



HAL
open science

Conception et Modélisation de MEMS monolithique CMOS en technologie FSBM: Application aux accéléromètres

Aboubacar Chaehoi

► **To cite this version:**

Aboubacar Chaehoi. Conception et Modélisation de MEMS monolithique CMOS en technologie FSBM: Application aux accéléromètres. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2005. Français. NNT: . tel-00277563

HAL Id: tel-00277563

<https://theses.hal.science/tel-00277563>

Submitted on 6 May 2008

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.

UNIVERSITE MONTPELLIER II
- SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC -

T H E S E

Présenté à l'Université Montpellier II, Sciences et Techniques du Languedoc
pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE MONTPELLIER II

Discipline : *Electronique, Optronique et système*
Formation Doctorale : *Système Automatique et Microélectronique (SyAM)*
Ecole Doctorale : Information Structure et système (I2S)

Conception et modélisation
de MEMS monolithiques CMOS en technologie FSBM :
application aux accéléromètres

par

Aboubacar CHAEHOI

présentée et soutenue publiquement
le 12 octobre 2005 devant le jury composé de

M. Alain FOUCARAN, Professeur, Université Montpellier II
M. Lionel BUCHAILLOT, Directeur de Recherches CNRS, IEMN
M. Gilbert REYNE, Directeur de Recherches CNRS, LEG
M. Pascal NOUET, Professeur, Université Montpellier II
M. Salvatore BAGLIO, Professeur, Université de Catane
M. Laurent LATORRE, Maître de conférence, Université Montpellier II
M. Frédérick MAILLY, Maître de conférence, Université Montpellier II

Président du jury
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Thèse
Co-Directeur de Thèse
Examineur
Invité

Avant-propos

Ce travail de thèse a été effectué dans le cadre d'une cotutelle entre le Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique (LIRMM) de l'Université de Montpellier et le Dipartimento di Ingegneria Elettrica Elettronica e dei Sistemi (DIEES) de l'Université de Catane.

Je souhaiterais avant tout adresser mes remerciements à mes directeurs de thèse : Mr Pascal NOUET, Professeur à l'Université Montpellier II, pour l'encadrement actif dont j'ai bénéficié durant ces trois années ; Mr Salvatore BAGLIO, Professeur à l'Università degli Studi di Catania, pour l'accueil chaleureux qu'il m'a réservé.

Je tiens à remercier Mr Laurent LATORRE, Maître de conférence à l'Université Montpellier II, pour son aide et son expérience dont il m'a fait profiter durant la préparation de cette thèse. Je voudrais aussi remercier Mr Frédérick MAILLY, Maître de conférence à l'Université Montpellier II, pour son aide dès son arrivée dans notre équipe. J'adresse également mes remerciements à Mr François PIERROT, Directeur de Recherches au LIRMM, pour sa participation à cette étude.

Mes remerciements vont également à Mr Lionel BUCHAILLOT (Directeur de Recherches à l'Institut d'électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie de Lille) et à Mr Gilbert REYNE (Directeur de Recherches au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble) pour avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse.

J'adresse mes remerciements à tous mes amis (Huy, Audrey, Hassan, Christophe, ...) pour leur soutien durant ces trois années. Je souhaiterais plus particulièrement remercier Virgil pour le temps qu'il a consacré à la relecture de ce manuscrit.

Enfin, j'exprime toute mon amitié à mes camarades doctorants grâce à qui je garderai d'excellents souvenirs de mon passage au LIRMM.

A Amine, Ibrahim, Chamssiya et Koulssoumi

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Accéléromètres et technologies des MEMS.....	7
I.1 Introduction.....	9
I.2 Technologies de micro-usinage des MEMS.....	12
I.2.1 Micro-usinage en surface.....	12
I.2.2 Micro-gravure en volume.....	13
I.3 Les méthodes de transduction des accéléromètres.....	15
I.3.1 La détection capacitive.....	15
I.3.2 La détection piézorésistive.....	17
I.3.3 La détection à base de piézojonction de transistor.....	19
I.3.4 La détection piezoélectrique.....	19
I.3.5 La détection à effet tunnel.....	20
I.3.6 La détection à structures résonantes.....	21
I.3.7 La détection optique.....	22
I.3.8 La détection thermique.....	23
I.3.9 Quelques détections originales.....	25
I.4 Conclusion.....	27
Chapitre II : Mesure par transduction piézorésistive.....	31
II.1 Introduction.....	33
II.2 Etude de faisabilité : Approche expérimentale.....	33
II.2.1 Réponse de la structure de test aux chocs.....	35
II.2.2 Réponse de la structure de test aux vibrations.....	37
II.3 Etude de faisabilité : Approche analytique d'optimisation du capteur.....	38
II.4 Modélisation.....	43
II.4.1 Calcul de la flexion de la poutre sous l'effet d'une accélération.....	44
II.4.2 Modèle de masse.....	46
II.4.3 Modèle de raideur.....	47
II.4.4 Calcul de la tension de sortie.....	48
II.5 Validation du modèle statique : Simulation par éléments finis.....	49
II.5.1 Comportement sous l'effet d'une charge statique.....	49
II.5.2 Comportement dynamique.....	50
II.5.3 Etude des sensibilités hors axe.....	52
II.6 Simulations électriques.....	55
II.7 Prototype.....	59
II.8 Conclusion.....	64

Chapitre III : Mesure par transduction thermique	67
III.1 Introduction	69
III.2 Détection thermique	69
III.2.1 Rappels sur les transferts thermiques	69
III.3 Principe de l'accéléromètre thermique	72
III.3.1 Distribution de la température le long de la résistance	73
III.3.2 Transfert de chaleur dans le fluide	75
III.4 Prototype	78
III.5 Modélisation à l'aide des éléments finis	82
III.5.1 Modèle statique	82
III.5.2 Modèle dynamique	88
III.6 Influence de la taille de la cavité	93
III.7 Conclusion	98
Chapitre IV : Etude préliminaire d'un accéléromètre trois-axes	101
IV.1 Introduction	103
IV.2 Accéléromètre 3-axes à détection piézorésistive	103
IV.2.1 Simulation des performances de la structure piézorésistive	105
IV.3 Combinaison des transductions thermique et piézorésistive	111
IV.3.1 Mesure de l'accélération latérale : Transduction thermique	111
IV.3.2 Mesure de l'accélération verticale : Transduction piézorésistive	115
IV.4 Conclusion	118
Conclusion générale	119
Résumé en italien \ Riassunto	123
1 Introduction	125
2 Sensing accelerazione perpendicalre al piano	126
2.1 Modeli	105
2.2 Validazioni del modello : Simulazioni FEM	105
2.3 Simulazioni a livello di sistema	105
2.4 Risultati	105
3 Sensing accelerazione lungo il piano	111
3.1 Progetto e realizzazione del prototipo	111
3.2 Risultati sperimentali	115
3.1 Modelli termici e simulazioni	111
4 Conclