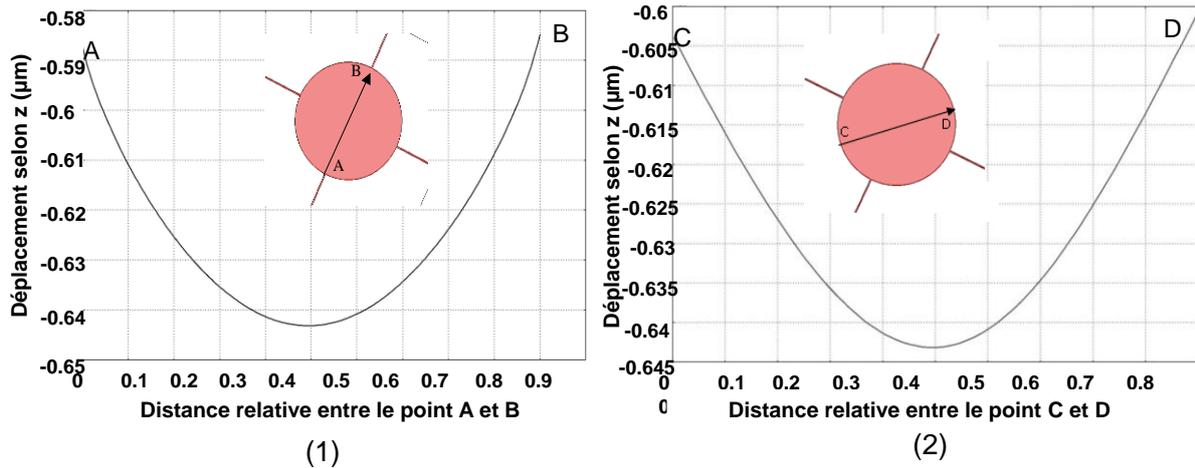


Figure 63 : Profil de la membrane du MEMS C suivant la ligne AB (1), l'écart relatif est de 9%, et suivant la ligne CD (2), l'écart relatif est de 6%.

La même étude est réalisée sur le MEMS A (Fig.64). Le profil de déformation de cette structure est moins important que dans le cas du MEMS C, le différentiel de hauteur entre le centre et les bords de la membrane n'est que de 1,3%. La principale raison de cette atténuation sur la déformation est le design et le nombre de ressorts. En effet, en augmentant la longueur des ressorts et en réduisant leur nombre par rapport à la structure C, la constante de raideur diminue considérablement et favorise un déplacement de la membrane plus homogène.

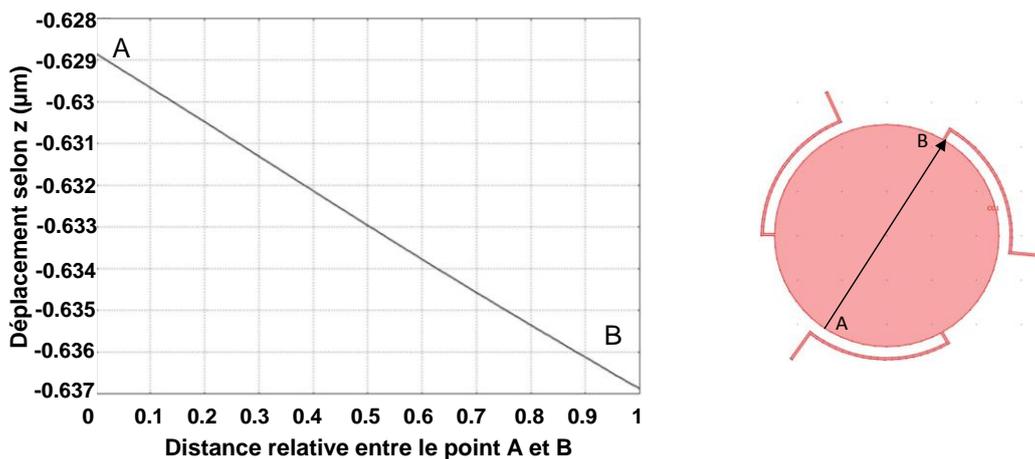


Figure 64 : Profil de la membrane du MEMS A suivant la ligne AB, l'écart relatif est de 1,3%

Ceci nous amène à penser que si l'on doit augmenter la valeur du *pull-in*, plutôt que d'augmenter la rigidité des ressorts uniquement, il vaut mieux multiplier le nombre des ressorts pour éviter des déformations de la membrane. Un plus grand nombre de point

d'accroche sur le disque central permettre ainsi d'homogénéiser l'effort appliqué.

I.3. Validation numérique

Pour vérifier les données issues des modèles de simulation, nous avons déterminé la tension de *pull-in* de la structure du MEMS C par un calcul analytique. Ce design a été choisi en raison de sa structure simple. Celle-ci est formée d'une membrane soutenue par quatre ressorts droits assimilés à des poutres rectilignes de forme rectangulaire (Fig. 65). Il est donc facile à partir de ce type de structure de déterminer par le calcul analytique la constante de raideur et la tension de *pull-in* du modèle.

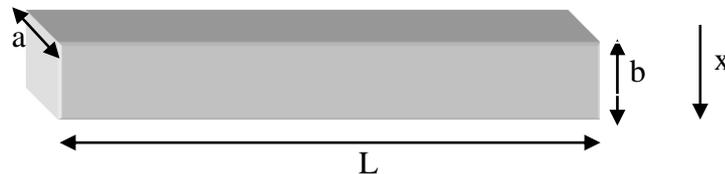


Figure 65 : Section d'une poutre rectiligne utilisée pour modéliser un ressort

Pour déterminer la constante de raideur du modèle MEMS C, on utilise l'expression du moment quadratique d'une section rectangulaire de largeur a et d'épaisseur b . Le moment quadratique de la poutre suivant une flexion de l'axe x est représenté par l'équation suivante :

$$I = \frac{ab^3}{12} \quad (31)$$

La constante de raideur k d'une poutre droite de longueur L est défini par l'expression :

$$k = \frac{3.E.I}{L^3} \quad (32)$$

où E est le module de Young. Afin de déterminer la raideur totale du système nous considérons les ressorts en parallèles, la constante k devient donc :

$$k = 4 * \frac{E.a.b^3}{L^3} \quad (33)$$

Le tableau 9 donne les résultats de calcul de la tension de *pull-in* de la structure MEMS C obtenus par des simulations sous les logiciels CoventorWare et Comsol et par le calcul analytique effectué selon l'approche présentée ci-dessus :

Structure	V_{pi} analytique	V_{pi} COMSOL	V_{pi} Coventor
MEMS C	98,5 V	91.7 V	92 V

Tableau 9 : Comparaison des tensions de *pull-in* de la structure C calculées analytiquement et par modélisation

La tension de *pull-in* est extrêmement proche dans le cas des simulations sous CoventorWare et Comsol et diffère légèrement avec le calcul analytique. L'écart dans ce dernier cas est de l'ordre de 7%, ce qui peut être considéré comme globalement cohérent. Il est à priori normal de trouver une proximité des résultats dans les géométries les plus simples. On pourra alors dimensionner les structures rapidement par les modèles analytiques.

I.4. Résultats expérimentaux

La figure 66 montre les photographies MEB des trois types de MEMS de test fabriqués. Des caractérisations complètes *C-V* ont été réalisées sur ces premiers prototypes. En accord avec les simulations précédentes, les premiers résultats de mesures ont montré que seule la structure A avait une tension de *pull-in* suffisamment basse pour être compatible avec des caractérisations fines utilisant l'électronique de commande développée. En effet, le MEMS étant placé dans la boucle de contre-réaction de l'amplificateur principal, celui-ci limite la tension maximale de sortie.

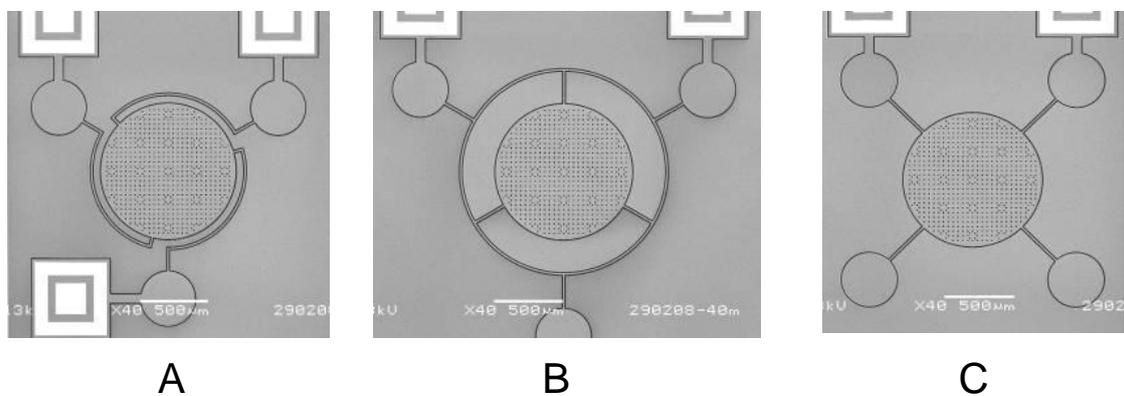


Figure 66 : Photo MEB des trois structures MEMS

Plusieurs échantillons issus du modèle A ont été testés et très peu d'entre-eux sont complètement fonctionnels. De plus, les premières mesures C-V permettent de montrer que ces MEMS présentent des valeurs de tension de *pull-in* variant entre 2 V et 6 V avec des valeurs de capacités nominale (C_0) variant de 12 pF à 22 pF (Fig. 67). Ces variations de capacité et de tension de *pull-in* peuvent provenir de problèmes d'ordre mécanique ou électrique. Ainsi, mécaniquement parlant, la forme courbée des ressorts tend à rendre ces échantillons plus sensibles, par exemple, à un défaut dans la guidance du déplacement, à des déformations non homogènes de la membrane, voire à des collapses aléatoires d'une des trois zones inter ressort. On peut également remarquer qu'il y aura forcément une composante de rotation lors d'un déplacement vertical ce qui peut être à l'origine d'un point de contact entre un ressort et le bord de la couche de silicium non retirée particulièrement dans la zone du coude à 90° proche du disque central [86].

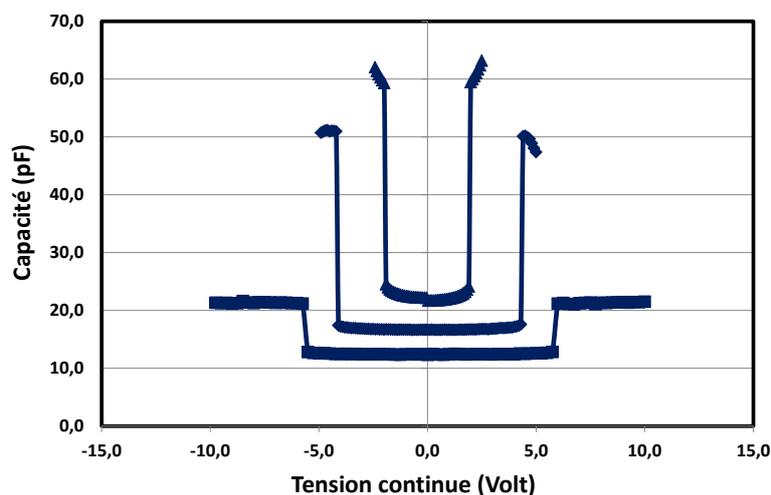


Figure 67 : Caractéristiques C-V de plusieurs échantillons MEMS de type A

Comme indiqué dans le tableau 8 des simulations des structures MEMS de test, la capacité nominale C_0 de la structure A est de l'ordre 3,8 pF. La différence avec les valeurs mesurées (12 pF à 22 pF) provient essentiellement des capacités parasites des points d'ancrage de l'électrode mobile sur le substrat de silicium et des plots de contacts électriques. Ces capacités parasites sont en effet en parallèles avec la capacité MEMS et peuvent être assez gênantes pour notre application.

La figure 68 représente le schéma électrique équivalent du MEMS : on peut voir sur ce schéma les capacités parasites qui sont en parallèles avec la capacité MEMS. Les valeurs des différentes capacités parasites correspondant aux points d'ancrage et des contacts électriques

sont présentées dans le tableau 10. Il est à noter que les contacts hermétiques qui présentent une plus grande surface ont des capacités oxyde plus importantes (5,1 pF) par rapport aux contacts non hermétiques.

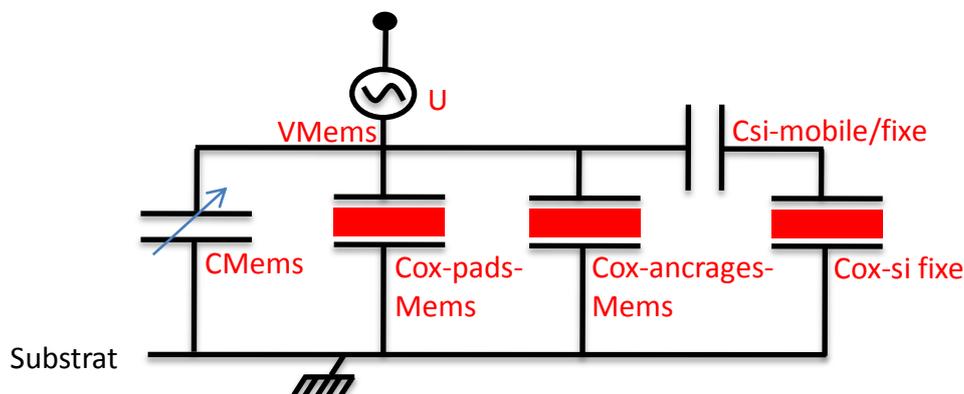


Figure 68 : Circuit électrique équivalent du MEMS : capacité mobile + capacité parasite

	Capacité (pF)
Contact pad hermétique	5,1
Contact pad non hermétique	0,8
Ancrage MEMS	1,8
Si mobile/fixe	0,4

Tableau 10 : Valeurs des capacités parasites présentes dans les MEMS de test

En tenant compte de ces valeurs des capacités parasites, on peut calculer les valeurs des capacités totales qui sont de l'ordre de 11,7 pF dans le cas des contacts non hermétiques et de 24,6 pF dans le cas des structures à pads hermétiques. Les valeurs obtenues sont en bon accord avec les capacités mesurées sur la structure A.

La figure 69 présente la caractéristique $C-V$ d'un MEMS présentant une tension de *pull-in* de 2 V. La valeur de la capacité au repos (à 0 V) est voisine de 22 pF pour cet échantillon. Cette caractéristique $C-V$ est réalisée en faisant varier la tension de polarisation continue de $-2,5$ V à 2,5 V. On voit clairement une tension de *pull-in* du MEMS qui se produit à 1,96 V et une tension de *pull-out* autour de 0,7 V.

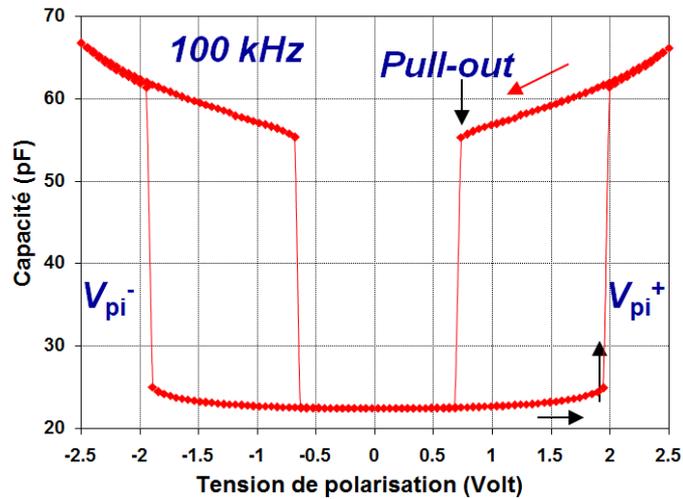


Figure 69 : Caractéristique C-V du MEMS A à 100 kHz

Par ailleurs, cette caractéristique est totalement symétrique en tension de polarisation positive et négative. En effet, le décalage de la courbe par rapport au zéro n'est que d'une dizaine de mV, ce qui traduit des tensions de *built-in* extrêmement faibles comparées à celles des échantillons issus d'autres publications où les valeurs peuvent atteindre 1 V [71].

En faisant varier la fréquence du signal AC de mesure de 1 kHz à 200 kHz (Fig.70), les caractéristiques C-V correspondantes montrent toujours la même tension de *pull-in* quelle que soit la fréquence du signal de mesure.

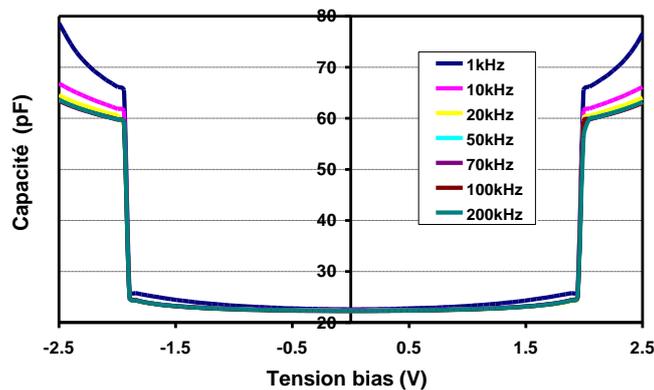


Figure 70 : Caractéristique C-V du MEMS A à différentes fréquences

Les mesures des caractéristiques *U-I* sont effectuées ici avec l'électronique de commande où le pilotage du MEMS est réalisé de façon manuelle en contrôlant la tension du signal de la source alternative (calibrateur Fluke 5720A). Nous avons donc réalisé sur le MEMS A plusieurs tracés *U-I* pour des fréquences du courant variant de 10 kHz à 200 kHz.

La figure 71b montre la variation de la tension AC aux bornes du MEMS en fonction du courant alternatif d'actionnement à la fréquence de 100 kHz. On peut voir que la tension du MEMS passe par un maximum qui se situe exactement à 1,96 V et qui correspond à la tension de *pull-in* déterminée sur les courbes C-V. Ceci montre clairement que pour un actionnement par un courant alternatif, la membrane mobile du MEMS peut être déplacée au-delà de la position théorique de *pull-in*. Ce maximum est parfaitement constant pour des fréquences de 10 kHz (Fig.71a) jusqu'à 200 kHz, ce qui montre la possibilité de réaliser des références de tension sur une gamme de fréquence assez étendue.

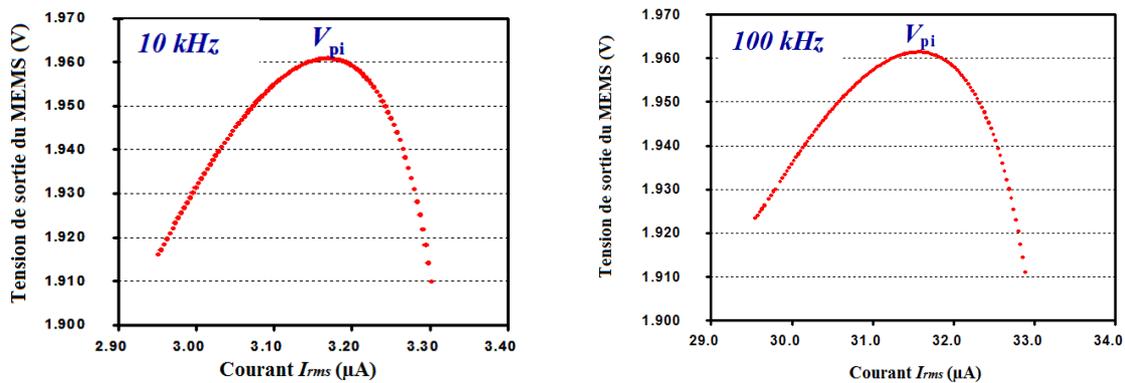


Figure 71 : Caractéristique $U-I$ du MEMS de type A à 10 kHz et à 100 kHz

I.5. Synthèse et recommandations

L'évaluation des caractéristiques des structures MEMS de test nous ont permis de collecter un certain nombre d'informations et de dégager des recommandations qui ont servi pour le design de la seconde génération :

- Nous avons eu beaucoup de défaillances avec les MEMS à ressorts courbes où seuls quelques-uns ont fonctionné. Nous nous sommes donc limité pour la suite à considérer uniquement des structures à ressorts droits. La modélisation et les calculs analytiques seront alors plus pertinents pour prévoir les caractéristiques réellement mesurées.
- Les capacités parasites doivent être fortement réduites en limitant le nombre de plots de contact électrique et en réduisant la taille des points d'ancrage de la structure mobile sur le substrat de silicium. On peut aussi envisager d'augmenter la capacité nominale en tenant compte des limites imposées par les règles du procédé Tronics.

- Pour développer une électronique de commande la plus performante possible, utilisant les meilleurs composants électroniques disponibles sur le marché et notamment les amplificateurs, il faut travailler avec des structures MEMS dont la tension de *pull-in* est inférieure à 20 V, mais idéalement entre 1 V et 10 V. Ceci permettra d'évaluer concrètement la stabilité intrinsèque des MEMS sans être gêné par des instabilités de l'électronique de commande elle-même.
- Le procédé SOI Tronics, utilisé pour la fabrication de structures à déplacement vertical, ne permet pas de réaliser une butée mécanique et de métalliser les surfaces internes des électrodes formées par la couche active de silicium et le substrat lui-même. Il faut donc éviter de mettre les deux électrodes en contact (*pull-in*) sous peine d'endommager la structure.
- Réduire le nombre de composants MEMS par puce pour éviter d'éventuelles interactions et s'assurer de pouvoir mettre toutes les parties de la puce (silicium non actif, capot) à un potentiel adéquat. Il faudra prévoir des plots de contact pour chaque partie.

II. MEMS fonctionnels

II.1 Design des MEMS fonctionnels

Suite aux premiers modèles de MEMS qui ont servi de structures de test, un deuxième design a été réalisé sur la base d'une membrane sous forme de disque circulaire porté par trois ressorts droits. Pour ce deuxième design, nous avons ainsi augmenté la valeur de la capacité nominale et réduit celles des capacités parasites, et notamment celles liées aux points d'ancrage de l'électrode mobile. Pour cela, le diamètre du disque a été doublé pour atteindre 2210 μm correspondant à une capacité nominale de 17 pF contre 3,8 pF pour les structures de test, et seul un point de contact électrique est prévu pour l'électrode mobile. Par ailleurs, un anneau de garde de 65 μm de largeur entoure toute la structure pour garder électriquement l'électrode mobile du reste du silicium du substrat SOI (Fig. 72).

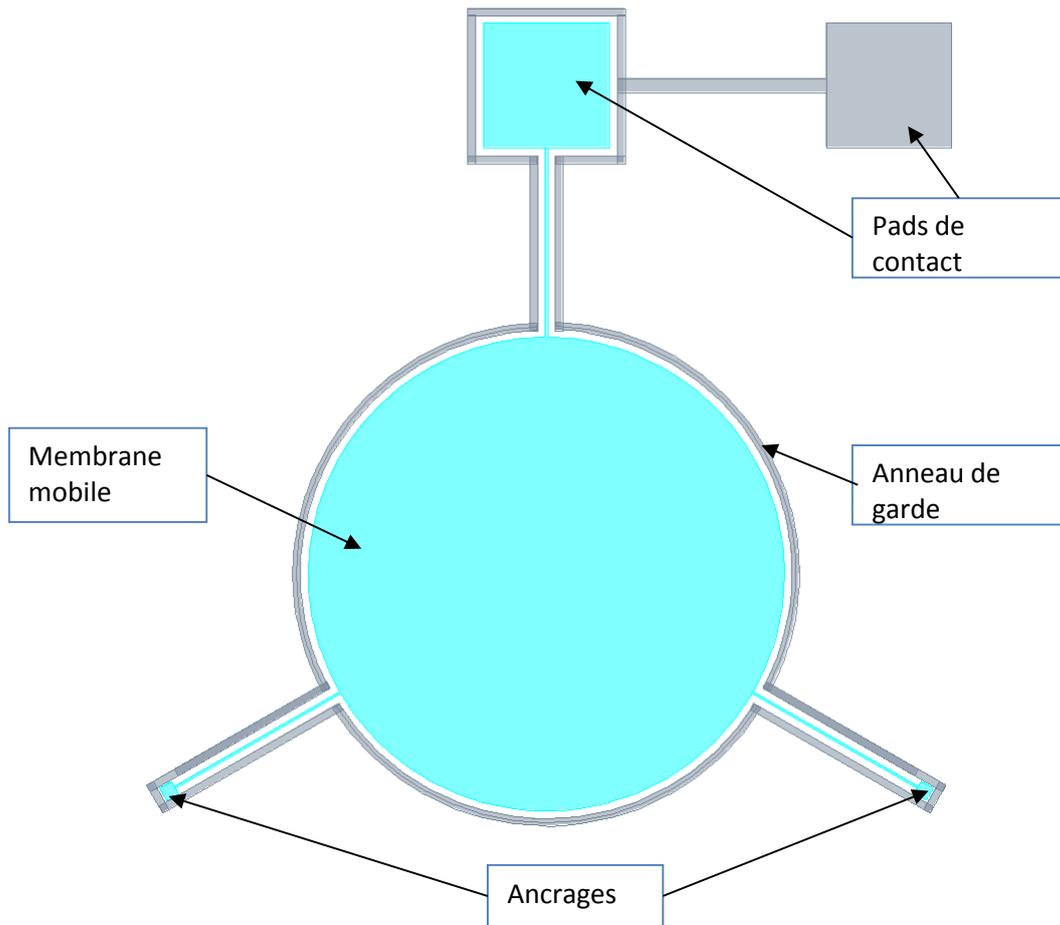


Figure 72 : Représentation d'une structure MEMS fonctionnel

II.2 Calculs et modélisations

Deux structures MEMS A' et B' de type membrane ont été modélisées pour deux tensions de *pull-in* autour de 5 V et de 10 V correspondants aux dimensions présentées dans le tableau 11. Ces deux structures ont été modélisées sous CoventorWare. La structure 3D est représentée sur la figure 73.

Echantillons	Diamètre (μm)	Longueur (μm)	Largeur (μm)
A'	2210	1072	5
B'	2210	884	10

Tableau 11 : Dimensions des structures membrane à trois ressorts

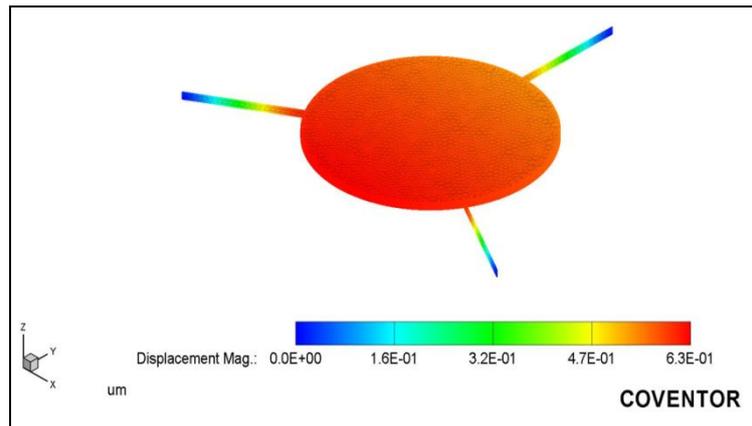


Figure 73 : MEMS fonctionnels modélisés sous CoventorWare (structure B')

Le tableau 12 résume les caractéristiques des deux échantillons simulés. Pour les dimensions choisies, les capacités nominales sont de l'ordre de 17 pF et les tensions de *pull-in* de 4,07 V et 7,32 V.

Structures	C_0 (pF)	k (N/m)	f_0 (kHz)	V_{pi} (V)
MEMS A'	17,27	216,3	3,28	4,07
MEMS B'	17,25	717,5	5,93	7,32

Tableau 12 : Caractéristiques des deux MEMS modélisés sous CoventorWare

Par ailleurs, une étude du profil de la membrane a été réalisée. Les figures 74 et 75 présentent le profil de déformation des membranes circulaires selon différents axes (AB et CD) lorsque le système est proche de la position de *pull-in*. Dans les deux cas, la déformation est inférieure à 0,1%, ce qui indique que le déplacement de la membrane peut être assimilé à un déplacement en mode piston pur.

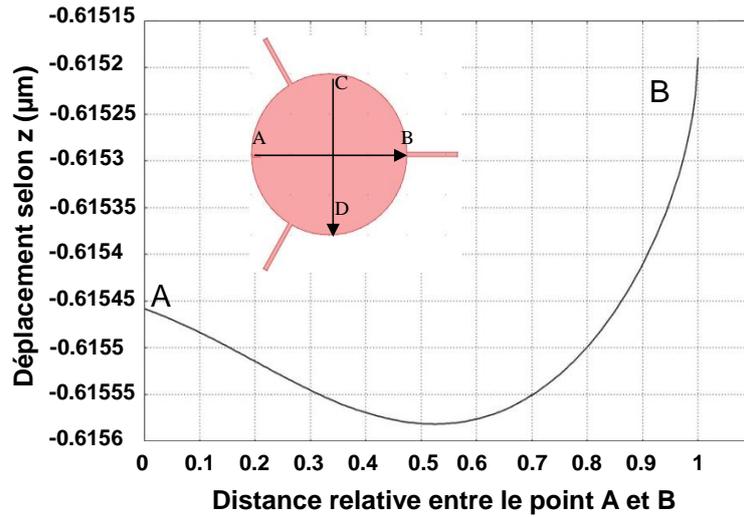


Figure 74 : Profil de la membrane du MEMS suivant la ligne AB

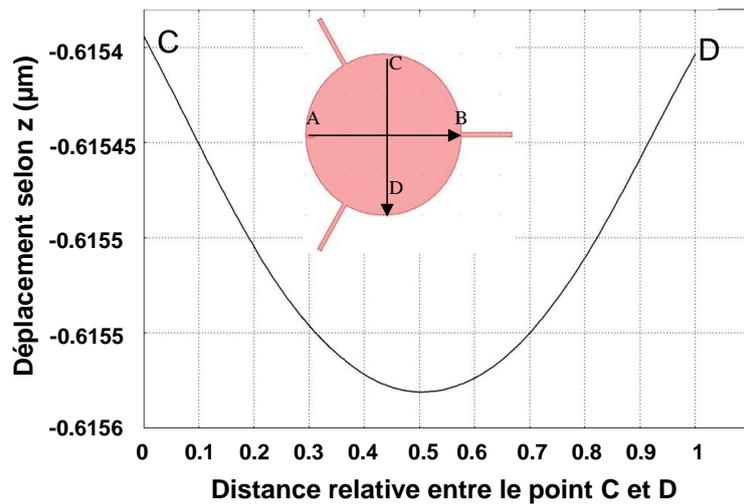


Figure 75 : Profil de la membrane du MEMS suivant la ligne CD

II.3 Résultats expérimentaux

Utilisant le procédé MPW de Tronics, nous avons réalisé les structures A' et B' munies d'un anneau de garde qui peut être mis à un potentiel choisi. La figure 76 montre une photographie réalisée au MEB d'une puce contenant les deux dispositifs MEMS A' et B'. Des puces hermétiques et non hermétiques ont été fabriquées.

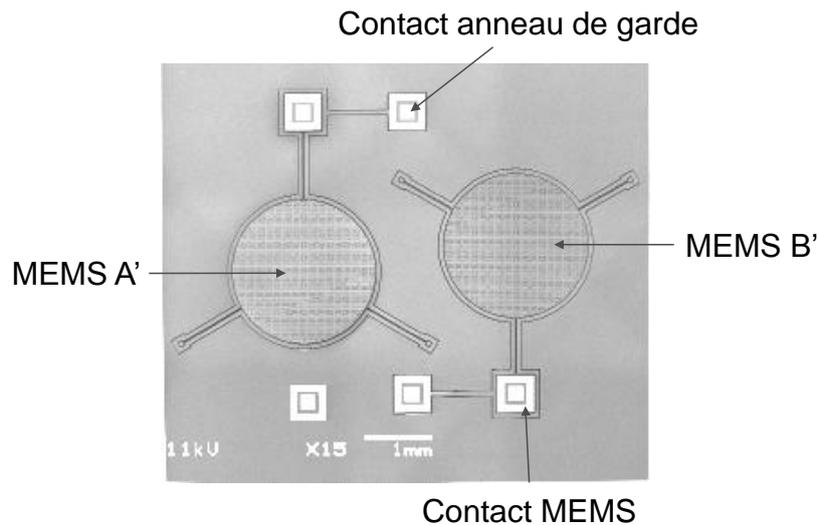


Figure 76 : Puce contenant les deux composants MEMS A' et B'

3.1. Caractéristiques électriques

La caractéristique $C-V$ d'une structure nommée A'-HK11 (MEMS issu d'une puce Hermétique) à 100 kHz est présentée sur la figure 77.

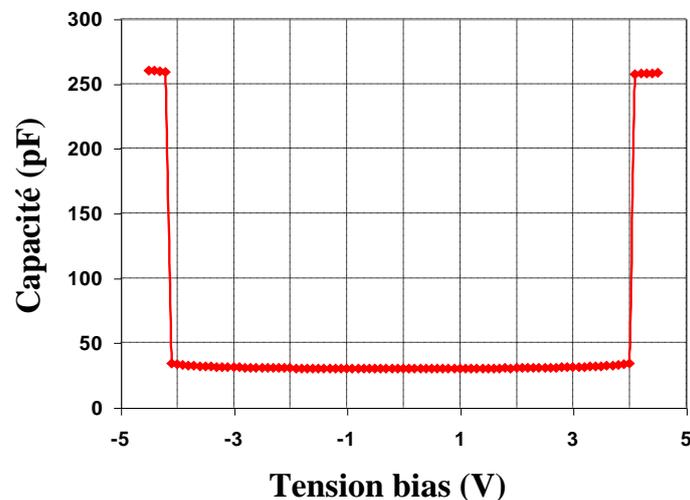


Figure 77 : Caractéristique $C-V$ du MEMS A'-HK11 à 100 kHz

La capacité nominale mesurée (à tension nulle) est de 29 pF, ce qui signifie que des capacités parasites de l'ordre de 12 pF sont encore présentes. Celles-ci proviennent principalement des capacités des ancrages, du pad de contact ainsi que de la capacité à air entre l'électrode mobile et le capot silicium qui protège le MEMS. En effet, l'écartement entre ces deux parties n'est que de 5 μm et la capacité est directement en parallèle avec la capacité MEMS si le

substrat et le capot sont au potentiel de la masse. Par ailleurs, le décalage du centre de la courbe correspondant à la tension de *built-in* n'est que de 0,1 V. Cette valeur est beaucoup plus faible dans nos échantillons que celle trouvée dans la littérature où les électrodes sont métallisées.

La valeur de la tension de *pull-in* déterminée à partir de la figure 77 est de 4,095 V. La dispersion de cette valeur sur un certain nombre d'échantillons testés est de quelques dixièmes de volts (tension de *pull-in* variant de 3,8 V à 4,6 V). Rappelons que la valeur simulée pour ces structures est de 4,07 V qui est en parfait accord avec les mesures. Sur la figure 77, les points de *pull-out* qui se situent vers - 0,1 V et 0,1 V ne sont pas représentés. Cette valeur de *pull-out* traduit le fait que quand les deux électrodes sont collées suite au *pull-in*, il est difficile de les décoller, notons que des cycles répétés peuvent endommager les structures MEMS. C'est pour cette raison que nous avons préféré pour les autres échantillons de caractériser les tensions de *pull-in* en privilégiant les mesures *U-I*.

Pour les MEMS B', la tension de *pull-in* mesurée est de l'ordre de 7,4 V avec une faible dispersion entre différents échantillons (quelques dixièmes de volt). On notera que la tension de *built-in* est identique à ceux de la série A'.

La tension de sortie du MEMS A'-HK11 en fonction du courant d'actionnement à 100 kHz est présentée sur la figure 78. La valeur maximale de tension est de 4.095 V qui correspondant exactement à la tension de *pull-in* déterminée précédemment. C'est cette valeur qui constituera la tension de référence AC de ce MEMS dont la stabilité doit être parfaitement évaluée et caractérisée en fonction des conditions environnementales.

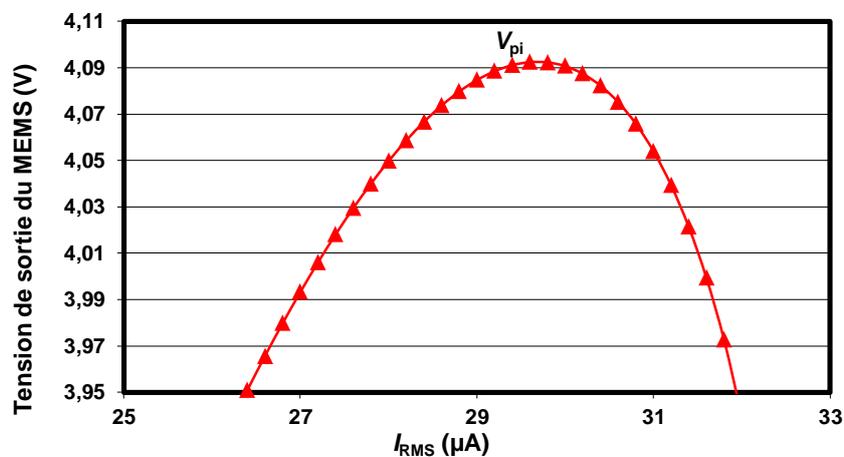


Figure 78 : Caractéristique *U-I* du MEMS A'-HK11 à 100kHz

3.2. Mesure en régime transitoire (Deep Level Transient Spectroscopy)

Nous avons utilisé un appareil de mesure de DLTS (Deep level transient Spectroscopy) pour caractériser le comportement dynamique des MEMS. En effet, cet appareil de mesure permet de générer des stimuli sur la base de signaux carrés avec des rapports de cycles variables et de recueillir une variation de capacité sur les quelques premières millisecondes. Cela permet d'accéder à des informations sur le comportement des microsystèmes comme les temps de réponse mécanique, l'amortissement ou la fréquence de résonance. Les premières mesures ont été effectuées sur un échantillon à membrane circulaire en silicium et à déplacement vertical. La figure 79 représente la réponse du MEMS A'-HP11 (tension de *pull-in* nominal 4 V, d'une puce hermétique) à un échelon de tension continue de 3 V pendant 10 ms, puis remise à zéro pendant 10 ms.

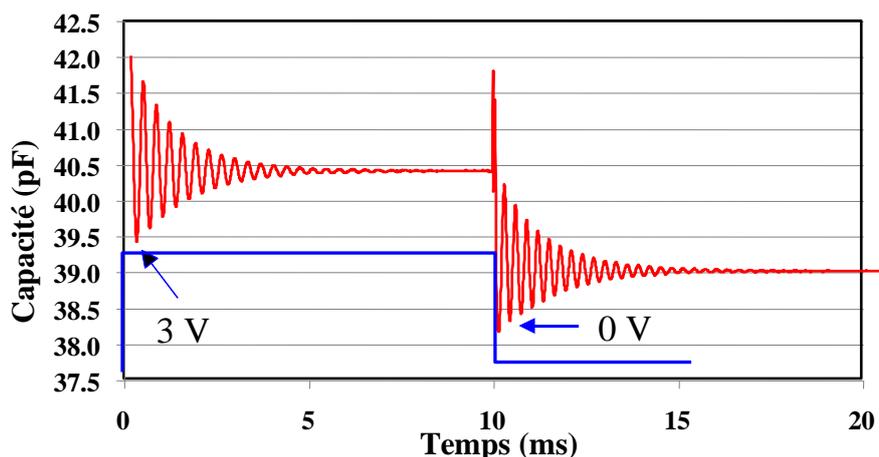


Figure 79 : Réponse de la capacité du MEMS A'-HP11 à un échelon de 3V en fonction du temps

Des oscillations de la capacité du MEMS, traduisant les oscillations mécaniques de la membrane en silicium, sont clairement observées sur une période de l'ordre de 5 ms. Au-delà, la membrane mobile se stabilise à sa position d'équilibre. Le même comportement est observé quand la tension continue est remise à zéro. Ces oscillations indiquent que le système n'est pas complètement amorti, ce qui est en accord avec le fait que la puce HP11 est dans un packaging hermétique sous vide. Cette mesure a été effectuée sous une pression atmosphérique dans laquelle il est possible de faire varier la pression jusqu'à réaliser des vides inférieurs à 1 mbar. On peut calculer, à partir de la mesure des oscillations de la capacité, que la fréquence de résonance du système est de 3,3 kHz (Valeur simulée : 3,28

kHz). Cette valeur très basse permet d'envisager l'utilisation de ces microsystèmes comme références de tension à partir d'une fréquence électrique de 30 kHz (soit dix fois la fréquence de résonance). Ceci présente un avantage supplémentaire, celui de pouvoir être comparé aux convertisseurs thermiques qui présentent à ces fréquences de meilleures incertitudes.

3.3. Evaluation de la stabilité de la tension de référence

Les mesures de stabilité de la tension de référence AC correspondant au maximum des courbes $U-I$ ont été effectuées sur plusieurs MEMS fonctionnels en utilisant le modèle simple de l'électronique de commande. Le courant d'actionnement est fourni par un calibrateur (Fluke 5720A) à travers une capacité d'injection de 20 pF et est fixé à la valeur I_{\max} . La tension V_{pi} est alors mesurée par un voltmètre numérique (Agilent 3458A) configuré dans le mode analogique avec un temps d'intégration de 10 s. Le boîtier contenant le MEMS et l'électronique de commande est équipé de capteurs de température (T), d'humidité relative (HR) et de pression (P). Ces paramètres sont enregistrés simultanément avec les mesures de stabilité de la tension du MEMS.

La figure 80 présente la déviation relative par rapport à la moyenne de la tension V_{pi} du MEMS A'-HK6 (tension de *pull-in* de 4 V) mesurée à 100 kHz durant 12 heures. Pendant ces mesures, les conditions suivantes ont été observées : $24.36\text{ }^{\circ}\text{C} < T < 24.37\text{ }^{\circ}\text{C}$, $43.2\% < HR < 44.4\%$ et $995\text{ hPa} < P < 999\text{ hPa}$.

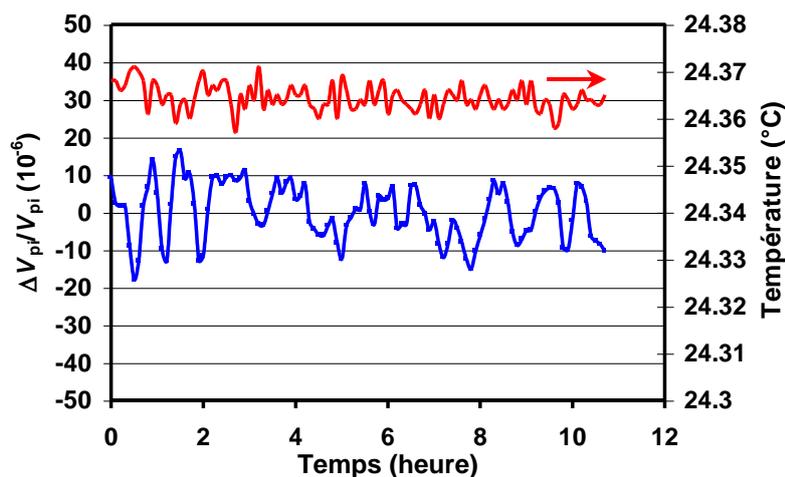


Figure 80 : Stabilité de la tension de *pull-in* du MEMS A'-HK6 à 100 kHz

L'électronique de commande à modulation d'amplitude n'étant pas encore mise au point, ces mesures ont été effectuées avec le mode « V_{\max} » du programme informatique dans lequel on

décrit successivement dans le sens aller (courant croissant) puis dans le sens retour (courant décroissant) une portion de la courbe $U-I$ autour de la tension de *pull-in*. On calcule à chaque passage par un traitement numérique la tension maximum (V_{pi}). Chaque point de la courbe de tension de la figure 80 est le résultat du calcul du maximum d'un tracé $U-I$.

L'écart-type (1σ) sur la moyenne de cette série de mesures de la tension de *pull-in* est de l'ordre de 6,3 ppm, ce qui constitue à cette fréquence de 100 kHz, un très bon résultat dans le domaine des tensions alternatives [87]. Pour d'autres échantillons, cet écart-type peut atteindre 30 ppm.

II.4. Conclusions préliminaires

Avec cette méthode dynamique de mesure de la tension de *pull-in*, nous avons observé que les échantillons du second design présentaient des dérives à long-terme. Plusieurs raisons peuvent être avancées pour expliquer ce comportement :

- L'épaisseur de la couche active de silicium du wafer SOI qui fait 60 μm , impose pour avoir des tensions de *pull-in* inférieures à 10 V, des dimensions des ressorts où la largeur est typiquement de 10 μm . Cette configuration est très défavorable pour un déplacement vertical de la membrane mobile avec une flexion des ressorts dans cette direction. Le profil des ressorts impose un axe préférentiel de déplacement et de contrainte qui n'est pas sollicité ici par le mouvement vertical de l'électrode mobile.
- Les mesures en dynamique peuvent exacerber d'éventuelles contraintes mécaniques dans le matériau. Ces contraintes sont extrêmement importantes à maîtriser et peuvent être à l'origine de dérive dans le temps.
- Les électrodes ne sont pas métallisées et même si le silicium est fortement dopé, un oxyde naturel peut se former sur la surface. Des charges électriques d'espace peuvent alors s'accumuler et ce phénomène peut causer ces instabilités de la tension.
- Enfin, il faut noter que les composants MEMS sont collés sur le support TO8 à l'aide d'une résine époxy conductrice dont les caractéristiques électriques et la tenue mécanique sont loin d'être optimales. En effet, un des contacts électriques de la capacité MEMS passe par cette colle puisque le substrat n'est autre que l'une des électrodes. Une résistance électrique vient donc se mettre en série avec la capacité des

MEMS et ses variations impacteront directement la tension de sortie de l'amplificateur de contre-réaction.

Deux solutions sont donc envisagées à l'issue de ces mesures, la première consiste à réaliser un design plus approprié au MPW de Tronic's comme des structures à peignes interdigités et à déplacement horizontal. La seconde solution est de développer un procédé technologique de fabrication dédié à nos propres échantillons qui permettrait de choisir l'épaisseur des couches du substrat SOI favorisant un déplacement vertical, permettant de métalliser les électrodes du MEMS et de placer des butées de protection.

III. Procédé technologique dédié

Cette partie présente le développement d'un nouveau procédé technologique plus adapté à la fabrication de MEMS à déplacement vertical pour la référence de tension en utilisant un substrat SOI dont la partie silicium mécaniquement active fait 10 μm d'épaisseur (au lieu de 60 μm dans le cas du SOI Tronic's) pour la diminution des tensions de *pull-in* et potentiellement pour l'augmentation de la capacité utile. Lors de la mise en place de ce procédé, nous nous sommes efforcés de garder deux objectifs en tête. Le premier de ces objectifs est la mise en place d'une butée entre les deux électrodes et le second la diminution des capacités parasites. Dans ce cas, seule une technique d'assemblage de deux wafers permet de réaliser ces deux objectifs. Nous avons donc commencé par travailler sur un design proche de celui que nous connaissions dans la mesure où nous en avons l'expérience. Nous avons ainsi choisi de réaliser la membrane mobile à partir d'un wafer SOI et l'électrode fixe avec un wafer de silicium ou de verre [88]. L'objet final est réalisé par l'assemblage des deux plaquettes. Dans ce cas, le gap de la capacité variable n'est plus défini par l'épaisseur de l'oxyde de silicium du wafer SOI (procédé Tronic's). Celui-ci est maintenant défini entre la partie supérieure du wafer SOI et la surface métallisée du second wafer. Le détail de la fabrication du wafer électrode précisera les conditions d'obtention du gap.

III.1. Design des composants

La structure du MEMS se compose donc d'une armature mobile et d'une autre fixe. Chacune de ces parties sera réalisée séparément puis assemblée pour former le composant final. La

figure 81 illustre schématiquement la structure complète avec une vue de la section et des vues de dessus de chaque wafer.

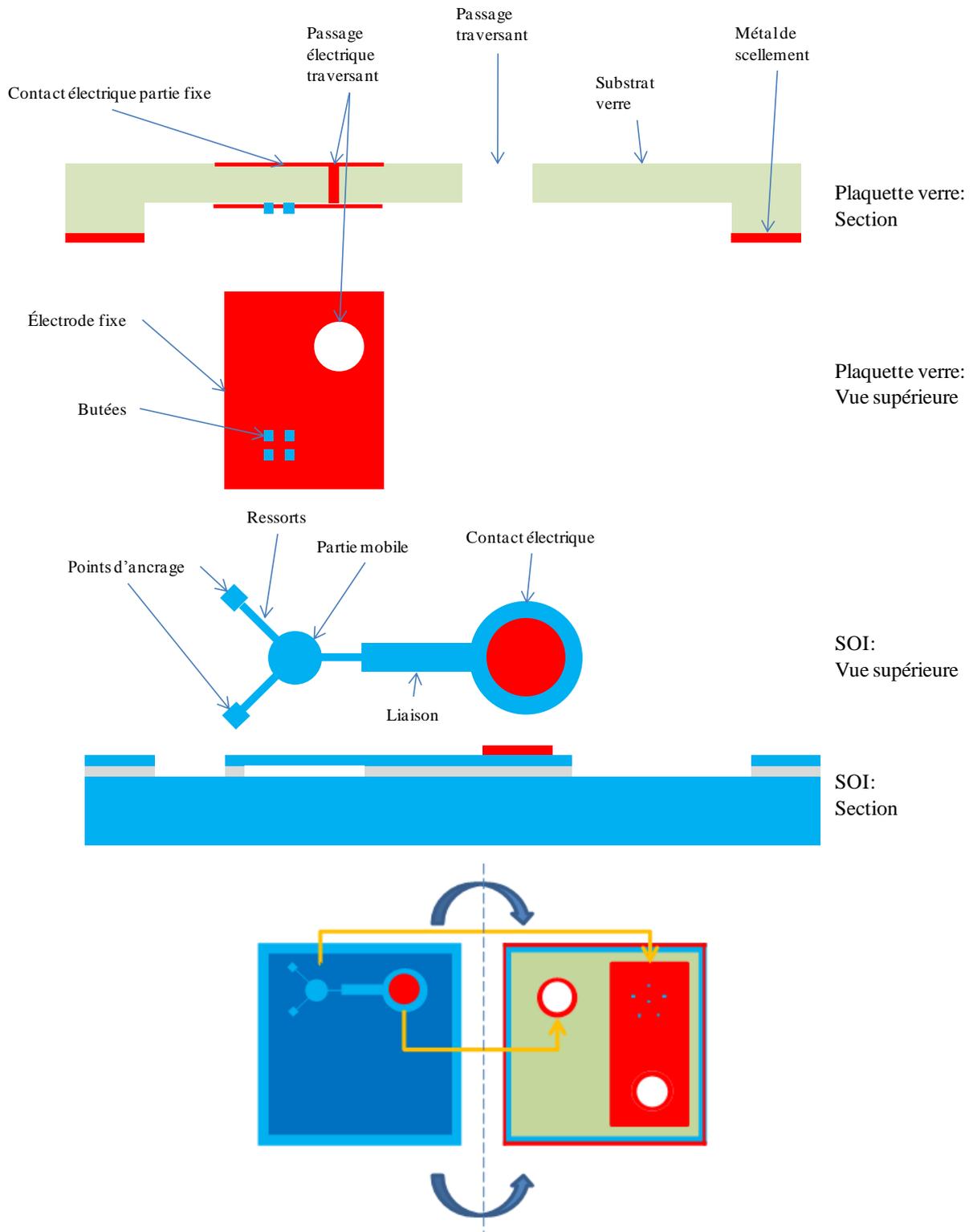


Figure 81 : Schéma de la structure générale et de l'assemblage des plaquettes

Le design de la partie mobile est présenté sur la figure 82. Il est similaire au design des MEMS fonctionnels de type piston présentés dans la partie II de ce chapitre.

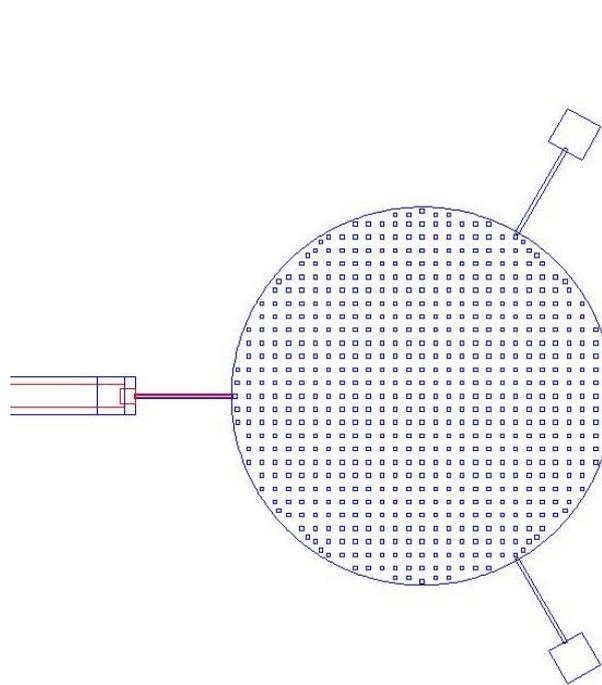


Figure 82 : Design de la membrane mobile

La structure est composée d'un disque silicium mobile de 500 μm de rayon suspendu par trois ressorts droits de 250 μm de long et de 10 μm de largeur. Elle a été dessinée pour avoir une tension de *pull-in* de 10 V et une capacité nominale fonctionnelle de 4 pF. La membrane est supportée par trois points d'ancrage sur le substrat silicium du wafer SOI dont un seul porte le contact électrique de cette électrode mobile. La figure 83 représente le schéma électrique équivalent du composant MEMS. En connectant le point B et le substrat, on peut ainsi supprimer les capacités oxydes des points d'ancrage et de contact ($C_{\text{ox-ancrages}}$ et $C_{\text{ox-pads}}$) qui sont des capacités parasites. Il ne reste alors, en tant que capacités parasites, que les capacités $C_{\text{ancrages/élect.fixes}}$ et $C_{\text{pads/élect.fixes}}$ (de l'ordre de 0,1 pF) qui sont négligeables en comparaison à la valeur de la capacité nominale effective (4pF).

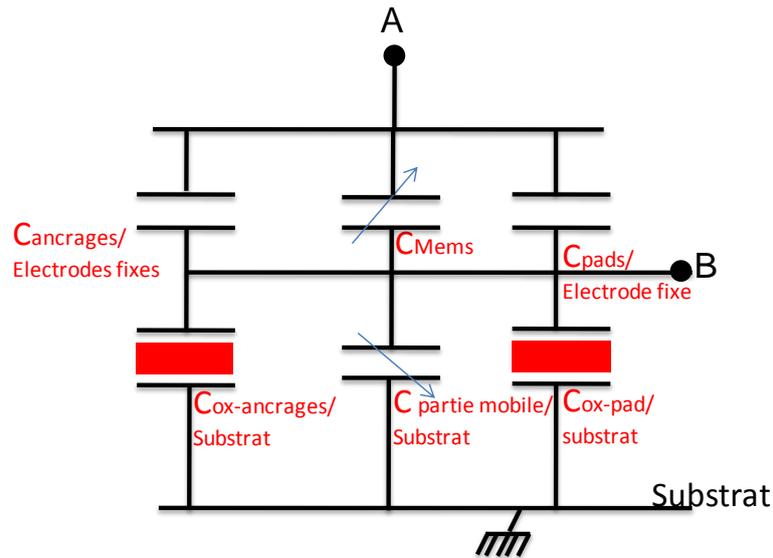


Figure 83 : Schéma électrique équivalent du dispositif MEMS

III.2. Procédé technologique de fabrication

3.1. Gravure de l'électrode mobile

Le SOI utilisé se compose d'une première couche active de silicium monocristallin de $10\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, d'une couche d'oxyde (SiO_2) de $2\ \mu\text{m}$ et d'un substrat de silicium d'épaisseur $450\ \mu\text{m}$ (Fig.84a). La couche active de silicium est dopé P (Bore, $2.10^{18}\ \text{cm}^{-3}$) avec une résistivité de $30\ \text{m}\Omega.\text{cm}$. Dans ce cas on utilisera préférentiellement l'aluminium comme métal de contact. L'or sera utilisé sur les substrats de type N.

Dans une première étape (Fig. 84b), on réalise par gravure sèche (DRIE) l'électrode mobile, son plot de contact, les ancrages et le contour de la cavité dans laquelle se trouve la membrane. Des trous carrés $10 \times 10\ \mu\text{m}^2$ espacés de $30\ \mu\text{m}$ de centre à centre sont creusés sur toute la profondeur de la membrane. Ils seront utilisés lors de la dernière étape (Fig.84d) pour permettre à la solution à base d'acide fluorhydrique (HF) de supprimer l'oxyde présent sous la membrane.

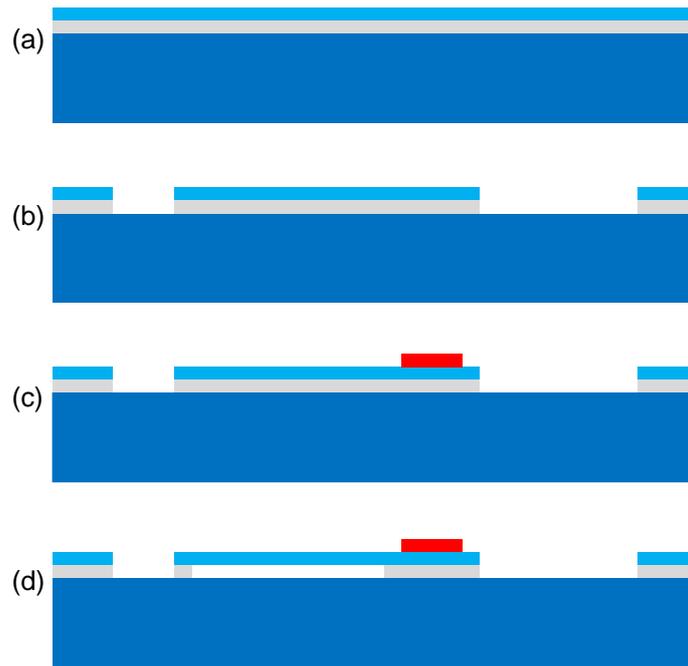


Figure 84 : Étapes technologiques de réalisation de l'électrode mobile

Dans l'étape suivante (Fig.84c), une couche de métal (Au ou Aluminium) de $0,3 \mu\text{m}$ est déposée par un procédé de lift-off. Ceci permet de réaliser le contact électrique après un recuit de diffusion.

Dans la dernière étape (Fig.84d), la membrane est libérée par une attaque humide (HF). Avant la libération, il est nécessaire au préalable de découper le wafer. Cela présente l'inconvénient de libérer chaque membrane puce par puce mais permet de garantir la tenue des éléments sensibles une fois libérés. Ceci n'est pas un inconvénient majeur puisque l'assemblage ne sera pas effectué au niveau wafer.

La figure 85 présente une photo optique de la membrane mobile libérée d'un composant MEMS suspendue par trois ressorts. Pour améliorer le contact électrique de l'électrode mobile, la métallisation du contact électrique a été étendue sur toute la longueur du ressort comme on peut le voir sur la figure 86. Cependant, cette solution présente l'inconvénient d'avoir des constantes de raideur différentes entre les trois ressorts. Une métallisation de l'ensemble de la membrane est possible à la condition de maîtriser suffisamment les contraintes mécaniques. Ce dernier point n'a pas été mis en œuvre à ce jour.

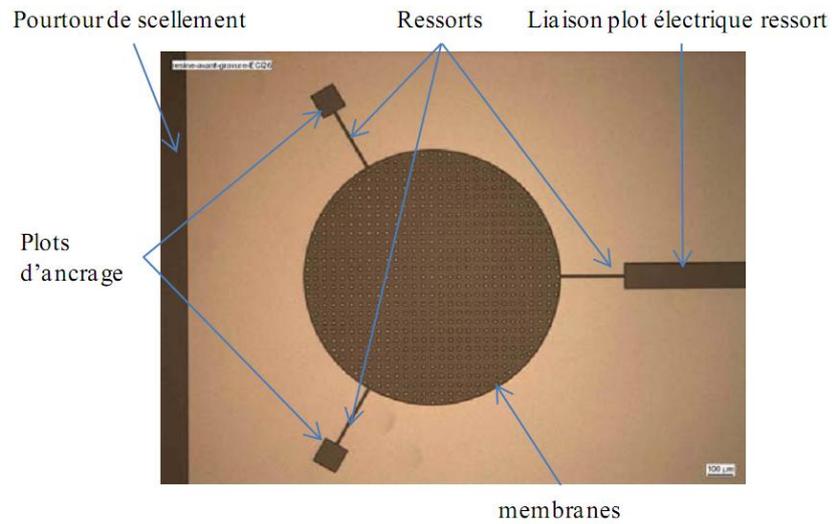


Figure 85 : Photo optique du composant MEMS en cours de réalisation

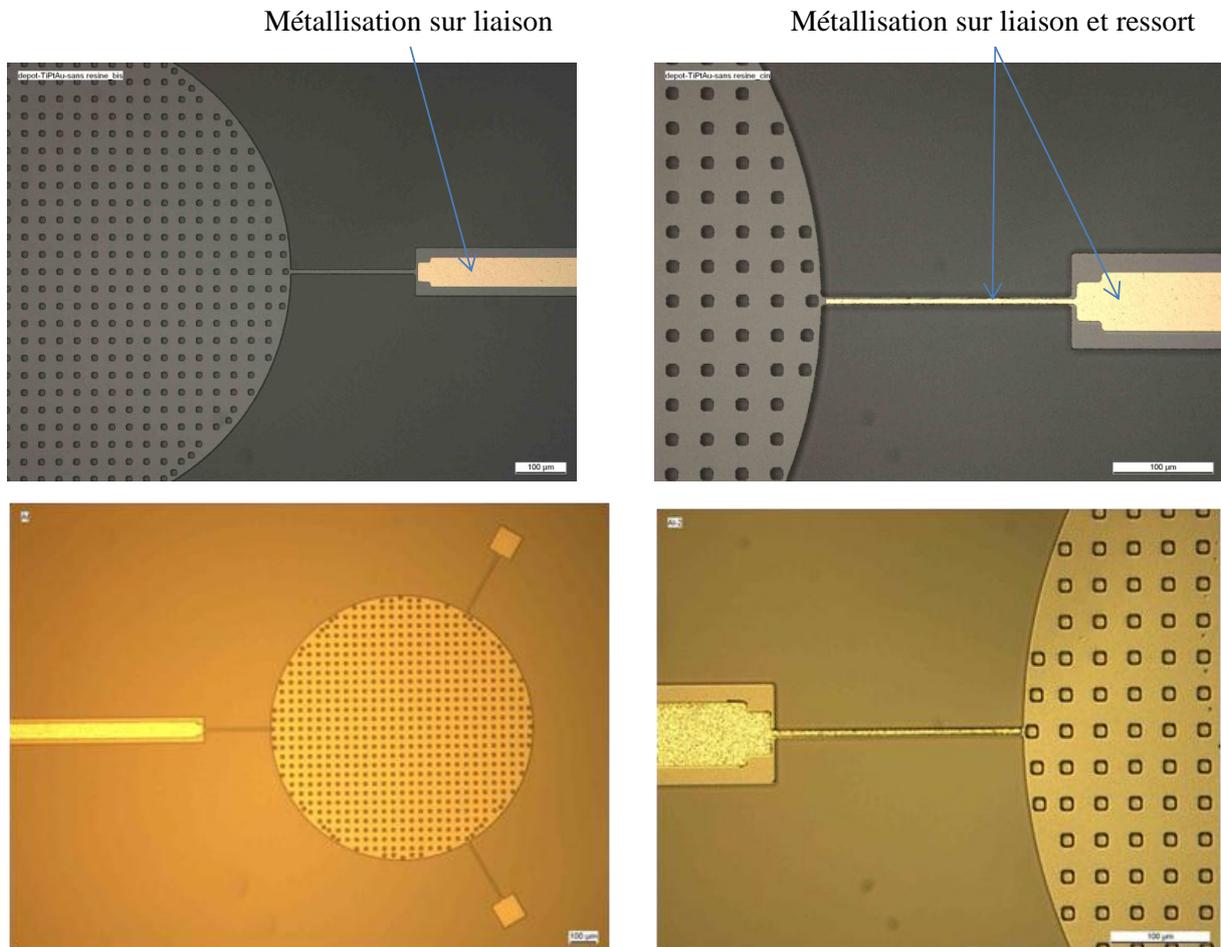


Figure 86 : Image optique de la membrane avec le ressort non métallisé (a) et le ressort métallisé (b), avec de l'Au (en haut) et de l'Al (en bas)

3.2. Réalisation de l'électrode supérieure fixe

Les étapes technologiques de fabrication de l'électrode fixe à partir d'un wafer de silicium ou de verre sont décrites sur la figure 87.

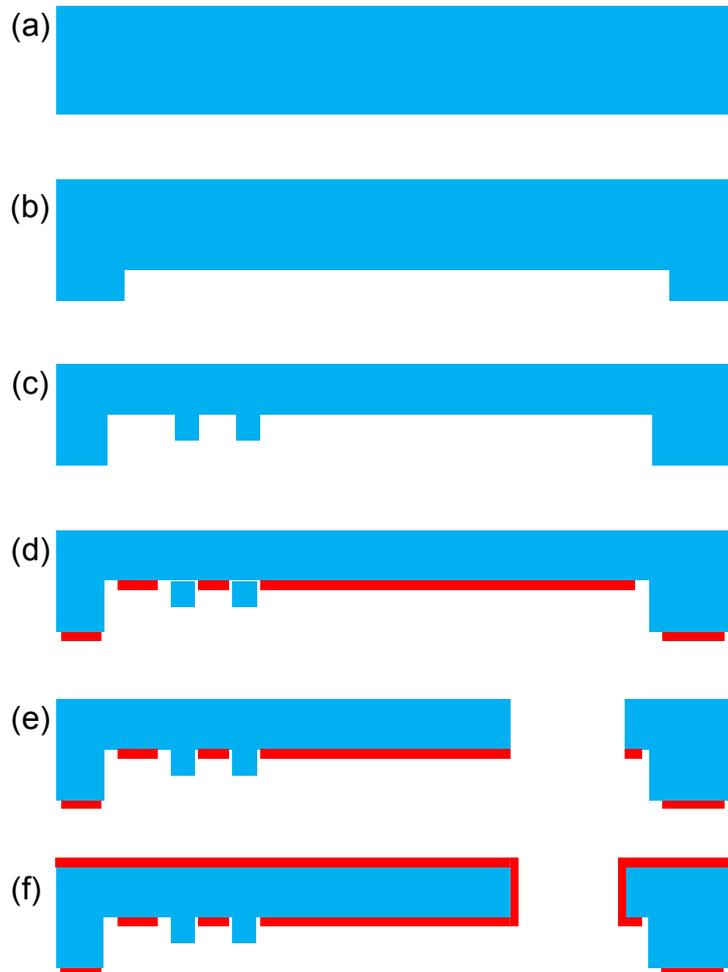


Figure 87 : Étapes de fabrication de l'électrode fixe

Deux approches sont possibles :

- soit par gravure d'une couche préalablement déposée,
- soit par gravure directe du wafer.

Que ce soit sur substrat verre ou silicium, il est possible de travailler avec une couche d'oxyde épais déposée par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition). Suivant la valeur du gap final, on peut choisir de déposer jusqu'à 4 microns d'oxyde. Cet oxyde est moins dense que le verre du substrat et le procédé de gravure est plus simple à mettre au point en particulier pour la planéité. De plus, si l'on travaille sur un substrat de silicium, la sélectivité

de gravure entre l'oxyde de silicium et le silicium est telle que l'on peut se permettre d'utiliser le silicium comme couche d'arrêt automatique de fin gravure. Bien que cette manière d'opérer ait été testée nous ne décrivons dans ce manuscrit que la deuxième manière, c'est-à-dire les gravures directes.

Les deux premières étapes du procédé utilisent une technique de gravure sèche sur une profondeur de 1 μm chacune. La première étape (Fig. 87b) sert à la réalisation d'une cavité dans le wafer et la seconde étape (Fig.87c) à la réalisation des butées à l'intérieur de la cavité. Les deux gravures attaquent le silicium (ou le verre) sur une profondeur de 1 μm (1 μm lors de la réalisation de la cavité + 1 μm utilisé pour les butées), profondeurs qui définissent le gap de la capacité mobile à l'épaisseur de la métallisation près. Six butées sont placées en forme de cercle et une butée au centre. Ceci permet d'éviter de toucher l'électrode fixe même en cas de déformation locale de la membrane. Remarquons que ces butées ne jouent leur rôle qu'en cas de pull-in, ce qui ne doit pas se produire dans le fonctionnement normal d'une référence. Elles permettront cependant d'effectuer toutes les mesures électriques de caractérisation sans crainte de dégradation du MEMS.

La troisième étape (Fig.87d) permet de déposer une couche de métal (Pt/Au ou Cr/Au) de 0,3 μm . Il s'agit d'un procédé de lift-off qui permet à la fois la réalisation de l'électrode et la métallisation des bords de la cavité qui serviront pour l'étape d'assemblage. Sur la figure 88 sont présentées la zone de l'électrode fixe comprenant le jeu complet des butées et un agrandissement d'une butée. Sur un wafer de verre, un dépôt Cr/Au sera privilégié pour permettre une meilleure adhésion de l'Au sur le verre.

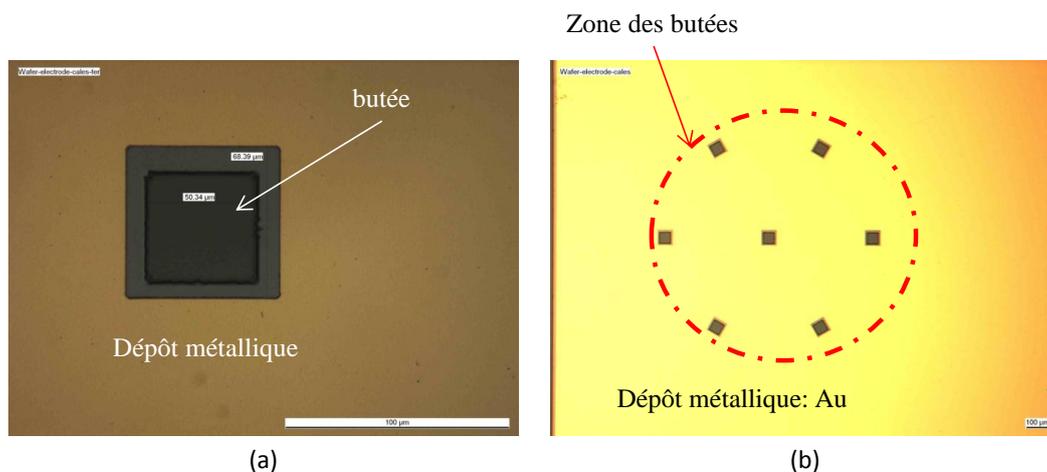


Figure 88 : Photographies d'une butée (a) et de la zone de l'électrode supérieure où les butées sont localisées (b)

La quatrième étape (Fig.87e) permet de réaliser deux trous traversant la totalité du wafer. Un des trous débouche sur l'électrode fixe, l'autre en dehors. Le premier est destiné à effectuer une continuité électrique entre les faces arrière et avant du wafer, le deuxième uniquement à permettre l'accès au contact électrique de la membrane mobile. Ces deux trous sont suffisamment grands pour garantir le passage de l'outil de bonding et le dépôt métallique sur leurs flancs. Pour faciliter la réalisation des trous, une résine est déposée sur les faces avant et arrière du wafer : sur la face avant pour protéger la structure (butées, cavité, métallisation) et sur la face arrière pour localiser par masquage les endroits où l'on effectuera le perçement. Ce perçage est effectué manuellement par la face arrière en utilisant une sableuse.

La dernière étape (Fig.87f) est une étape de métallisation par planétaire sur la face arrière du wafer. Cette métallisation permet d'établir une connexion électrique entre la face arrière du wafer et l'électrode fixe (face avant) en métallisant les parois des trous. D'autres techniques sont bien évidemment à l'étude (DRIE au travers du wafer) bien que nous ayons validé cette étape.

3.3. Assemblage

Le composant final (Fig.89) est le résultat d'un assemblage fonctionnel de deux wafers fabriqués indépendamment. Le choix de la nature de ces deux wafers détermine le procédé d'assemblage le plus approprié.

Pour la partie électrode mobile, comme les paramètres intervenants dans la valeur de la tension de *pull-in* sont uniquement dimensionnels (surface et épaisseur de la membrane, longueur, largeur et épaisseur des ressorts), l'usage de plaquette SOI reste la solution la plus performante pour garantir la meilleure définition de l'épaisseur. La surface disponible pour l'assemblage est dans ce cas du silicium monocristallin qui peut tout de même être modifié par une oxydation ou un dépôt de métal.

Pour la partie électrode fixe, on peut utiliser des plaquettes de silicium ou de verre. Les types de surfaces en contact peuvent donc être de natures différentes (Si, métal, SiO₂). On distingue alors deux principaux types de collage ou de soudure : sans métal ou avec métal, ou plus précisément soudure directe ou soudure eutectique.

Notre choix s'est donc porté sur un contact Si/métal, avec lequel il est possible d'assembler les wafers par thermo-compression, technique qui semble la plus adaptée à nos échantillons. Cela consiste à assembler les deux wafers en appliquant une force de compression à une

température élevée, dans notre cas à la température de l'eutectique (363°), qui permet la diffusion entre le métal et le silicium.



Figure 89 : Assemblage des deux wafers

Si le principe de l'assemblage a été mené à bien sur des échantillons de test (sans motif), il faudra prêter attention aux déformations que cette étape risque de créer. Un ensemble de test doit être fait pour déterminer les meilleures conditions opératoires (temps et pression).

Au moment de la rédaction de ce mémoire, ce nouveau procédé technologique dédié aux structures à débattement vertical reste à finaliser. Cependant, toutes les étapes technologiques de ce nouveau procédé mis au point dans la salle blanche du LAAS ont été validées. En conclusion, nous pouvons nous attendre à des échantillons fonctionnels présentant des caractéristiques optimisées autant au niveau mécanique qu'électrique (capacité de travail et parasite, tension de *built-in* et de *pull-in*).

Chapitre IV : Etude et caractérisation des MEMS à débattement horizontal

La stabilité ultime d'une référence de tension alternative à base de MEMS dépend des performances de l'électronique de commande, en termes de stabilité du gain, de niveau de bruit et de bande passante, imposées par le choix de l'amplificateur intégrateur. Dans ces conditions et pour une meilleure évaluation de la stabilité intrinsèque des MEMS pour cette application, nous avons choisi de limiter les tensions de référence en dessous de 20 V pour pouvoir utiliser les amplificateurs opérationnels du marché qui présentent les meilleures caractéristiques. Les structures MEMS correspondant à ces valeurs de tension montrent, dans le cas du déplacement vertical de la membrane mobile, qu'il y a une inadéquation des dimensions du wafer SOI, utilisé dans le procédé de Tronic's, avec l'architecture des ressorts supportant l'électrode mobile. Pour contourner cette limitation tout en continuant à bénéficier de la fabrication de nos échantillons avec le procédé technologique de Tronic's, nous avons décidé d'étudier de nouvelles architectures MEMS où le déplacement de la membrane mobile est cette fois dans le plan du wafer SOI. C'est ainsi que nous nous sommes intéressés aux structures MEMS avec des doigts silicium interdigités (Comb-drive) où les deux électrodes (fixe et mobile) sont réalisées dans le même plan correspondant à la couche supérieure de silicium du SOI. Cette configuration présente d'autres avantages extrêmement importants liés au découplage électrique entre la capacité variable du MEMS et les capacités oxyde parasites, ainsi que la possibilité de réaliser une butée mécanique qui permet d'éviter le contact entre les électrodes en cas de *pull-in*.

Ce chapitre présente l'étude et la caractérisation de structures à peignes à doigts interdigités pour la réalisation de référence de tension AC. Dans une première partie, nous présenterons la géométrie et les dimensions des structures MEMS qui ont été modélisées avec le module *Analyser* de CoventorWare, puis avec le module *Architect* pour une analyse plus approfondie. Nous présenterons ensuite les mesures de caractérisation électriques et les résultats des mesures de stabilité. Enfin, nous présenterons un nouveau design pour une validation d'une nouvelle approche développée au LNE pour réaliser une référence de tension AC idéale à base de MEMS qui diffère de l'approche classique utilisant le phénomène du *pull-in*.

I. Design des structures

Les structures MEMS à débattement horizontal sont basées sur une architecture présentée sur la figure 90 où les deux électrodes fixe et mobile (masse sismique) sont munies de doigts interdigités en silicium à l'image des structures d'accéléromètres. L'électrode fixe est constituée de deux parties connectées ensemble au niveau du wafer. La structure mobile est fixée au substrat par deux plots d'ancrage qui portent chacun deux ressorts sous forme de lames flexibles dont les dimensions déterminent la raideur et donc la tension de *pull-in* du MEMS. Enfin, l'électrode mobile est munie de 4 doigts de protection agissant comme garde et le gap de la capacité variable est défini par l'espacement entre les doigts interdigités.

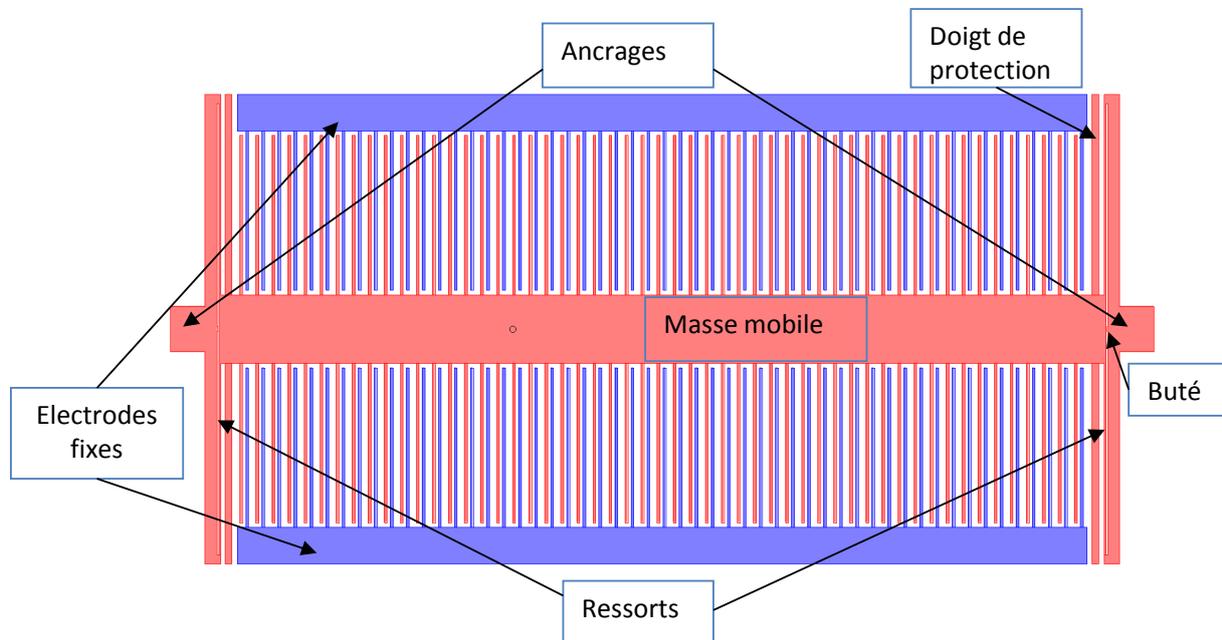


Figure 90 : Design d'un MEMS à peignes interdigités

A partir de ce design, nous avons réalisé six structures MEMS correspondant à des valeurs nominales de la tension de *pull-in* qui varient entre 2 V et 14 V. Les caractéristiques de ces différents échantillons sont les suivantes :

- Une première série A de structures MEMS a été réalisée avec une tension de *pull-in* nominale de 14 V. Dans ce cas, chacune des électrodes comporte 100 doigts, faisant chacun 350 μm de longueur et 6 μm de largeur. Les doigts interdigités sont séparés de 9 μm d'un côté et de 4 μm de l'autre. L'électrode mobile mesure 1292 μm de long et 150 μm de large alors que les dimensions des électrodes fixes sont de 1240 μm de long et 80 μm de large.

- Une deuxième série B de trois structures MEMS a été ensuite développée. Le but était d'augmenter la capacité nominale des MEMS et de diminuer les valeurs de tension de *pull-in* pour avoir des valeurs comprises entre 2 V et 10 V. Dans ce cas, les longueurs des deux électrodes sont respectivement de 1932 μm pour l'électrode mobile et 1892 μm pour les électrodes fixes. Les électrodes comportent chacune 150 doigts, chaque doigt ayant les mêmes dimensions que pour la structure 14 V. Les largeurs des électrodes fixes et mobiles sont identiques à celle de la structure MEMS de type A.

- Une troisième série C de structures MEMS a été également réalisée pour cibler deux tensions de *pull-in* de 2 V et 10 V. La longueur des électrodes a été augmentée pour accueillir un plus grand nombre de doigts (300). Pour ces deux structures, les doigts ont une largeur de 10 μm et une longueur de 210 μm . La masse mobile fait 5072 μm de long pour 150 μm de large.

Toutes les électrodes mobiles des différentes structures présentées plus haut sont supportées chacune par 4 ressorts qui ont une largeur de 4 μm et une longueur qui varie selon la valeur de la tension de *pull-in* ciblée. Enfin, le gap des capacités variables défini par l'espacement entre les doigts interdigités des deux électrodes « mobile » et « fixe » est le même pour toutes les structures précédentes : les distances de part et d'autre d'un doigt de l'électrode fixe par rapport aux deux doigts adjacents de l'électrode mobile sont de 4 μm et 9 μm . C'est le gap de 4 μm qui définit la distance inter-électrode de la capacité mobile. Le tableau 13 résume les dimensions des structures présentées.

Structures	Tension de <i>pull-in</i>	L/l - ressort (μm)	L/l - Elect. fixe (μm)	L/l - masse. mobile (μm)	L/l - doigts inter digités (μm)	Nb peignes
A	14 V	223 / 4	1240 / 80	1292 / 150	350 / 6	100
B1	2 V	750 / 4	1892 / 80	1932 / 150	350 / 6	150
B2	5 V	420 / 4	1892 / 80	1932 / 150	350 / 6	150
B3	10 V	265 / 4	1892 / 80	1932 / 150	350 / 6	150
C1	2 V	650 / 4	4927 / 80	5072 / 150	210 / 10	300
C2	10 V	225 / 4	4927 / 80	5075 / 150	210 / 10	300

Tableau 13 : Dimensions des structures MEMS à peignes interdigités

I.1. Calcul de la position de *pull-in*

Dans le cas d'une structure à peignes interdigités, le schéma simplifié du dispositif MEMS présenté dans le chapitre 1 devient incomplet. En effet, les structures à doigts interdigités sont composées de deux capacités variables. La figure 91 montre les deux forces électrostatiques F_{e1} et F_{e2} qui sont issues des interactions entre les doigts successifs.

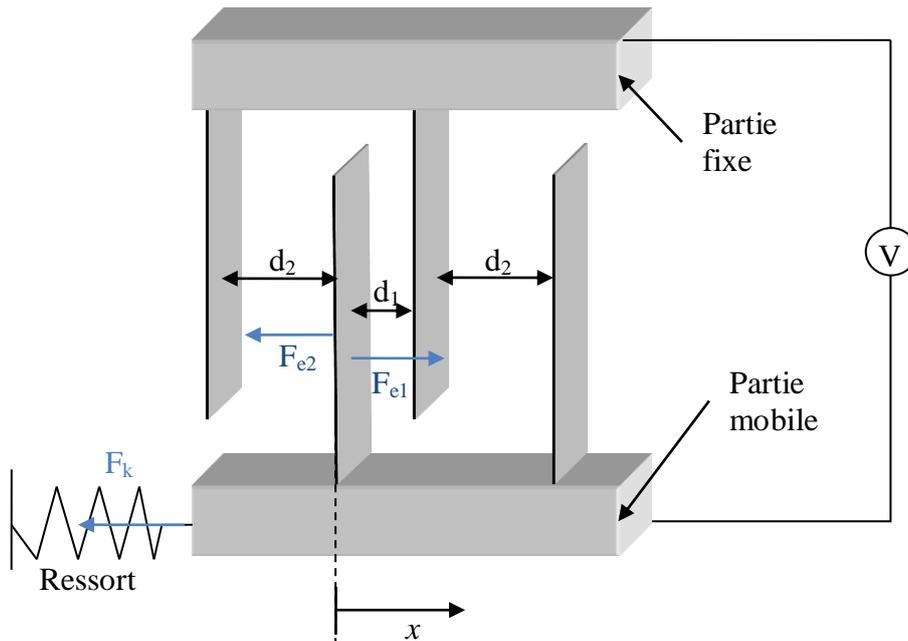


Figure 91 : Schéma représentatif des doigts d'un MEMS à peignes interdigités

L'apparition de cette deuxième force implique un déplacement de la position du point de *pull-in* et donc une variation de la tension maximale. Il est possible de déterminer ces nouveaux paramètres en prenant en compte cette nouvelle force F_{e2} . La capacité totale du système et les forces électrostatiques s'expriment maintenant par les équations suivantes :

$$C_t = C_1 + C_2 = \varepsilon AN \left(\frac{1}{d_1 - x} + \frac{1}{d_2 + x} \right) \quad (34)$$

$$F_{e1} = \frac{1}{2} \frac{N\varepsilon A}{(d_1 - x)^2} V^2 \quad (35)$$

$$F_{e2} = \frac{1}{2} \frac{N\varepsilon A}{(d_2 + x)^2} V^2 \quad (36)$$

Avec N le nombre de peigne, d_1 et d_2 respectivement le petit et le grand gap, ε la permittivité relative, A la surface des électrodes, x le déplacement et V la tension de polarisation appliquées aux bornes du MEMS.

L'expression de la constante de rappel du ressort k ne change pas, elle dépend toujours du module de Young, du moment quadratique et de la longueur de la poutre. La force de rappel F_k s'écrit :

$$F_k = kx = 2 \frac{192.E.I}{8.L^3} x \quad (37)$$

A l'équilibre, l'expression de la tension en fonction du déplacement peut être donnée par :

$$F_{e1} = F_{e2} + F_k \quad (38)$$

$$\frac{1}{2} \frac{N\varepsilon A}{(d_1-x)^2} V^2 = \frac{1}{2} \frac{N\varepsilon A}{(d_2+x)^2} V^2 + kx \quad (39)$$

$$0 = \frac{1}{2} \frac{N\varepsilon A}{(d_2+x)^2} V^2 - \frac{1}{2} \frac{N*\varepsilon A}{(d_1-x)^2} V^2 + kx \quad (40)$$

$$0 = \frac{N*\varepsilon A}{2} V^2 \left(\frac{1}{(d_1-x)^2} - \frac{1}{(d_2+x)^2} \right) + kx \quad (41)$$

$$V^2 = \frac{2kx}{N\varepsilon A} \left(\frac{1}{(d_1-x)^2} - \frac{1}{(d_2+x)^2} \right)^{-1} \quad (42)$$

La figure 92 présente la variation de la tension continue appliquée aux bornes du MEMS en fonction du déplacement des électrodes x . Le maximum de la courbe correspond à la position de *pull-in*, x_{pi} qui est situé à 1,25 μm de la position de repos, soit une distance inférieure au tiers du gap de 4 μm .

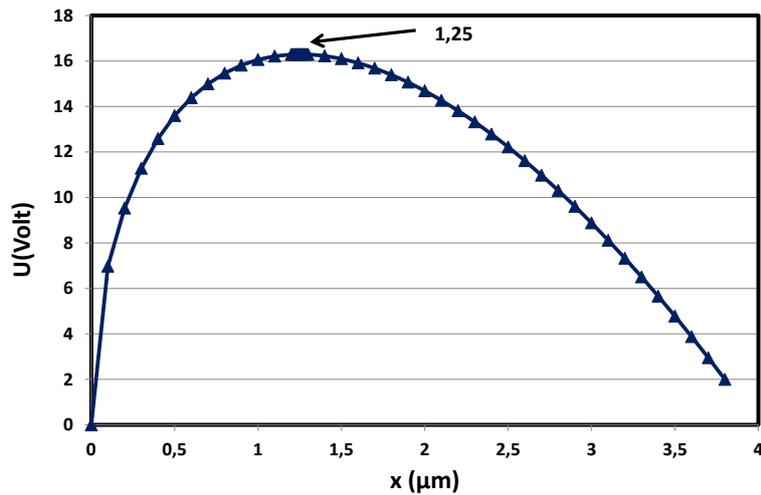


Figure 92 : Variation de la tension de sortie en fonction du déplacement dans un MEMS à peignes interdigités

I.2. Modélisations avec CoventorWare

Les structures MEMS ont été simulées avec les modules *Analyser* et *Architect* du logiciel CoventorWare. Nous décrivons dans cette partie les différentes simulations effectuées sur chacune des structures.

2.1. Modélisations par éléments finis sous *Analyser*

Le design des différentes structures a été d'abord réalisé sous *Analyser*, puis un maillage adaptatif a été appliqué pour effectuer les calculs. Le module électromécanique permet alors de calculer les paramètres comme la capacité nominale au repos C_0 , la constante de raideur k de chaque structure, la fréquence de résonance f_0 et enfin la tension de *pull-in* V_{pi} . La figure 93 représente une structure à peignes interdigités modélisée avec *Analyser* : en rouge est représenté l'électrode mobile à la position de *pull-in* et en bleu les électrodes fixes.

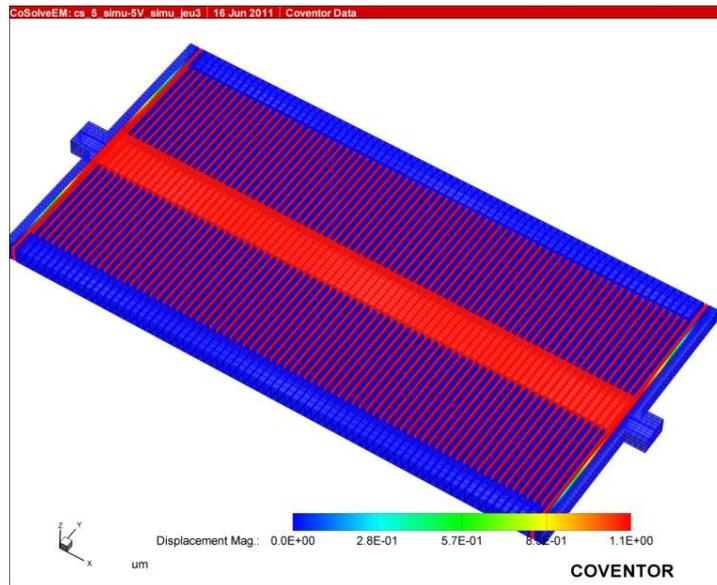


Figure 93 : Structure modélisée sous CoventorWare

Le tableau 14 présente les caractéristiques des structures MEMS calculées avec le module *Analyser* de CoventorWare.

Structures	V_{pi} Cible	k (N/m)	f_0 (kHz)	V_{pi} (V)
A	14 V	235	12	14 V
B1	2 V	6.18	1,1	1,95
B2	5 V	35.24	3,2	4,7
B3	10 V	148,5	6,4	9,3
C1	2 V	10,2	1,1	2,1
C2	10 V	229	5,4	10,3

Tableau 14 : Caractéristiques des MEMS à peignes interdigités calculés avec *Analyser*

Les résultats ci-dessus obtenus sur les tensions de *pull-in* montrent que la définition des dimensions des structures est relativement correcte. Cette définition a été préalablement réalisée par un calcul analytique basé sur l'approximation des structures MEMS par des poutres classiques.

2.2. Modélisations avec le module *Architect*

Comme nous venons de le voir, les structures à peignes interdigités sont des structures complexes et utiliser *Analyser* pour obtenir des caractéristiques comme la tension de *pull-in* demande beaucoup de temps. Pour ces raisons nous nous sommes tournés vers le module *Architect* pour vérifier les résultats obtenus avec *Analyser* surtout que dans ce dernier cas le maillage des structures n'a pas été complètement optimisé et particulièrement au niveau des doigts interdigités pour réduire les temps de calcul. Ce module permet également de réaliser une étude plus poussée des fréquences de résonance des différentes structures MEMS ainsi que d'intégrer à la simulation l'électronique de commande du MEMS.

La figure 94 présente la caractéristique $x-U$ d'un MEMS B2. La tension de *pull-in* calculée est de 4,85 V. Cette valeur diffère uniquement de 3 % par rapport à celle calculée avec *Analyser*. Cet écart provient du modèle créé sous *Architect* où la masse mobile est considérée comme parfaitement rigide et les doigts de l'électrode fixe totalement immobiles.

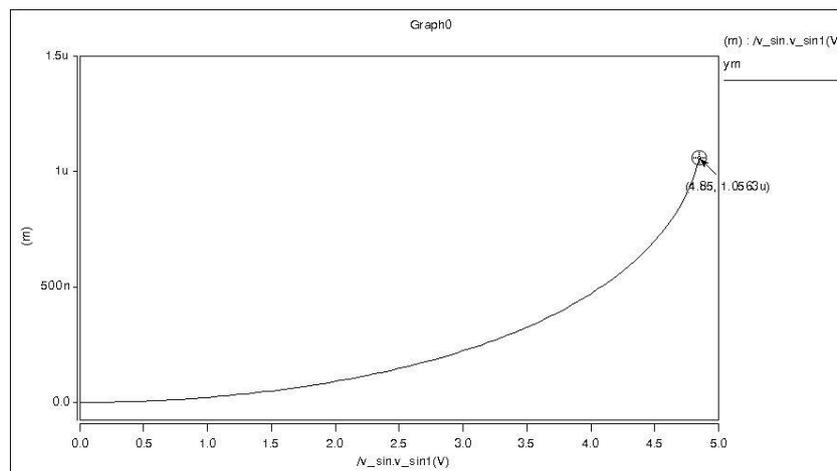


Figure 94 : Caractéristique $x-V$ d'un MEMS à peigne interdigités

Pour chacun des MEMS, nous avons retrouvé des valeurs très proches des valeurs simulées avec *Analyser*. Le tableau 15 donne les valeurs des tensions de *pull-in* calculées avec les deux modules :

Structures	Analyser	Architect	Ecart relatif
B1	1,95	2.05	5.10^{-2}
B2	4,7	4,8	3.10^{-2}
B3	9,3	9,6	3.10^{-2}
C1	2,1	2,3	9.510^{-2}
C2	10,3	10,6	3.10^{-2}

Tableau 15 : Comparaison entre les V_{pi} calculées avec *Analyser* et *Architect*

En utilisant le module *Architect*, une étude en fréquence du comportement vibratoire des MEMS à été également réalisée. La figure 95 présente l'analyse des modes vibratoires du MEMS B2. On peut remarquer trois fréquences correspondant à trois différents modes de vibration : la première valeur correspond à la fréquence de résonance propre de la structure mobile, soit 3,2 kHz qui correspond exactement à la valeur calculée sous *Analyser* (Tab.14). Deux autres fréquences sont identifiées sur l'axe des Y : une première située à 57,5 kHz et une seconde à 62 kHz qui correspondent respectivement aux fréquences propre des doigts fixés à la masse sismique et celle du doigt de protection. On retrouve ces deux derniers modes de vibration sur toutes les structures MEMS de la série B, seule la fréquence de résonance propre diffère pour ces différentes structures.

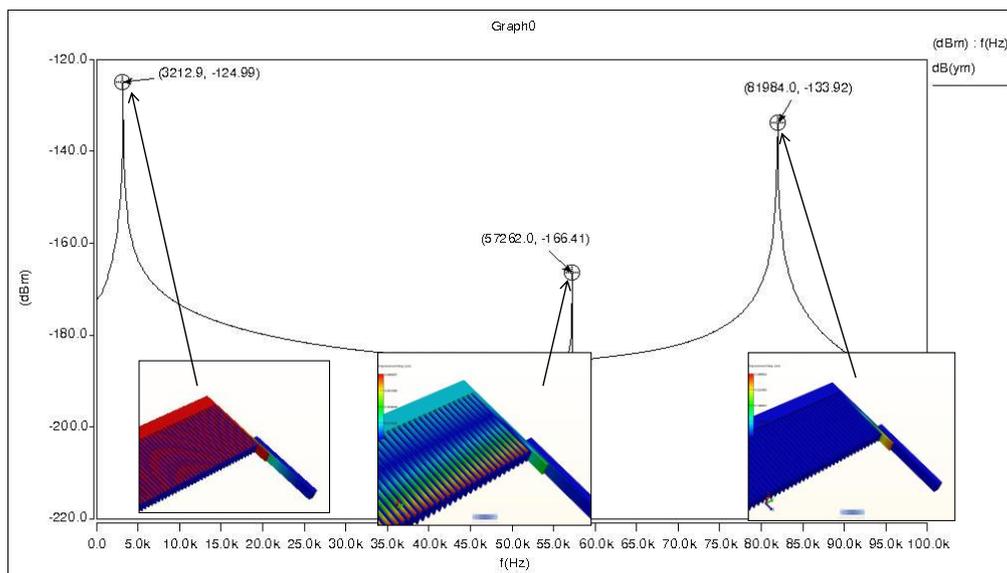


Figure 95 : Analyse spectrale du MEMS B2 montrant les fréquences de résonance des différentes parties mécaniques qui composent le MEMS

La même modélisation a ensuite été réalisée sur les MEMS de la série C. La figure 96 présente le comportement vibratoire d'une structure MEMS C2 pour une gamme de fréquences de 0 à 150 kHz. La première oscillation (1,08 kHz) représente la fréquence propre de la structure. Deux autres oscillations sont observées pour des fréquences de 75,8 kHz et de 92,5 kHz. Elles correspondent à deux autres modes vibratoires de la masse mobile. Les oscillations produites par les doigts de la structure qui sont ici plus larges (10 μm au lieu de 6 μm pour la série B) et moins longs (210 μm au lieu de 350 μm pour la série B) n'apparaissent pas sur la figure. En effet, l'augmentation de la largeur et la diminution de la longueur impliquent une constante de raideur plus élevée renvoyant leur fréquence de résonance au-delà de 150 kHz.

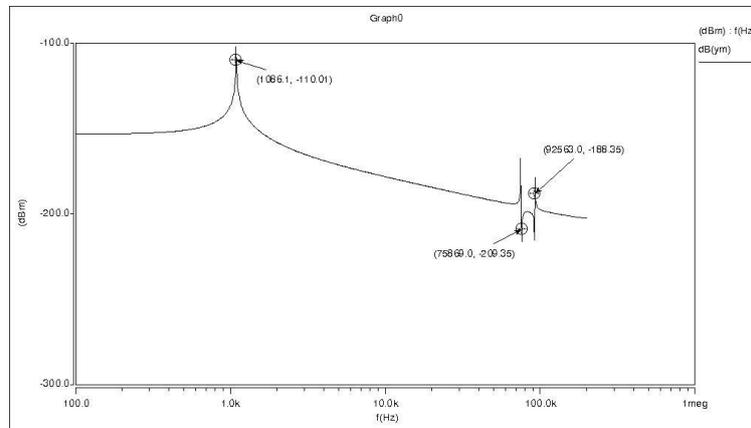


Figure 96 : Analyse spectrale d'une structure MEMS C2

Le tableau 16 présente les fréquences de résonance des différents MEMS calculées avec les deux modules de CoventorWare :

f_0 (kHz)	<i>Analyser</i>	<i>Architect</i>	Ecart relatif
B1	1,1	1,3	$15 \cdot 10^{-2}$
B2	3,2	3,2	$3 \cdot 10^{-3}$
B3	6,4	6,3	$1 \cdot 10^{-2}$
C1	1,1	1,08	$2 \cdot 10^{-2}$
C2	5,4	5,03	$7 \cdot 10^{-2}$

Tableau 16 : Comparaison des fréquences de résonance calculées avec *Analyser* et *Architect*

II. Résultats expérimentaux

Les structures MEMS à peignes interdigités ont été fabriquées avec le procédé technologique de Tronic's. La figure 97 montre une photographie MEB d'une structure MEMS à peignes interdigités avec les détails comme les pads de contact électriques, les points d'ancrage de l'électrode mobile, les ressorts et les doigts interdigités.

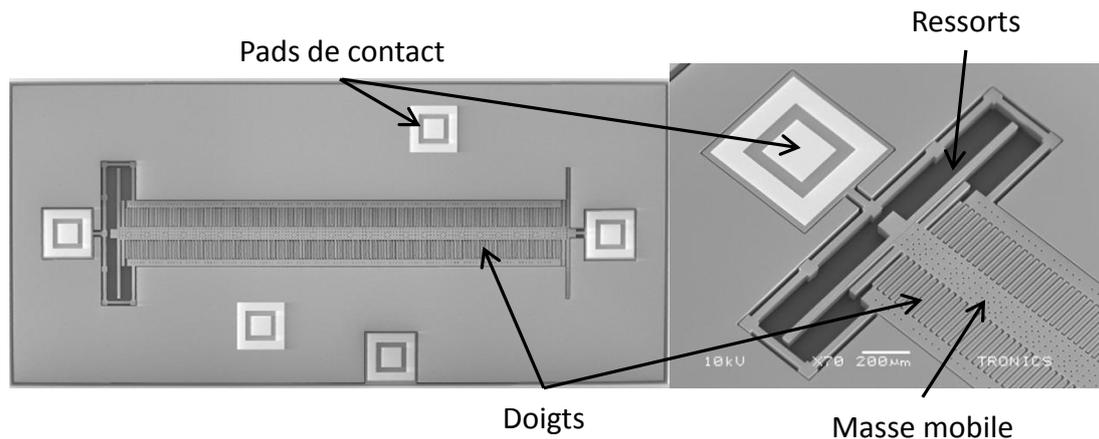


Figure 97 : Photographies MEB d'une structure MEMS à peignes interdigités

II.1. Mesures en tension continue

Les premières mesures ont consisté à voir l'influence des potentiels des différentes parties de la structure (substrat, capot, silicium fixe) sur les caractéristiques $C-V$. La figure 98 montre le résultat de ces mesures pour le MEMS B1 où différentes dispositions ont été testées. On remarque que selon les connexions électriques des différentes parties, des différences notables en termes de valeur de capacité ou de tension de *pull-in* sont observées. Dans le cas de MEMS avec un packaging hermétique, la capacité nominale peut atteindre une valeur de 15,8 pF alors qu'elle est de l'ordre de 12,5 pF pour le cas d'une structure à packaging non hermétique. La configuration la plus favorable est celle où le substrat, le capot et le silicium fixe sont mis à la masse. Dans ce cas, la capacité nominale est seulement de 8,3 pF. C'est ce câblage qui a été choisi pour le reste des tests.

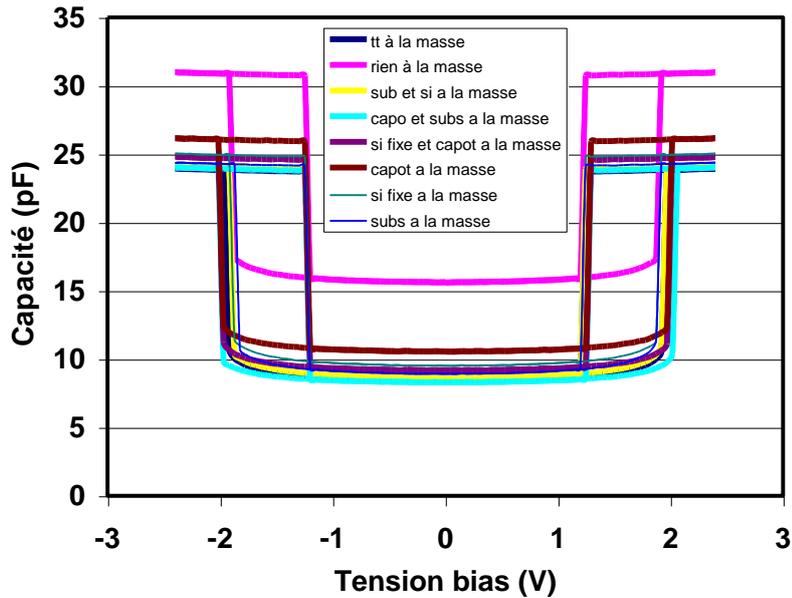


Figure 98 : Caractéristiques C-V d'un MEMS B1 (non hermétique) en fonction des connexions à la masse des différents points de la structure

La figure 99 présente le schéma électrique équivalent du MEMS à peignes interdigités. Le câblage proposé précédemment permet d'éliminer toutes les capacités parasites présentes dans la structure et de faire la mesure de la capacité MEMS entre les points de potentiel $V_{elec\ fixe}$ et $V_{elec\ mob}$.

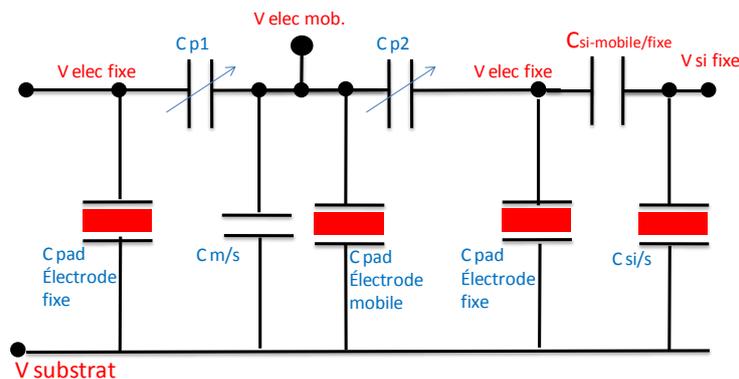


Figure 99 : Schéma électrique équivalent d'un MEMS à peignes interdigités

Les figures 100, 101 et 102 représentent les caractéristiques C-V des trois types de MEMS de la série B (B1, B2 et B3) pour différentes fréquences du signal de mesures allant de 50 kHz à 500 kHz. Les mesures sont remarquablement répétibles et les valeurs des tensions de *pull-in* mesurées pour chaque MEMS sont respectivement de 1,9 V pour l'échantillon B1, 4,7 V pour l'échantillon B2 et 9,4 V pour l'échantillon B3.

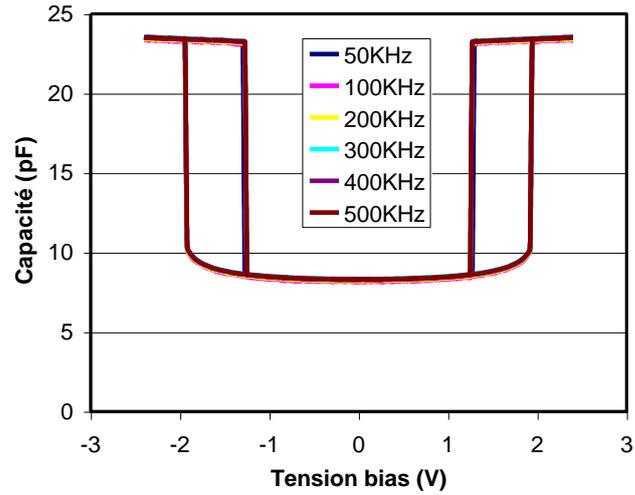


Figure 100 : Caractéristique C-V du MEMS B1 en fonction de la fréquence

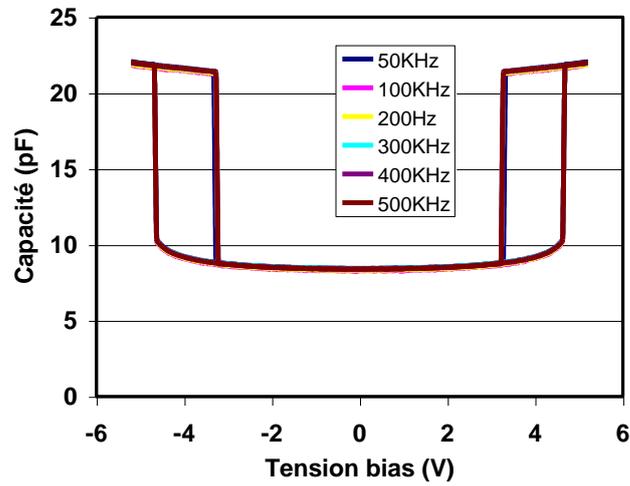


Figure 101 : Caractéristique C-V du MEMS B2 en fonction de la fréquence

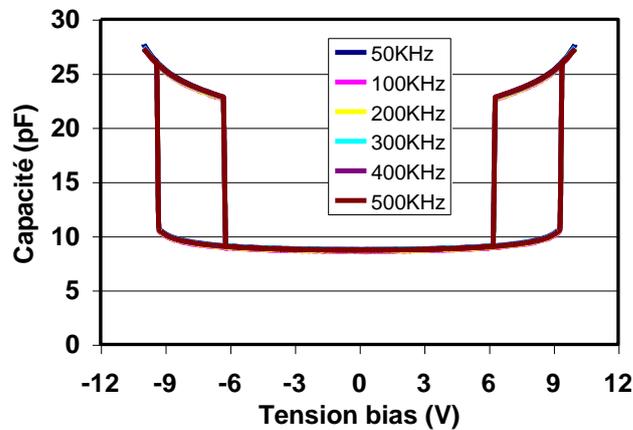


Figure 102 : Caractéristique C-V du MEMS B3 en fonction de la fréquence

Par ailleurs, ces caractéristiques $C-V$ sont parfaitement symétriques, le décalage de la courbe par rapport au zéro entre les tensions positives et négatives n'est que de 0,8 mV. Les tensions de *built-in* restent donc très faibles pour nos échantillons à peigne interdigités [72]. L'apparition de ce potentiel dans nos structures provient des interfaces métal (or) / semiconducteur (Si) des points de contact électriques.

II.2. Mesures en courant alternatif

Des caractérisations en courant alternatif ont été effectuées sur nos échantillons. Il s'agit de faire varier la valeur efficace d'un courant alternatif, à une fréquence donnée, appliquée au MEMS et de mesurer la tension de sortie du MEMS. La figure 103 donne la caractéristique $U-I$ d'une structure MEMS B1 à 100 kHz. La valeur de la tension de *pull-in* qui correspond au maximum de la courbe est de 1,96 V en parfait accord avec les valeurs simulées. La dispersion mesurée sur plusieurs échantillons n'excède pas 0.07 V. Ce résultat remarquable est à lier à la configuration propre de ce design à peignes de silicium qui est très bien adapté pour le procédé technologique de Tronic's puisque ce procédé a été développé à l'origine pour fabriquer des accéléromètres à peignes interdigités.

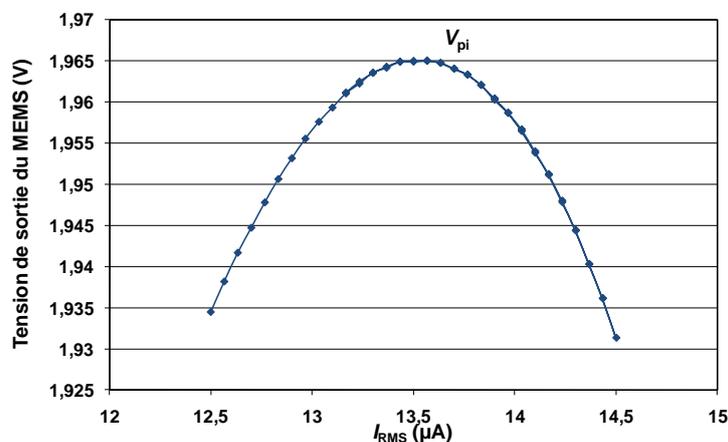


Figure 103 : Caractéristique $U-I$ du MEMS B1 à 100 kHz

Quel que soit le type de MEMS caractérisé, les valeurs de tension de *pull-in* entre chaque mode de mesure continue ou alternative restent inchangées.

II.3. Mesure en régime transitoire

Nous avons également utilisé la technique de mesure DLTS pour étudier le comportement dynamique de nos échantillons. Les premières mesures ont été effectuées sur un MEMS B2 (tension de *pull-in* de 4,7 V) sur une puce non hermétique. Nous avons réalisé tout d'abord un spectre DLTS sous pression atmosphérique en appliquant un échelon de tension continue de 2 V au temps t_0 , puis après une remise à la tension nulle (Fig.104). Dans les deux cas, le MEMS se comporte comme un système complètement amorti et l'électrode mobile se stabilise à sa position d'équilibre au bout de seulement 1,5 ms.

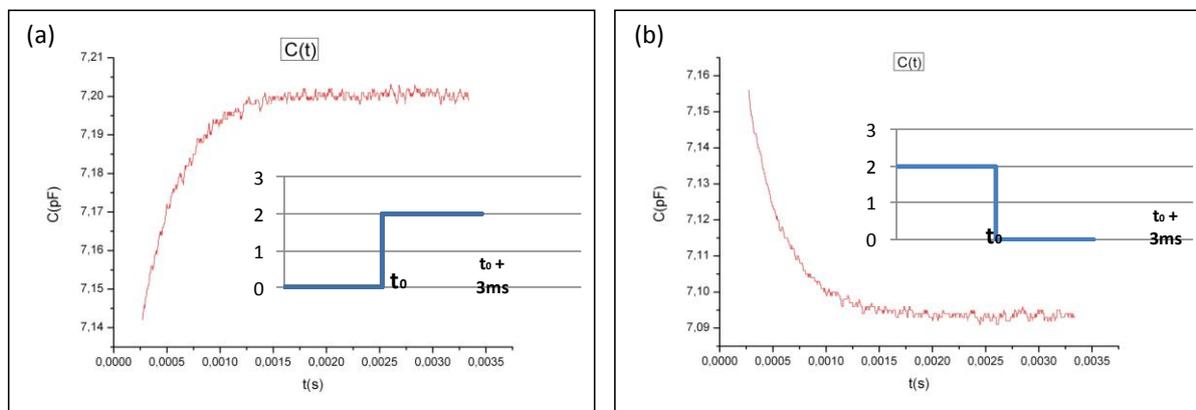


Figure 104 : Réponse du MEMS B2 à une marche de tension de 2 V (a) en fonction du temps sous pression atmosphérique de la capacité suivie d'une remise à zéro (b)

On notera que le temps mis par le MEMS pour arriver à la position demandée est identique à celui qu'il met pour revenir à sa position de repos.

Nous avons ensuite utilisé les mesures DLTS pour estimer la valeur de la tension de *pull-in* de cette échantillon en réalisant des tracés en dynamique. La figure 105 montre une série de tracés DLTS réalisés pour différents échelons de tension. La tension de *pull-in* correspond alors à la valeur minimum de l'impulsion continue qui fait déplacer la membrane mobile jusqu'à la butée mécanique. Dans notre cas, cette tension de *pull-in* a été évaluée entre 4,78 V et 4,79 V, ce qui est en parfait accord avec la tension calculée. On remarquera que le temps mis par la membrane pour arriver à la butée peut varier de l'ordre de plusieurs dizaines de ms suivant la tension appliquée.

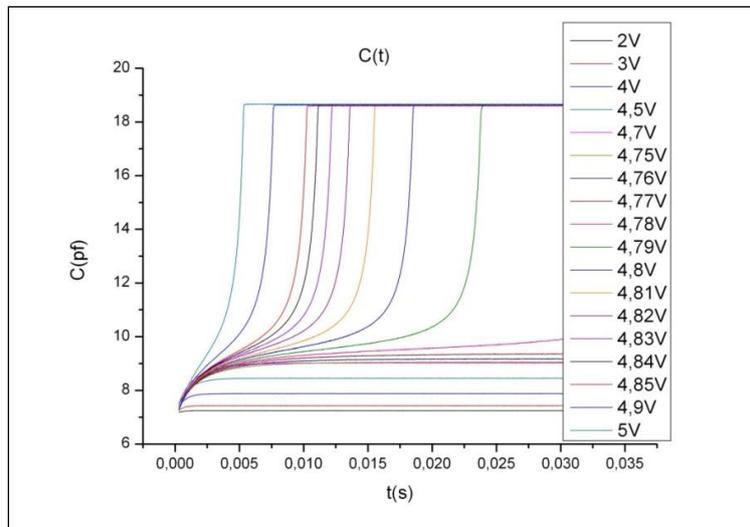


Figure 105 : Caractéristique $C(t)$ du MEMS en fonction de la tension continue d'excitation à 1 atm

Le comportement du MEMS a été également étudié en réalisant des mesures DLTS sous une pression de 0,3 mbar. Différentes impulsions dans le front descendant (passage de l'impulsion d'une tension appliquée à une tension nulle) ont été appliquées. La figure 106 montre le comportement de la membrane mobile du MEMS sous l'effet d'échelons de tension de 4 V, 3 V et 2 V. Dans tous les cas, on observe des oscillations de même période dont l'amplitude dépend de la tension d'excitation.

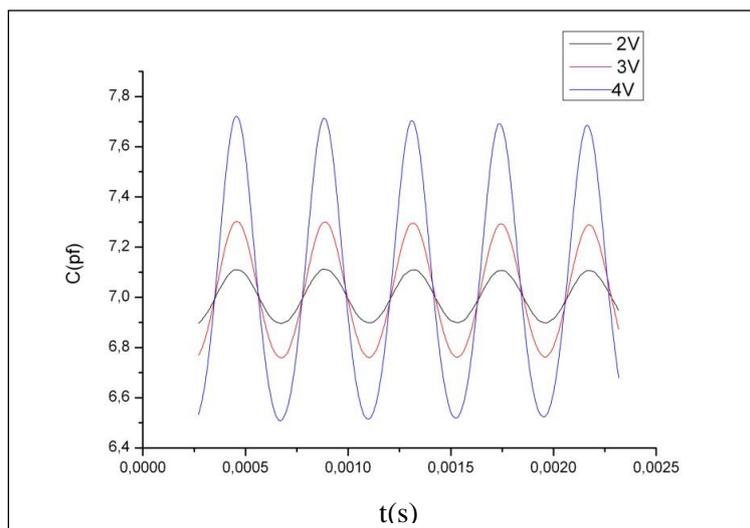


Figure 106 : Caractéristique $C(t)$ du MEMS pour différentes tensions continues à une pression de 0,3 mbar

Toujours à une pression de 0,3 mbar et une impulsion électrique continue de 4 V, nous observons sur la figure 107 le comportement de la membrane du MEMS sur un temps plus long de 300 ms. Dans ce cas, les oscillations s'amortissent et l'électrode mobile du MEMS à besoin de cent cinquante ms pour se stabiliser à la position d'équilibre contre 1,5 ms pour les échantillons sous pression atmosphérique.

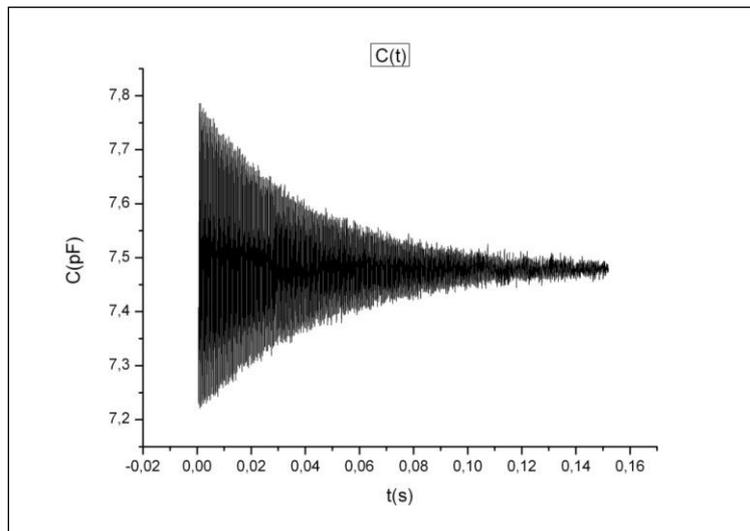


Figure 107 : Caractéristique en mode dynamique DLTS du MEMS B2 pour un échelon de tension de 4 V sous une pression de 0,3 mbar

En conclusion, il est donc préférable d'utiliser des échantillons non hermétiques, qui arrivent à une position stable au moins 100 fois plus rapidement qu'un MEMS hermétique (sous vide).

Une analyse spectrale des tracés DLTS (Fig.108) ont permis une évaluation des fréquences de résonance des différents MEMS de la série B. Le tableau 17 récapitule ces mesures et présente également les valeurs calculées analytiquement et celles simulées avec CoventorWare.

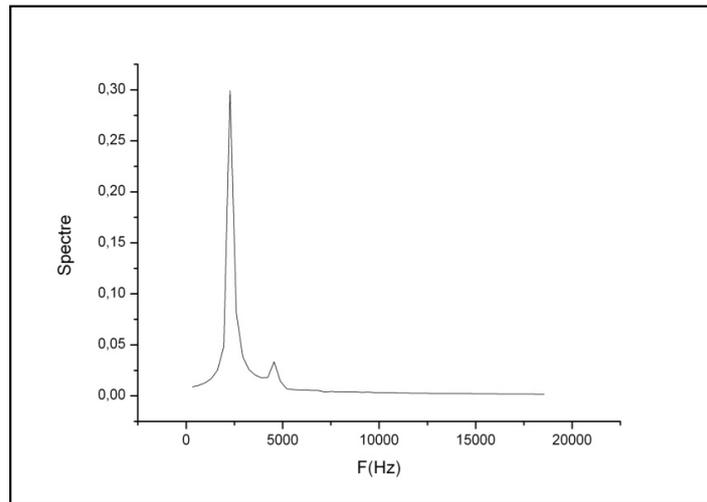


Figure 108 : Spectre en fréquence du MEMS B2

	Fréquences de résonance (kHz)			
	Analyser	Architect	Calculs	Mesures
B1	1,1	1,36	1,36	0,8
B2	3,2	3,2	3,24	2,27
B3	6,4	6,3	6,47	4,7

Tableau 17 : Fréquences de résonance des MEMS de la série B. Comparaisons entre les mesures, les calculs analytiques et les simulations

II.4. Mesures de caractérisation de la tension de référence V_{pi}

4.1. Etude de la stabilité de V_{pi}

Nous avons dans un premier temps caractérisé la stabilité de la tension de référence (tension de *pull-in*) issue d'un MEMS de la série A. Pour ces mesures de stabilité, nous avons d'abord utilisé l'électronique de commande en mode « V_{max} » (mesures dynamiques). Compte tenu de la valeur de la tension de *pull-in* autour de 14 V pour ces MEMS, les mesures au multimètre sont effectuées avec un digit en moins puisque le calibre utilisé est celui de 100 V. Pour être dans les meilleures conditions, avec une plus grande résolution, un diviseur résistif a été placé en sortie de la tension du MEMS pour la ramener à une valeur en dessous de 12 V et être donc sur le calibre 10 V du voltmètre.

La figure 109 donne la déviation relative par rapport à la moyenne de la tension V_{pi} du MEMS A mesurée à 100 kHz sur une période de 15 heures et sous les conditions suivantes : $19.71\text{ }^{\circ}\text{C} < T < 19.72\text{ }^{\circ}\text{C}$, $59\% < \text{HR} < 60\%$ et $1006\text{ hPa} < P < 1008\text{ hPa}$.

Pour cet échantillon, la stabilité de la tension de *pull-in* est nettement meilleure que les MEMS à débattement vertical avec un écart-type (1σ) sur la moyenne de l'ordre de 2.96 ppm.

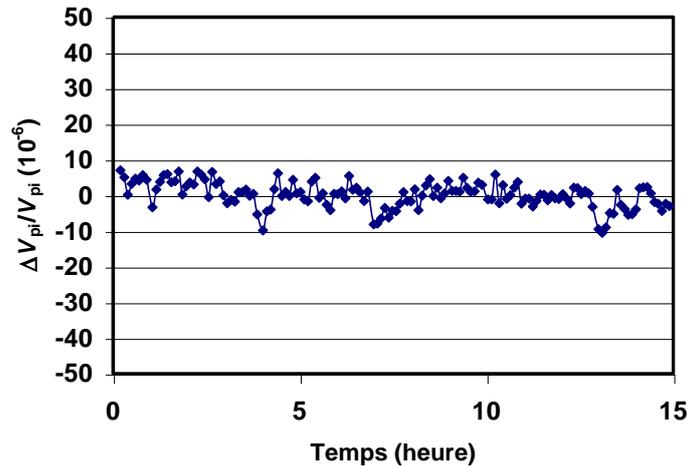


Figure 109 : Stabilité de la tension de *pull-in* d'une structure MEMS A à 100 kHz

Une autre structure MEMS de la série A a été également testée sur une période plus longue de 25 heures. La figure 110 montre la variation de la déviation relative de sa tension de *pull-in* dont l'écart-type sur la moyenne est cette fois de 1.14 ppm. La stabilité remarquable de ces structures permet d'envisager sans aucun doute leur utilisation comme références de tension alternative.

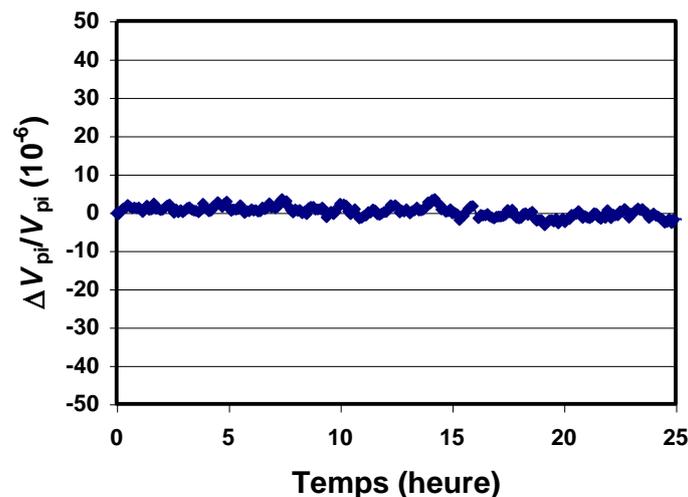


Figure 110 : Stabilité de la tension de *pull-in* d'un MEMS A

Nous avons ensuite utilisé les structures MEMS de la série B avec l'électronique de modulation. La figure 111 représente l'enregistrement de la variation relative de la tension de *pull-in* d'une structure MEMS B2 (tension de *pull-in* de 4,7 V) à 100 kHz. On voit qu'après une dizaine d'heures de thermalisation, le MEMS se stabilise parfaitement à une valeur de tension pendant une vingtaine d'heures en suivant le comportement de la température. Néanmoins, la mesure présente un bruit important de sorte que l'écart-type sur la moyenne est de 7 ppm.

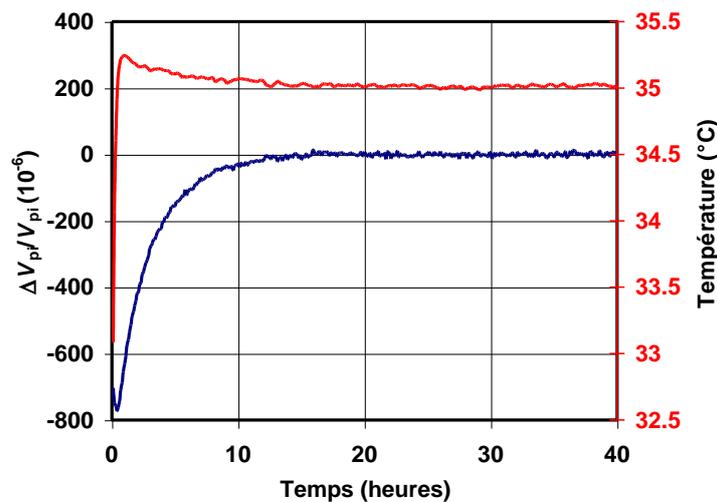


Figure 111 : Stabilité de la tension de *pull-in* d'un MEMS B2 à 100kHz

Jusqu'à présent, toutes les structures MEMS fabriquées et testées, ont été collées sur l'embase de support TO8 à l'aide d'une colle époxy conductrice. Or cette colle peut présenter un certain nombre d'inconvénients liés à la tenue mécanique vis-à-vis des contraintes et à l'imperfection de la qualité du contact électrique. Une deuxième technique de report des MEMS sur les embases des supports TO8 a été testée. Il s'agit de la réalisation d'un eutectique à base d'une préforme AuSn. Cependant, pour réaliser ce report, une montée en température de 350 °C est nécessaire, ce qui peut altérer l'herméticité des échantillons.

Pour résoudre ce problème, nous avons assuré l'herméticité de nos échantillons à l'aide d'une colle époxy autour du capot métallique du support TO8. Ce procédé présente l'avantage d'avoir un comportement amorti de l'échantillon car l'herméticité est réalisée à pression ambiante et le système est alors isolé des variations de la pression et de l'humidité.

Deux échantillons de la série B3 (tension de *pull-in* de 9,4 V) ont été collés sur les TO8 par eutectique. Les mesures de stabilité effectuées juste après à 50 kHz et 100 kHz sont

présentées respectivement sur les figures 112 et 113. Ces MEMS montrent une stabilité remarquable avec un écart-type sur la moyenne de 1 ppm (1σ) sur une durée de 150 heures pour le premier et 60 heures pour le deuxième. Pour mémoire, les incertitudes données par les convertisseurs thermiques sont actuellement de l'ordre de 10 ppm à 100 kHz [85, 89].

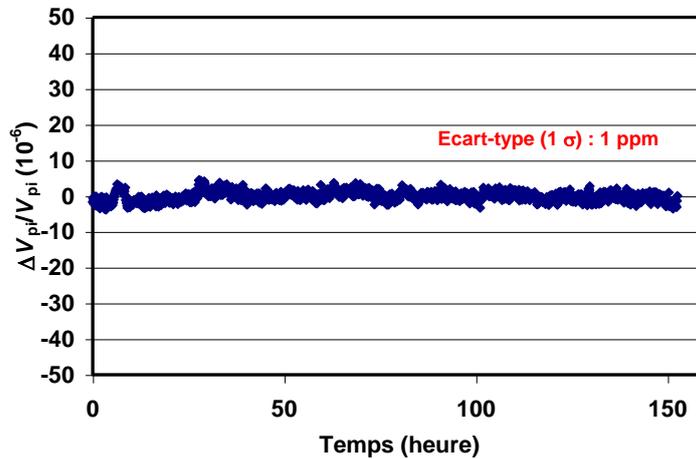


Figure 112 : Stabilité de la tension de *pull-in* du MEMS 10 V à 50 kHz

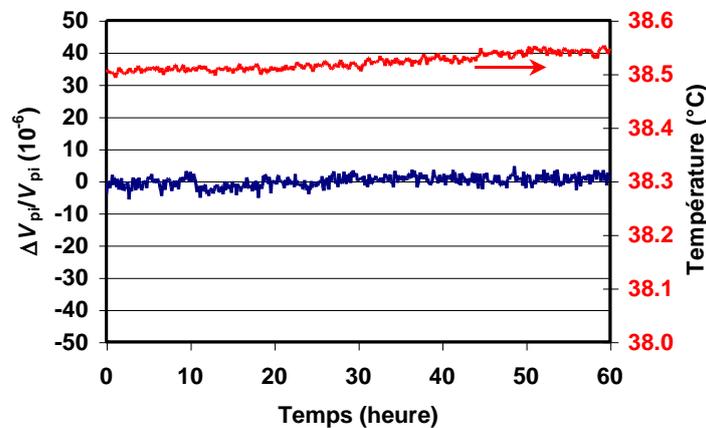


Figure 113 : Stabilité de la tension de *pull-in* du deuxième MEMS B3 à 100 kHz

4.2. Etude de la tension de V_{pi} en fonction de la température et de l'humidité

Jusqu'à présent nous nous sommes attachés à maintenir les MEMS dans un environnement le plus stable possible pour les mesures de stabilités (caisson isolant, table anti-vibratoire...).

Nous avons donc poursuivi les mesures sur les structures MEMS avec l'objectif de caractériser leur comportement en fonction des paramètres environnementaux. Pour cela, nous avons conduit des mesures de la tension de référence des MEMS en fonction de la température et de l'humidité pour en déterminer les coefficients d'influence correspondants. Pour déterminer les coefficients de température, les variations de la tension de sortie du MEMS sont mesurées suite à des stimuli thermiques contrôlés. La figure 114 présente un exemple de ces mesures où le dispositif MEMS est soumis à des cycles de variation de la température de 32°C à 34°C. La tension de *pull-in* varie dans ce cas en moyenne de 70 ppm pour une variation de la température de 2°C. Le coefficient de température du MEMS est donc de 35 ppm/°C.

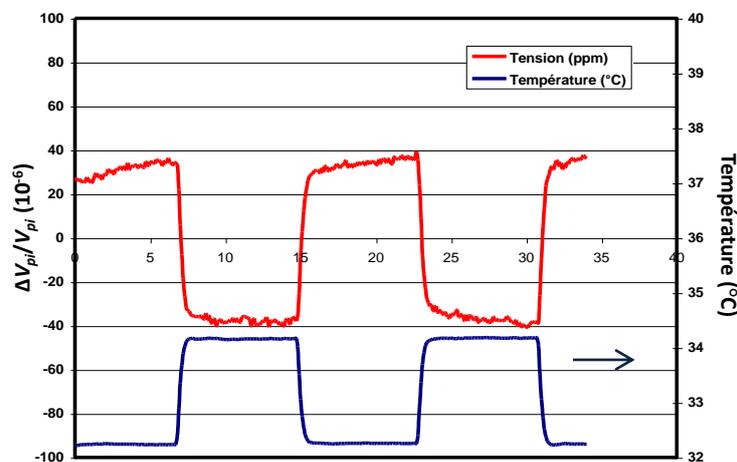


Figure 114 : Mesure de la tension de sortie du MEMS avec la température variant entre 32 °C et 34 °C

Ces coefficients thermiques ont été déterminés sur plusieurs échantillons MEMS et varient entre 32 ppm/°C et 40 ppm/°C [90]. Ces coefficients sont 10 fois inférieurs à ceux trouvés dans d'autres publications [48]. Ainsi, pour assurer une stabilité de la référence de tension de 1 ppm, il suffit de réguler la température du MEMS avec une précision de 20 mK, soit une régulation de la température beaucoup moins performante que celle que nous avons développée et qui assure une stabilité de 1 mK.

Les mêmes évaluations de la stabilité de la tension de référence ont été faites en fonction de l'humidité relative. Ainsi, le dispositif MEMS est soumis à des cycles de variation de l'humidité et on mesure les variations de sa tension de sortie. La courbe 115 présente une

mesure de la tension de *pull-in* de la même structure MEMS précédente soumise cette fois-ci à des cycles de variation de l'humidité entre 24% et 39%. On peut ainsi estimer le coefficient d'humidité relative égal à 8,2 ppm/% qui n'est pas réellement significatif car ces mesures restent difficiles à mettre en œuvre en partie à cause de l'inertie observée sur la tension du MEMS en réponse à un échelon d'humidité. Toutefois, cette expérience permet une estimation de l'effet global de l'humidité et notamment sur les composants de l'électronique de commande. L'effet intrinsèque de l'humidité est certainement bien inférieur puisque aucun effet notable n'a été observé pendant les mesures de stabilité où l'humidité variait de $\pm 5\%$.

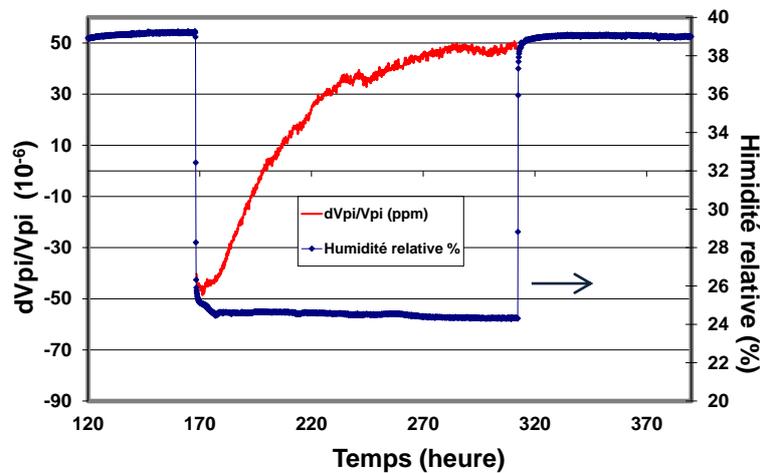


Figure 115 : Mesure de la tension de sortie du MEMS avec l'humidité relative variant entre 24% et 39%

4.3. Etude de la tension de V_{pi} en fonction de la fréquence

La référence de tension à base de MEMS définie par la tension de *pull-in* de ces structures est en théorie indépendante de la fréquence du courant alternatif au-delà de la fréquence de résonance mécanique du système. Ceci permet de définir un étalon ayant une seule valeur de la tension de référence sur une large gamme de fréquence et pouvant être étalonné sur un nombre très limité de fréquences. Nous avons donc caractérisé nos références de tension en fonction de la fréquence du courant alternatif entre 5 kHz et 300 kHz. Les figures 116 et 117 montrent la variation relative des tensions de *pull-in* des trois structures MEMS de la série B. Le comportement est identique pour toutes les structures avec un premier pic à très basse fréquence correspondant à la fréquence de résonance mécanique du système qui est différente pour chacun des MEMS, puis une série de pics se produisant autour de 50 kHz, 100 kHz, 150

kHz, 200 kHz, 250 kHz et 300 kHz. Il s'agit certainement d'une fréquence fondamentale autour de 50 kHz et ses harmoniques.

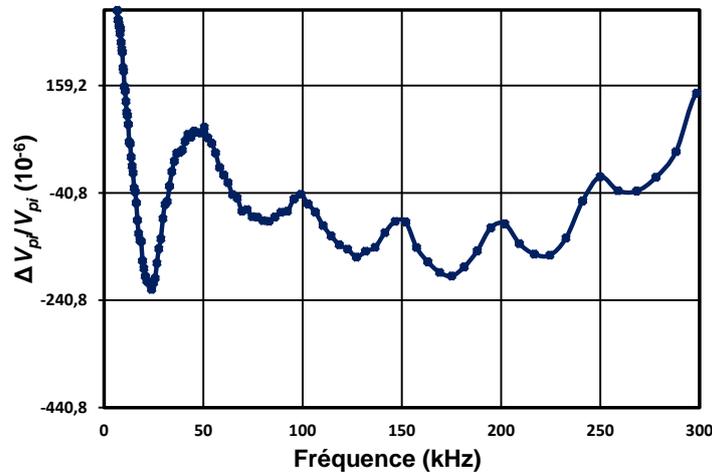


Figure 116 : Variation de la tension de *pull-in* en fonction de la fréquence pour une structure MEMS B1

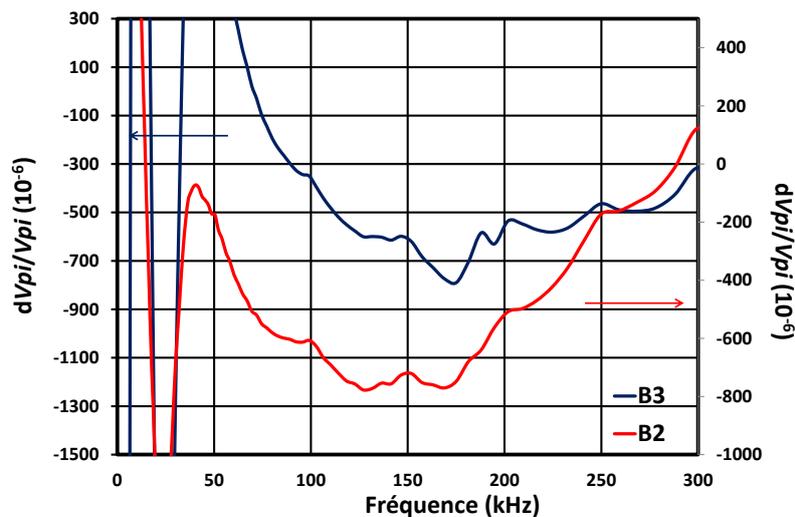


Figure 117 : Variation de la tension de *pull-in* en fonction de la fréquence pour des structures B2 et B3

Ce comportement, s'il est confirmé, peut être rédhibitoire pour l'utilisation de ces références comme étalons de tension alternative. Nous avons d'abord émis l'hypothèse que ces oscillations étaient dues aux caractéristiques de l'amplificateur opérationnel principal de l'électronique de commande. Nous avons donc caractérisé en fréquence l'ensemble de notre système de référence de tension en utilisant différents amplificateurs opérationnels ayant des caractéristiques différentes en terme de bande passante et de produit gain-bande. La figure

118 montre l'évolution de la tension de *pull-in* d'une structure MEMS B1 en fonction de la fréquence avec différents amplificateurs du marché. On peut voir que les différentes courbes ne coïncident pas parfaitement et particulièrement à haute fréquence, ce qui traduit une différence de comportement des amplificateurs intégrateurs. L'augmentation de la tension de *pull-in* à partir de 250 kHz traduit également les limitations des produits gain-bande des amplificateurs opérationnels. En revanche, quel que soit l'amplificateur utilisé, les oscillations se produisent toujours pour les mêmes fréquences.

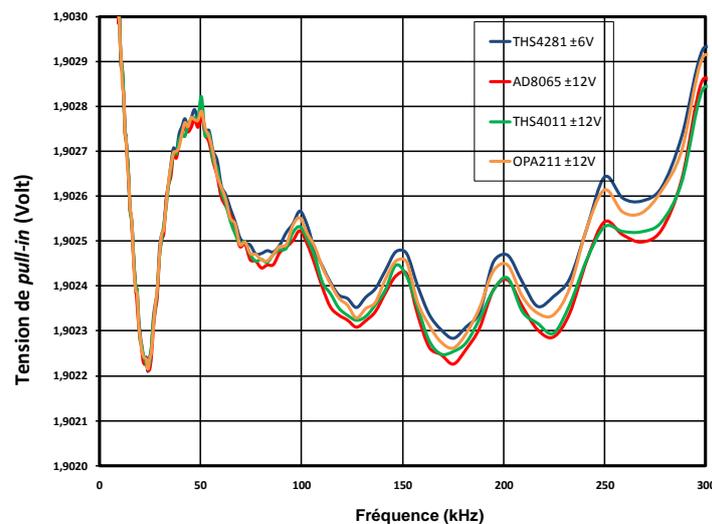


Figure 118 : Variation de la tension V_{pi} en fonction de la fréquence pour différents amplificateurs opérationnels.

Nous avons ensuite caractérisé le banc de mesure sans la référence de tension MEMS et son électronique de commande. Dans ce cas, on applique une tension fixe délivrée par le calibrateur Fluke 5720A directement au multimètre HP3458A mis en mode analogique et on fait varier uniquement la fréquence du signal. La figure 119 présente les variations relatives en fonction de la fréquence d'une tension de 2 V délivrée par le calibrateur et de la tension de *pull-in* de deux structures MEMS B1 et C1. On montre clairement que les mêmes oscillations de la tension sont présentes aux mêmes fréquences pour les différentes courbes. Nous avons vérifié que ces oscillations provenaient du système de mesures et spécifiquement du multimètre HP3458A puisque en changeant le mode d'acquisition du multimètre le comportement est totalement différent.

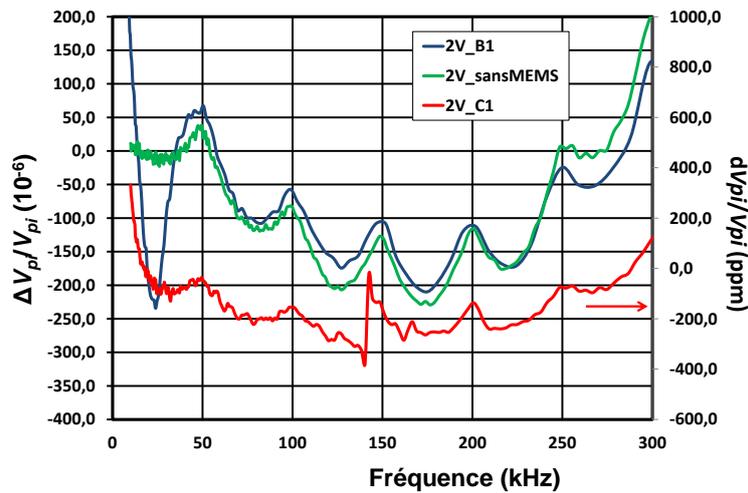


Figure 119 : Variation de la tension de sortie des MEMS B1 et C1 et de la source de tension en fonction de la fréquence

Pour obtenir le comportement en fréquence des références de tension, il suffit donc de corriger les données précédentes par la variation due au multimètre. La figure 120 montre le résultat de la prise en compte de cette variation du comportement du multimètre pour l'échantillon C1. On peut alors montrer que la tension de *pull-in* de cette structure MEMS est relativement constante sur une large gamme de la fréquence du signal alternatif, au-delà des fréquences de résonance mécanique du système.

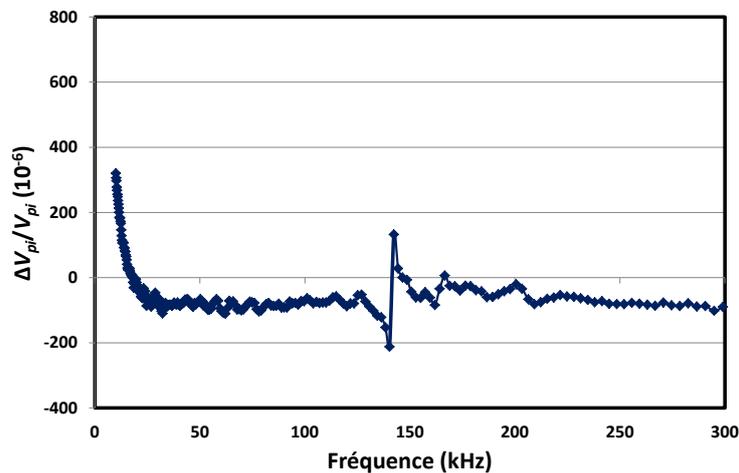


Figure 120 : Variation de la tension de sortie du MEMS C1 corrigée en fonction de la fréquence

Pour l'échantillon C1, la courbe de la tension en fonction de la fréquence présente un pic caractéristique à 139 kHz qui correspond à un mode de vibration de la masse sismique qui n'est pas présent dans le cas de la structure B1. En effet, cette résonance est liée au fait que la

masse sismique de l'échantillon C1 est plus grande et donc plus souple. Par ailleurs, on peut remarquer qu'aucune influence des fréquences propres liées aux doigts interdigités n'intervient dans ces gammes de fréquence rendant possible la réalisation de référence de tension à base de MEMS parfaitement indépendante de la fréquence sur un large intervalle.

III. Nouvelle approche

III.1. Principe

L'approche basée sur les technologies MEMS pour la réalisation de références de tension AC à partir du phénomène de *pull-in* dépend fortement de l'étendue du maximum de la courbe de la tension de sortie du MEMS V_{AC} en fonction du courant d'alimentation I_{RMS} . En pratique, il n'est pas possible d'être en fonctionnement exactement au point extremum (tension de *pull-in*). Ainsi, plus la région autour du maximum de tension est plate, moins la tension de sortie du MEMS est sensible aux variations du courant. Inversement, plus le maximum est étroit, plus la tension de sortie est sensible aux variations du courant et des instabilités mécaniques engendrant des variations du gap d . De plus, dans l'approche décrite dans le chapitre I, les capacités parasites C_p ont tendance à déformer l'allure de la courbe $V(I)$ de telle sorte que pour des capacités parasites importantes, cette courbe devient complètement couchée et la région du maximum est alors fortement réduite.

L'idéal est donc d'avoir une tension de sortie du MEMS indépendante du courant alternatif d'alimentation de telle sorte que la caractéristique tension-courant à partir de laquelle on va définir la tension de référence soit une droite horizontale à l'image de la caractéristique d'une diode Zener.

Le LNE a développé une nouvelle approche dans laquelle on démontre que pour des architectures MEMS constituées de deux ou plusieurs électrodes mobiles, si la variation de la capacité, engendrée par un courant alternatif d'alimentation de valeur supérieure à une valeur seuil, est parabolique en fonction du déplacement ($a_0+a_2x^2$), alors la tension aux bornes du condensateur variable est constante indépendante du courant. Ceci définit alors une vraie référence de tension alternative idéale qui s'exprime comme [91, 92] :

$$V_{AC}(x) = \sqrt{k/C_0 a_2} \quad (43)$$

où k est la constante de raideur et C_0 la capacité en $x=0$.

Cette nouvelle approche permet d'envisager la réalisation de références de tension AC idéale illustrée par la figure 121 où on peut voir la différence des allures de la tension de sortie du système dans les cas de variations hyperbolique (approche *pull-in*) et parabolique de la capacité. Dans le premier cas, on se placera au maximum de la tension qui peut être très étroit alors que dans notre cas la tension est constante au-delà du seuil de courant minimum.

Cette approche présente de nombreux avantages : l'électronique de commande est nettement simplifiée et les fréquences d'utilisation peuvent être très basse (quelques kHz).

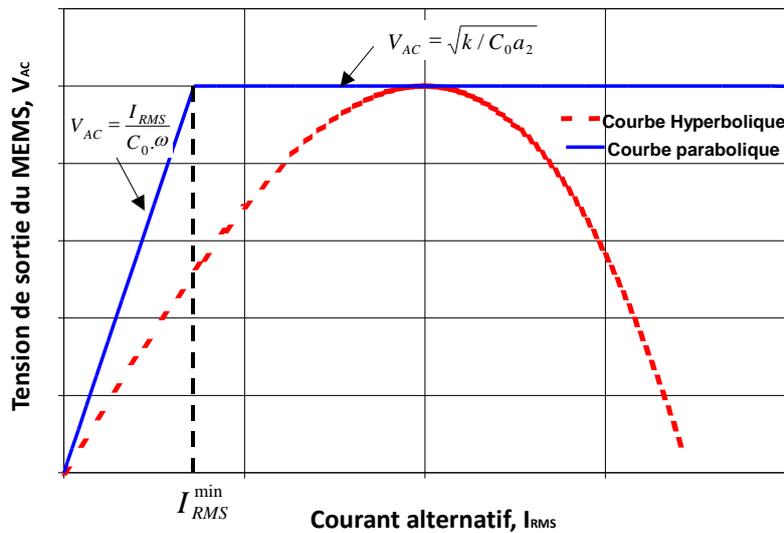


Figure 121 : Illustration de la courbe $V-I$ d'un MEMS capacitif dans les cas de variations hyperbolique et parabolique de la capacité en fonction du déplacement x .

Pour réaliser ce type de comportement, les architectures doivent être constituées de deux ou plusieurs électrodes séparées par un gap, dont le mouvement relatif des électrodes mobiles est cette fois-ci dans le plan et non perpendiculaire comme dans le cas du *pull-in* (ici le gap reste constant). En effet, la figure 122 illustre le schéma de fonctionnement d'un système pouvant assurer une variation parabolique de la capacité du dispositif, définie par le sens du déplacement de l'électrode mobile et la forme des surfaces en regard des deux électrodes. En raison de la position relative initiale des deux électrodes de la figure 121, la force électrique engendrée par la différence de potentiel entre ces électrodes présente une composante dans le plan. C'est cette force électrique longitudinale qui va assurer le déplacement de l'électrode mobile à condition que l'architecture du MEMS privilégie une raideur mécanique beaucoup plus faible dans le sens longitudinal. Dans ce cas, la capacité varie comme l'aire A du condensateur.

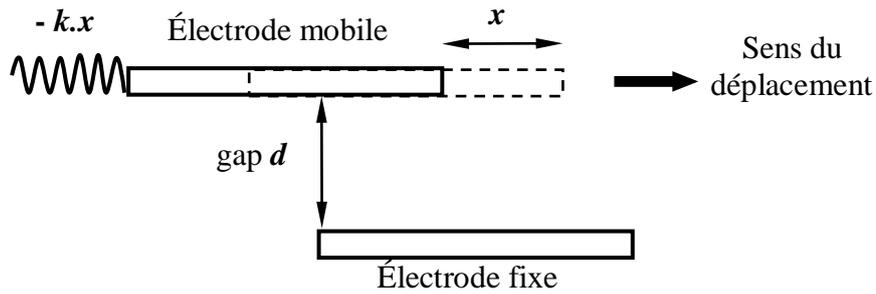


Figure 122 : Illustration d'un MEMS capacitif dont l'architecture impose un déplacement dans le plan des électrodes. Le gap d reste constant, la capacité varie en fonction de la surface en regard des électrodes.

III.2. Réalisations pratiques

2.1. Design réalisé

Pour valider cette nouvelle approche théorique qui permettrait de réaliser des références de tension AC à base de MEMS, un premier design de test a été initié. La figure 123 présente ce design du MEMS de test avec des électrodes en forme triangulaire réalisable avec le procédé MPW de Tronic's. Il s'agit plus exactement d'une structure à peignes interdigités dont les doigts supportent plusieurs électrodes auxiliaires en forme de trapézoïdales.

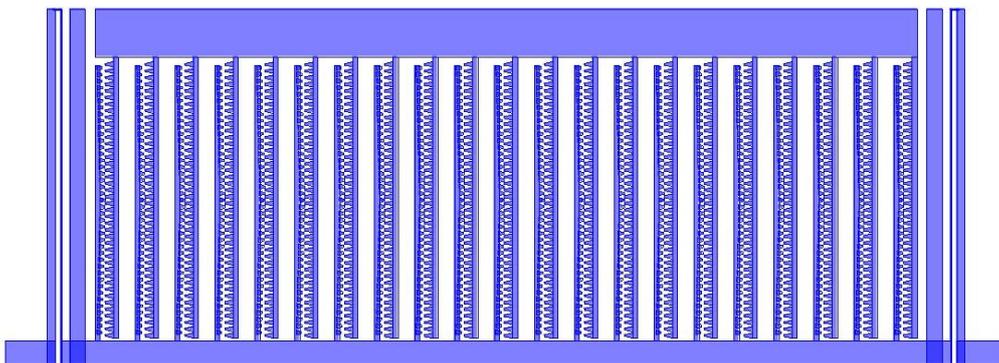


Figure 123 : Schéma de la demi structure MEMS à peignes interdigités munie d'électrodes de forme triangulaire

L'intérêt d'utiliser ce type de structure est d'obtenir une variation quadratique de la capacité en fonction du déplacement. Dans ce cas-là, on peut écrire l'expression de la capacité sous la forme d'une équation du second degré.

$$C(x) = a_2x^2 + a_1x + C_0 \quad (44)$$

Le but ici est d'obtenir un coefficient quadratique a_2 le plus grand possible tout en minimisant le coefficient linéaire a_1 . Nous avons donc choisi d'utiliser un design où l'ensemble des doigts représente une forme triangulaire. Comme le montre la figure 124, la partie fixe se compose d'électrodes triangulaires de 25 μm de hauteur et sont espacés de 6 μm . La partie mobile est constituée d'électrodes trapézoïdales de différentes hauteurs comprises entre 5 μm (électrodes aux extrémités) et 25 μm (électrode au centre) espacées d'un pas de 0,5 μm . La disposition et le nombre des électrodes de la partie mobile sont de sorte que la capacité en fonction du déplacement soit quadratique (enveloppe triangulaire).

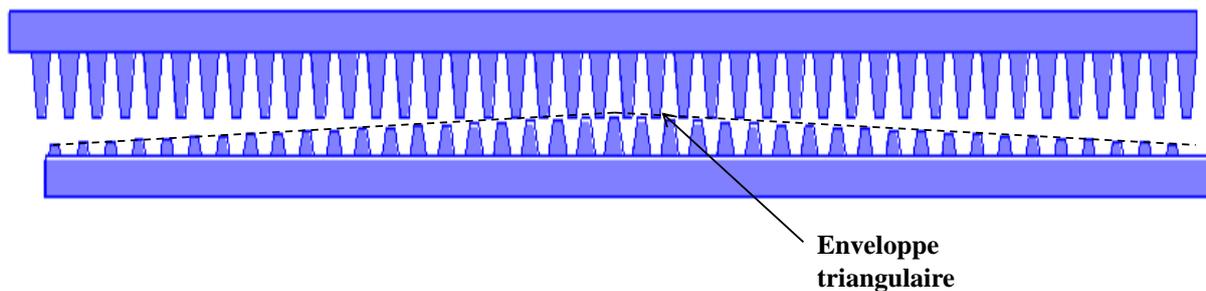


Figure 124 : Représentation de la disposition d'un doigt fixe (en bas) et d'un doigt mobile (en haut)

2.2. Modélisation de la structure

Nous avons procédé à plusieurs simulations en modifiant plusieurs paramètres liés à la forme triangulaire des électrodes auxiliaires, à leur nombre et leur distribution entre les peignes fixes et mobiles. La figure 125 présente, compte tenu de ce design, la meilleure caractéristique $C-x$ simulée sous CoventorWare de la structure MEMS qui maximise le paramètre quadratique et minimise la contribution linéaire. Cependant, le résultat montre que dans le meilleur des cas, le coefficient linéaire ($a_1 = 0,14$) est bien supérieur au coefficient quadratique ($a_2 = 0,048$) avec un rapport pratiquement égal à 3. Ce résultat est le meilleur compromis trouvé limité par les possibilités offertes par le procédé technologique de Tronic's basé sur un seul wafer SOI.

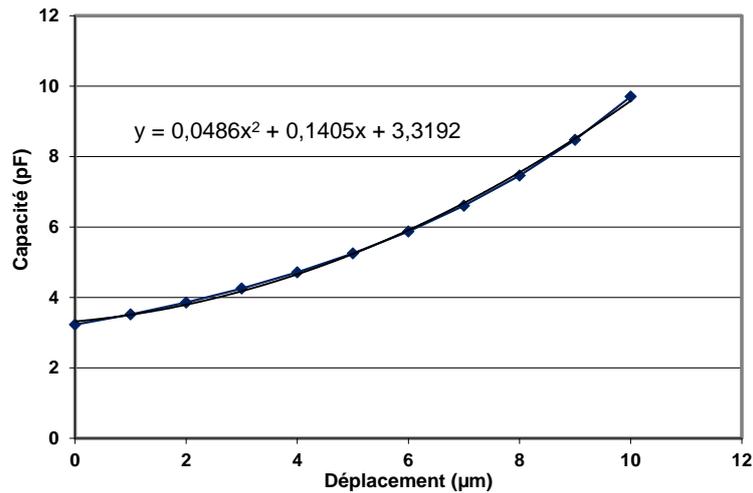


Figure 125 : Variation de la capacité en fonction du déplacement

La figure 126 représente la caractéristique $V-x$ de cette structure MEMS qui a été pensée pour avoir un plateau de la tension de référence autour de 10 V. Compte tenu de la contribution linéaire de la capacité de ce MEMS, le profil de la courbe n'est pas idéal mais tend malgré tout à ressembler au profil de la tension de référence prévu par la nouvelle approche théorique. L'importance de cette première réalisation pratique réside dans la compréhension des contributions et du comportement des effets capacitifs de bord liés aux doigts en silicium qui permettra de les prendre mieux en compte pour réaliser véritablement une structure exhibant un comportement quadratique pur de la capacité.

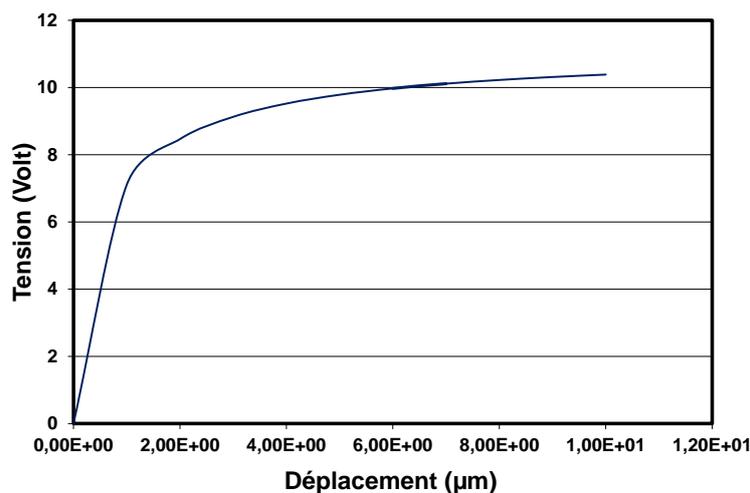


Figure 126 : Caractéristique $V-x$ du premier dispositif MEMS de test

Conclusion générale

Durant ce travail de thèse de trois ans, nous avons évalué les potentialités des MEMS pour la réalisation de références de tension alternatives de haute stabilité pouvant servir dans le domaine de la métrologie ou plus généralement dans l'instrumentation de précision. Cette évaluation est une première étape vers des développements qui permettront une mise en œuvre pratique pour la conservation de l'unité de tension électrique dans les laboratoires de métrologie.

Nous avons d'abord conçu des structures de test qui ont été modélisées par éléments finis. Ces prototypes MEMS ayant un déplacement vertical présentent un design basé sur une membrane circulaire en silicium suspendue par des ressorts de différentes géométries avec différentes dimensions. L'objectif de cette première réalisation était d'évaluer les performances des outils de calculs et de simulation, et de tester l'adéquation du procédé technologique de Tronic's Microsystems pour la fabrication de nos échantillons. Ces échantillons de test nous ont permis de montrer qu'il était possible d'envisager l'élaboration de références de tension dont les valeurs pouvaient s'étendre de 2 V à 100 V (tension de *pull-in*). Le plus important est que ces dispositifs ont servi, d'une part pour jeter les bases de l'électronique de commande qui a été développée ensuite en tenant compte des capacités nominales de travail, des capacités parasites et des tensions de référence optimales de travail, et d'autre part de faire des recommandations pour la conception et le développement d'une deuxième génération de MEMS, toujours à débattement vertical, avec des caractéristiques améliorées. En effet, deux structures MEMS à membrane circulaire ayant des tensions nominales de *pull-in* de 5 V et 10 V ont été ensuite réalisées. L'étude du comportement électrodynamique de ces MEMS capacitifs menée avec des mesures de spectroscopie DLTS a montré que les fréquences de résonance sont de quelques kilohertz, ce qui permet d'envisager leur utilisation comme référence de tension AC sur une large gamme de fréquence. Par ailleurs, les mesures de stabilité des tensions de *pull-in* de ces structures MEMS, réalisées à 100 kHz, montrent une très bonne stabilité sur plus d'une dizaine d'heures avec un écart-type de l'ordre de 6 ppm. Ce résultat remarquable est à comparer aux performances des convertisseurs AC-DC qui, à ces fréquences, sont de l'ordre d'une dizaine de ppm. Cependant, d'autres échantillons ont montré une stabilité moindre avec des écarts-types qui peuvent atteindre 30 ppm. Nous avons attribué

ce comportement à l'inadaptation des dimensions du wafer SOI utilisé dans le procédé Tronic's avec les caractéristiques du design de nos échantillons imposées par des valeurs de tension de *pull-in* de quelques volts. C'est pourquoi, nous avons entamé le développement d'un procédé technologique dédié aux structures à débattement vertical en utilisant des wafers SOI plus adaptés. Nous avons ainsi souhaité pouvoir métalliser les électrodes et introduire une butée mécanique pour protéger les structures. Toutes les étapes technologiques ont été validées et des dispositifs fonctionnels sont en cours de réalisation à l'écriture de ce manuscrit.

Nous avons poursuivi ensuite nos investigations en travaillant sur des structures MEMS à peignes silicium interdigités que nous avons également fabriqué avec le procédé Tronic's Microsystems. Ces dispositifs privilégient un déplacement horizontal de l'électrode mobile et permettent de réduire considérablement l'effet des capacités parasites dont la principale contribution vient des plots d'ancrage des électrodes. Pour ces MEMS à mouvement horizontal, nous avons modélisé et fabriqué plusieurs séries d'échantillons correspondant à différentes dimensions qui optimisent les capacités électriques de travail, les fréquences des modes vibratoires mécaniques et les tensions de *pull-in* qui varie entre 2 V et 14 V. Ces échantillons ont bénéficié également du développement de l'électronique de commande basée sur la modulation d'amplitude. Cette électronique a été spécifiquement adaptée aux caractéristiques de ces structures MEMS et intègre en plus une régulation de la température utilisant des cellules Peltier.

Les premières mesures des MEMS à peignes interdigités ont montré des stabilités à 100 kHz nettement meilleures que pour les MEMS à débattement vertical que nous avons réalisés. Pour les échantillons testés de 14 V, les écarts-types sur la moyenne ont été trouvés entre 1 ppm et 3 ppm pour des temps de mesures variant entre sur 15 et 25 heures. Ces résultats ont été améliorés par utilisation d'une nouvelle technique de report des MEMS sur les embases des supports TO8 en réalisant un eutectique à base d'une préforme AuSn. Cette configuration permet d'éviter tout effet indésirable, mécanique ou électrique, lié au comportement de la colle époxy utilisée précédemment. Les composants ainsi traités présentent des stabilités remarquables avec un écart-type sur la moyenne de 1 ppm (1σ) sur une durée de entre 60 et 150 heures. Ces niveaux remarquables de stabilité de la tension de *pull-in* intègrent non seulement celle des MEMS, mais aussi celle de l'électronique de commande et du multimètre de mesure. L'analyse en fréquence de ces références de tension a également montré

l'indépendance par rapport à la fréquence des références au-delà de la fréquence de résonance du système mécanique et ce jusqu'à une fréquence de 300 kHz.

La poursuite de ce travail de développement de référence de tension AC passe d'abord par l'évaluation des échantillons fabriqués avec notre procédé technologique dédié et par l'exploration de la nouvelle approche originale développée au LNE pour la réalisation de références de tension AC idéale à partir de MEMS. Nous avons d'ailleurs réalisé un premier design de test qui est en cours de fabrication. Le travail que nous avons accompli jusqu'à présent a permis de cerner un certain nombre de problèmes inhérents à l'utilisation des MEMS et d'identifier les verrous technologiques à lever pour développer dans les années à venir non seulement ces références de tension AC, mais également des références de tension DC et des capteurs de puissance RF. Il est également important de continuer de travailler sur les techniques de mesures et de caractérisations traçables des MEMS qui permettront de développer une métrologie propre à ce domaine.

Bibliographie

- [1] Bureau international des poids et mesures, "Le système international d'unités," *Convention intergouvernementale de la convention du Mètre*, no. ISBM 92-822-2154-7, 1998.
- [2] A. Thompson et B. N. Taylor, "Guide for the Use of the International System of Units (SI)," *NIST special publication*, Mars 2008.
- [3] J. L. Flowers et B.W. Pettley, "Progress in our knowledge of the fundamental constants of physics," *Report on Progress in Physics*, vol. 64, no. 10, pp. 1191-1246, Septembre 2001.
- [4] A.M. Thompson et D.G. Lampard, "A New Theorem in Electrostatics and its Application to Calculable Standards of Capacitance," *Nature*, vol. 177, p. 888, Mai 1956.
- [5] R. Pöpel, "The Josephson effect and Voltage standards," *Metrologia*, vol. 29, no. 2, pp. 153-174, 1992.
- [6] B. N. Taylor et T. J. Witt, "New international electrical reference standards based on the Josephson and quantum Hall effects," *Metrologia*, vol. 26, no. 1, pp. 69-74, 1989.
- [7] K. von Klitzing, "New Method for High-Accuracy Determination of the fine-Structure Constant Based on Quantized Hall Resistance," *Physical Review Letters*, vol. 45, no. 6, p. 494, Aout 1980.
- [8] "International vocabulary of metrology — Basic and general concepts and associated terms," Joints commitee for guides in Metrology, JCGM 200:200, 2008.
- [9] Office fédéral de métrologie, "Raccordement des instruments de mesure aux étalonsnationaux," Wabern, 1996.
- [10] Radiometer analytical, "Guide de la métrologie ," 2009.
- [11] B.D. Josephson , "Possible new effects in superconductive tunneling," *Physics letters*, vol. 1, no. 7, pp. 251-253, Juillet 1962.
- [12] F. Piquemal, "Etalons électrique fondamentaux actif," *Technique de l'ingénieur*, no. R908, Juin 2004.
- [13] Clark A. Hamilton, "Josephson Voltage Standards," *Scientific Instruments*, vol. 71, no. 10, pp. 3611-3623, Juin 2000.
- [14] B. Jeanneret, "Volt Metrology : the Josephson Effect and SIS Junstions Arrays," Swiss Federal Office of Metrology METAS, Suisse, 2007.
- [15] D Reymann, A Iwasa, H. Yoshida, T. Endo et T.J. Witt, "Comparaison of Josephson Voltage standards of the electrotechnical Laboratory and the Bureau International des Poids et Mesures," *Metrologia*, vol. 29, no. 6, Juillet 1992.
- [16] Henry Mathieu, *Physique des smeiconducteurs et des composants électroniques*, 5th ed. Paris: DUNOD, 2004.
- [17] Marc Correvon, "Système électroniques," Institut d'automatisation Industrielle, Suisse,.
- [18] R.G Gray et P. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*, 2nd ed., ISBN 0-471-59984-0, Ed.: John Wiley & Sons, 1994.
- [19] A. Paul Brokaw, "A Simple Three-Terminal IC bandgap," *Journal of solid-state circuit*, vol. sc-9, no. 6, pp. 388-393, December 1974.
- [20] Alexandre Bounouh et Djamel Allal, "Constitution d'un laboratoire de référence en

- métrologie dans le domaine électro magnétisme," , 2010.
- [21] B. Jeanneret, S.P. Benz, "Application of the Josephson effect in electrical metrology," *The European Physical Journal* , vol. 172, pp. 181-206, juin 2009.
- [22] S. Shapiro, "Josephson Currents in Superconducting Tunneling : The effect of microwaves and other observations," *Physical Review Letters*, vol. 11, no. 2, pp. 80-83, Juillet 1963.
- [23] C.A. Hamilton, C.J. Burroughs et R.L. Kautz, "Josephson D/A converter with fundamental accuracy," *IEEE Transaction on Instrument and Measurement*, vol. 44, no. 2, pp. 223-225, Avril 1995.
- [24] M. Klonz, "AC-DC Transfer Difference of the PTB Multijunction Thermal Converters in the Frequency Range 10 Hz to 100 kHz," *IEEE Trans. Instr. Meas.*, vol. 32, no. 2, pp. 320-329, 1987.
- [25] P. Martin and R. b. D. Knight, "Components and systems for AC/DC transfer at the ppm level," *IEEE Trans. Instr. Meas.*, vol. 32, no. 2, pp. 63-72, 1988.
- [26] B.D. Inglis , "Standards for AC-DC transfers," *Metrologia*, pp. 191-199, 1992.
- [27] M. Klonz, H. Laiz, E. Kessler, , "Developement of Thin-Film Multijunction Thermal Converters at PTB/IPHT," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1490-1498, Decembre 2001.
- [28] André Poletaeff, Dominique Leprat, "AC-DC Transfert at BNM-LNE," in *IMEKO Electrical Measurements and Instrumentation*, Zagreb, Septembre 2002.
- [29] P. Espel, A. Poletaeff et A. Bounouh, "Characterization of analogue-to-digital voltmeter in the 20 Hz to 400 Hz frequency range ," *Metrologia*, vol. 46, no. 5, pp. 578-584, Aout 2009.
- [30] Jack W. Judy, "Microelectromechanical systems (MEMS): fabrication, design and applications," *Smart Materials and Structures*, vol. 10, no. 6, pp. 1115-1134, Novembre 2001.
- [31] W. Lang, H. Pavlicek, T. Marx, H. Scheithauer et B. Schmidt, "Electrostatically actuated micromirror devices in silicon technology," *Sensors & Actuators*, vol. 74, pp. 216-218, 1999.
- [32] A. Schroth, C. LEE, S. Matsumoto, M. Tanaka, R. Maeda, "Application of sol-gel deposited thin PZT film for actuation on 1D and 2D scanners," *IEEE MEMS*, vol. ISSN 1084-6999, pp. 402-407, Janvier 1998.
- [33] Y. Ohtuka, H. Nishikawa, T. Koumura, T. Hattori, "2 dimensional optical scanner applying a torsional resonator with 2 degree of freedom," *IEEE MEMS*, no. ISBN 0-7803-2503-6, pp. 306-309, Janvier 1995.
- [34] M. Ikeda, H. Goto, H. Totani, M. Sakata, T. Yada, "Two-dimensional miniature optical-scanning sensor with silicon micromachined scanning mirror," *SPIE milestone* , vol. 153, pp. 392-403, 1999.
- [35] R.A. Buser, N.F. de Rooij, H. Tischhauser, A. Dommann et G. Staufert, "Biaxial scanning mirror activated by bimorph structures for medical applications," *Sensors and Actuators*, vol. 31, pp. 29-34, Mars 1992.
- [36] J. Bühler, J. Funk, O.Paul, F.-P. Steiner et H. Baltes, "Thermally actuated CMOS micromirrors," *Sensors and Actuators*, vol. 47, pp. 572-575, Mars 1995.
- [37] L.O.S. Ferreira et S. Moehlecke, "A silicon micromachined galvanometric scanner," *Sensors and Actuators*, vol. 73, pp. 252-260, 1999.
- [38] A. Garnier, T. Bourouina, H. Fujita, E. Orsier, T. Masuzawa, T. Hiramoto et J.-C.

- Peuzin, "A fast robust and simple 2D micro-optical scanner based on contactless magnetostrictive actuation," *IEEE MEMS*, no. ISBN : 0-7803-5273-4, pp. 715-720, Janvier 2000.
- [39] M.-H. Kiang, O. Solgaard, R.S. Muller, K.Y. Lau, "Micromachined polysilicon microscanners for barcode readers," *IEEE Photonics Technology Letters*, no. ISSN : 1041-1135, pp. 1707-1709, decembre 1996.
- [40] K. Petroz, E. Ollier, H. Grateau, J. Bechtle, P. Labeye, P. Mottier, "A fully integrated micro-opto-mechanical steering device," *IEEE MEMS*, no. ISSN ; 1084-6999, pp. 105-109, Janvier 1998.
- [41] N. P. Mahalik, *Micromanufacturing and Nanotechnology*, erlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. K, Ed. Allemagne: Springer, 2005.
- [42] G. T. A. Kovacs, N. I. Maluf and K. E. Peterson, "Bulk Micromachining of silicon," *IEEE*, vol. 86, no. 8, pp. 1536-1551, Aout 1998.
- [43] H. C. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, J. R. Davis, "The resonant gate transistor," *IEEE Transaction on Electron devices*, vol. 14, no. 3, pp. 117-133, 1967.
- [44] L. Jastrzebski, "Silicon on insulators: Different approaches - A review," *Journal of Crystal Growth*, vol. 70, no. 1-2, pp. 253-270, December 1984.
- [45] B.P. van Drieënhuizen, "Intagrated Electrostatic RMS to Converter," in *Ph.D. dissertation*, Delft, Netherlands, 1996.
- [46] B.P. van Drieënhuizen and R.F. Wolffenbuttel, "Integrated Micromachined Electrostatic True RMS-to-DC Converter," *IEEE Trans. Instrum.*, vol. 44, no. 2, pp. 370-373, 1995.
- [47] M. Suhonen, H. Seppä, A.S. Oja, M. Heinilä and I. Näkki, "AC and DC Voltage Standards Based on Silicon Mechanics," *CPEM98*, pp. 23-24, Juillet 1998.
- [48] A. Kärkkäinen, N. Pesonen, M. Suhonen, A. Oja, A. Manninen, N. Tisnek and H. Seppä, "MEMS based AC voltage reference," *IEEE Trans. Instrum.*, vol. 54, pp. 595-599, April 2005.
- [49] A. Kärkkäinen, S.A. Awan, J. Kyynäräinen, P. Pekko, A. Oja and H. Seppä, "Optimized Design and Process for making a DC Voltage Reference based on MEMS," *IEEE Trans. Instrum.*, vol. 54, pp. 563-566, Avril 2005.
- [50] E. Cretu, L.A. Rocha and R.F. Wolffenbuttel, "Micromechanical Voltage reference Using the Pull-in of a Beam," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, pp. 1504-1507, Decembre 2001.
- [51] J. Kyynäräinen, A.S. Oja, and H. Seppä, "A micromechanical RMS-to-DC Converter," *CPEM2000*, pp. 699-700, Mai 2000.
- [52] G. de Graaf, M. Bartek, Z. Xiao, C. J. van Mullen and R. F. Wolffenbuttel, "Bulk Micromachined Electrostatic True RMS-to-DC," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1508-1512, Decembre 2001.
- [53] H. Seppä, J. Kyynäräinen, and A. Oja, "Microelectromechanical Systems in electrical Metrology," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 2, pp. 440-444, Avril 2001.
- [54] J. Kyynäräinen, A.S. Oja, and H. Seppä, "Stability of microelectromechanical Devices for electrical Metrology," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 50, no. 6, pp. 1499-1503, Decembre 2001.
- [55] L. J. Fernandez, E. Visser, J. Sesé, R.J. Wiegerink, H. V. Jansen, J. Flokstra and M. Elwenspoek, "Development of a capacitive MEMS RF power sensor without dissipative losses: towards a new philosophy of RF power sensing," in *CPEM04*, London, 2004.
- [56] L. J. Fernandez, E. Visser, J. Sesé, R. J. Wiegerink, H. V. Jansen, J. Flokstra, and M.

- Elwenspoek, "Capacitive rf power sensor based on MEMS technology," in *IEEE Sensors Conference*, Toronto, Octobre 2003.
- [57] A. Alastalo, J. Kyynäräinen, H. Seppä, A. Kärkkäinen, N. Pesonen, M. Lahdes, T. Vähä-Heikkilä, P. Pekko and J. Dekker, "Wideband microwave power sensor Based on MEMS technology," in *CPEM04*, London, 2004.
- [58] L. A. Rocha, E. Cretu and R. F. Wolffenbuttel, "Behavioural analysis of the pull-in dynamic transition," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, pp. 37-42, Aout 2004.
- [59] Joseph Boser, I. Seeger & E. Bernhard, "Dynamic and control of parallel-plate actuators beyond the electrostatic instability," in *Conference on solid-state sensors and actuators*, Sendai, 1999, pp. 474-477.
- [60] E. Cretu, L.A. Rocha et R. F. Wolffenbuttel, "Micromechanical Voltage Reference Using the Pull-in of a Beam," *Transactions on instrumentation and measurement*, vol. 50, no. 6, pp. 1504-1507, Décembre 2001.
- [61] P.B. Chu, K. S. J. Pister, "Analysis of closed-loop control of parallel-plate electrostatic microgrippers," *IEEE Conf. Robotics and Automation*, pp. 820-825, May 1994.
- [62] J.I Seeger, S. B. Crary , "Stabilization of electrostatically actuated mechanical devices," *Transducer*, pp. 1133-1136, Juin 1997.
- [63] E. K. Chan and R. W. Dutton, "Electrostatic micromechanical actuator with extended range of travel," *Microelectromechanical Systems*, vol. 9, pp. 321-328, 2000.
- [64] J.L. Seeger and B.E. Soger, "Charge Control of parallel-Plate, Electrostatic Actuators and the tip in Instability," *Microelectromechanical Systems*, vol. 12, no. 5, pp. 1-16, Octobre 2003.
- [65] R. Nadal-Guardian, A. Dehé, R. Aigner and L.M. Castaner, "Current Drive Methods to extend the range of travel of electrostatic Microactuators beyond the pull-in Point," *Microelectromechanical Systems*, vol. 11, no. 3, pp. 255-263, Juin 2002.
- [66] L.M. Castaner, J. pPons, R. Nadal-Guardia, A. Rodriguez , "Analysis of the extended operation range of electrostatic actuators by current-pulse drive," *Sensor and Actuators*, pp. 181-190, 2001.
- [67] High-cycle Fatigue of single-crystal silicon Thin films, "Christopher L. Muhlstein, Stuart B. Brown et Robert O. Ritchie," *Microelectromechanical systems*, vol. 10, no. 4, pp. 593-600, Décembre 2001.
- [68] K. Komai, K. Minoshima, S.Inoue, "Fracture and Fatigue behavior of single cristal siliconmicroelements and nanoscopic AFM damage evaluation," *Microsystem Technologies* , vol. 5, no. 1, pp. 30-37, Janvier 1998.
- [69] H. Camon, C. Ganibal, "Advantages of alternatives actuating signal for MEMS actuators," *Sensors and actuators*, vol. 136, no. 1, pp. 299-303, 2007 Mai.
- [70] V. Gavryushin et A. Zukauskas. (2006, mars) Semiconductor Physics Department, Faculty of Physics, Vilnius University. <http://www.pfk.ff.vu.lt>
- [71] M Koskenvuori, V-P Rytönen, P Rantakari and I Tittonen, "Method for a fast measurement of built-in voltage inside closed cavity MEMS-devices," *Journal of Physics D : Applied Physics*, vol. 40, no. 18, pp. 5558-5563, Aout 2007.
- [72] EMMA, "Electromechanical Microcompents for precision Applications," IST-2000-28261 EMMA, 2005.
- [73] Synopsys. (2011) <http://www.synopsys.com/Systems/Saber/Pages/default.aspx>
- [74] Coventor. <http://www.coventor.com/mems/architect/MEMS-System-Design.html>

- [75] J. Collet, "MEMSOI multi project wafer service - SOI High aspect ratio Micromachining," IMEC Belgium , November 2007.
- [76] V. Le Huy, J. Gaspar, O. Paul, S.Kamiya , "A novel fatigue test with ramping stress amplitude to evaluate fatigue behaviour of polysilicon thin films," *Tech. Digest IEEE MEMS 2010 Conference*, pp. 220-223, Juin 2010.
- [77] T. Kawai, J. Gaspar, O. Paul et S. Kamaiya, "Prediction of strength and fatigue Life time of MEMS structures with arbitrary shapes," *Transducers*, no. ISBN : 978-1-4244-4193-8, pp. 1067-1070, Juin 2009.
- [78] T. Kamwai, J.Gaspar, O. Paul, S. Kamaiya, "Prediction of strength and fatigue lifetime of MEMS structures with arbitrary shapes ," *Transducer*, pp. 1067-1070, Juin 2009.
- [79] Tronics Microsystems. Tronics. it-assistant.eu/mbcd
- [80] Uwe F. Behringer, Deepak G. Uttamchandani, "MEMS Design, Fabrication, Characterization and Packaging," in *Proceedings of Spie*, 2001, pp. 89-99.
- [81] QuadTech. 7600 Plus Precision LCR Meter datasheet. www.nortelcoelectronics.dk
- [82] Agilent. Agilent 3458A Multimeter Datasheet www.iem.rwth-aachen.de/uploads/654/3458a.pdf
- [83] A. Bounouh, H. Camon, R. Plana, D. Belieres, Q. Wang, F. Blard, F. Ziadé, A. Poletaeff, D. Allal et C. Pisella, "Design and fabrication of MEMS based AC voltage reference," *16th IMEKO TC4 Symposium on exploring New frontiers of Instrumentation and Methods for electrical and electronic Measurements*, p. 6, septembre 2008.
- [84] A. Bounouh, H. Camon, T. Ricart, R. Plana, C. Pisella, F. Ziade, A. Poletaef, D. Allal, D. Leprat, "Electrostatic actuated MEMS for precision AC voltage reference," in *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM'2008)*, Broomfield-USA, Juin 2008.
- [85] A. Bounouh, H. Camon, D. Belieres, F. Blard, F. Ziade, "MEMS AC Voltage reference for miniaturized instrumentation and metrology," *Computer Standards & Interfaces* , vol. 33, no. 2, Février 2011.
- [86] F. Blard, A. Bounouh, H. Camon, D. Belieres, F. Ziade, "MEMS multi-physics approach design and fabrication for electrical metrology applications," *Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS*, pp. 214-218, Avril 2009.
- [87] A. Kärkkäinen, N. Tisnek, A. Manninen, N. Pesonen, A. Oja, and H. Seppä, "Electrical stability of a MEMS-based AC voltage reference," *Sensors & Actuators*.
- [88] F. Blard, A. Bounouh, D. Belieres, S. Charlot, D. Bourrier, H. Camon, "Development of a new technological MEMS process for AC voltage standards," *SPIE*, vol. 8066, Avril 2011.
- [89] A. Bounouh, F. Blard, H. Camon et D. Belieres , "Development of electromechanical architectures for AC voltage metrology," *Sensors and Transducers*, vol. 123, no. 12, pp. 1-15, December 2010.
- [90] F. Blard, A. Bounouh, D. Belieres et H. Camon, "Very High stability achievement in MEMS based AC Voltage reference," *IEEE MEMS*, pp. 656-659, Janvier 2011.
- [91] A. Bounouh, D. Belieres, "New approach in AC voltage references based on micro-nanosystems," *Metrologia*, vol. 48, no. 1, pp. 40-46, 2011.
- [92] D. Belieres A. Bounouh, "Système de référence de tension alternative à partir d'un dispositif MEMS," invention 0953980, Juin 15, 2009.

Production scientifique

Revues

A. Bounouh, **F. Blard**, H. Camon, D. Belieres, F. Ziade
Composants MEMS pour la réalisation de références de tension en courant alternatif
Revue Française de métrologie, n°25, Vol. 2011-1, juin 2011.

C. Casenave, G. Montseny, H. Camon, **F. Blard**
Identification of dynamic nonlinear thermal transfers for precise correction of bias induced by temperature variations
Microsystem Technologies, Vol.17, N°4, pp.645-654, avril 2011

A. Bounouh, H. Camon, D. Belieres, **F. Blard**, F. Ziade
MEMS AC Voltage reference for miniaturized instrumentation and metrology
Computer Standards & Interfaces, 33, pp. 159-164. février 2011

A. Bounouh, **F. Blard**, H. Camon, D. Belieres
Development of electromechanical architectures for ac voltage metrology
Sensors & Transducers Journal, Vol.123, N°12, pp.1-15, décembre 2010

Congrès internationaux

F. Blard, A. Bounouh, D. Belieres, S. Charlot, D. Bourrier, H. Camon
Development of a new technological MEMS process for AC voltage standards
SPIE Microtechnologies, Prague (République Tchèque), 18-20 Avril 2011, 9p.

F. Blard, A. Bounouh, D. Belieres, H. Camon
Very high stability achievement in MEMS based AC voltage references
IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS 2011), Cancun (Mexique), 23-27 Janvier 2011, 4p.

C. Casenave, G. Montseny, H. Camon, **F. Blard**
Identification of dynamic nonlinear thermal transfers for precise correction of bias induced by temperature variations
Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP 2010), Séville (Espagne), 5-7 Mai 2010, pp.376-381

A. Bounouh, **F. Blard**, H. Camon, D. Belieres
Voltage standards based on MEMS technology”
Essential tools for MEMS + IC Systems, Paris-France, 17-18 mai, 2010

A. Bounouh, **F. Blard**, F. Camon, D. Belieres, F. Ziade
Microsystems for electrical AC voltage metrology
IMEKO World Congress on Fundamental and Applied Metrology, Lisbonne (Portugal), 6-11 Septembre 2009, pp.844-848

A. Bounouh, **F. Blard**, H. Camon, D. Belieres, C. Pisella, F. Ziade
Micro-nanosystems for electrical metrology and precision instrumentation”
8th international seminar on electrical metrology - VIII semetro, Joao Pessoa, Brésil, 17-19
juin 2009

A. Bounouh, **F. Blard**, H. Camon, D. Belieres, F. Ziade
MEMS for AC voltage metrology
EURAMET-LF experts meeting, Ljubljana, Slovenie, 25-27 mai 2009.

F. Blard, A. Bounouh, H. Camon, D. Belieres, F. Ziade
MEMS multi-physics approach design and fabrication for electrical metrology applications
Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'2009), Rome
(Italie), 1-3 Avril 2009, pp.214-218

A. Bounouh, H. Camon, R. Plana, D. Belieres, Q. Wang, **F. Blard**, F. Ziade, A. Poletaeff, D.
Allal, C. Pisella
Design and fabrication of MEMS based AC voltage reference
*16th IMEKO TC4 Symposium on Exploring New Frontiers of Instrumentation and Methods
for Electrical and Electronic Measurements*, Florence (Italie), 22-24 Septembre 2008, 6p.

Résumé

Les systèmes microélectromécaniques (MEMS) sont d'excellents candidats pour la métrologie électrique. En effet, grâce au couplage électromécanique dans les MEMS, il est possible de réaliser des références secondaires de tension continue (DC) ou alternative (AC) ayant des valeurs de quelques volts à quelques centaines de volts avec des stabilités relatives pouvant atteindre quelques 10^{-7} . Celles-ci peuvent alors être une alternative aux actuelles références Zener dans le cas de la tension continue, et constitueront une première pour la tension alternative puisque aucune référence n'existe hormis celle basée sur l'effet Josephson.

Ce travail de thèse a été dédié au développement et à la fabrication de plusieurs générations de structures MEMS à capacité électrique variable dans lesquelles on exploite le phénomène du *pull-in* pour réaliser des références de tension AC. Le design des échantillons, basé sur des architectures spécifiques correspondant à différents modes de déplacement de l'électrode mobile, est réalisé grâce à des modélisations sous ConventorWare. On distingue des structures à débattement vertical favorisant un déplacement en mode piston de la membrane mobile et des structures à peignes interdigités à déplacement dans le plan. Ces différentes structures ont été fabriquées à partir d'un procédé technologique industriel MPW (Multi-project Wafer) de la société Tronic's, basé sur un substrat SOI (Silicon On Insulator). En parallèle, un procédé technologique dédié a été mis au point pour s'adapter aux exigences particulières de nos applications. Les références de tension AC ainsi développées présentent des tensions de *pull-in* variant de 2 V à 100 V avec des fréquences de résonance mécanique mesurées par DLTS (Deep Level Transient Spectroscopy) de seulement quelques kilohertz. Ce dernier résultat permet donc d'envisager l'utilisation de ces références de tension AC sur une large gamme de fréquence, de quelques dizaines de kilohertz jusqu'à quelques Mégahertz. Nous avons également développé une électronique de commande spécifiquement adaptée aux caractéristiques de nos MEMS et intégrant une régulation de la température au mK près. La stabilité de la tension des MEMS a été mesurée sur plus de 150 heures avec une fluctuation inférieure au millionième à 50 kHz et 100 kHz. Les essais à plusieurs centaines de kHz sont également très prometteurs. La dépendance en température est dix fois plus petite que celle rapportée antérieurement, permettant ainsi de s'affranchir de plateformes de stabilisation thermique sophistiquées.

Mots clés : MEMS, modélisation, MPW, SOI, références de tension AC

Abstract

Microelectromechanical systems (MEMS) are excellent candidates for electrical metrology. Thanks to the electromechanical coupling in MEMS, it is possible to make secondary DC and AC voltage references with values from a few volts to several hundred volts with relative stabilities of about 10^{-7} . These standards could constitute an alternative to current Zener references in the case of DC voltage and a first in AC metrology field. This PhD work was dedicated to the development and manufacturing of several generations of MEMS structures with variable electrical capacitance in which we exploit the pull-in phenomenon to build AC voltage references. The design of the samples based on specific architectures characterized by different modes of motion of the movable electrode is achieved through ConventorWare modeling. Both MEMS structures having vertical displacement of the movable membrane and combs-drive design for in-plane motion were considered. These structures have been fabricated with an industrial MPW (Multi Project Wafer) process technology, based on an SOI (Silicon On Insulator) surface micromachining process. However, a dedicated process technology has been developed to meet the specific requirements of our applications. AC voltage references having pull-in voltages ranging from 2 V to 100 V were developed with mechanical resonant frequencies of only a few kilohertz. This makes it possible to use the AC voltage references over a wide frequency range from a few tens of kilohertz to a few megahertz. We have also developed readout electronics specifically designed to match the MEMS characteristics and where the temperature of the samples is controlled. The voltage stability of MEMS was measured over 150 hours and the relative deviation from the mean was found less than one part in 10^6 at 50 kHz and 100 kHz. Results at several hundred of kHz are also very promising. The temperature dependence is ten times smaller than previously reported, which allow to use less sophisticated thermal stabilization platforms.

Keywords : MEMS, modeling, MPW, SOI, AC voltage references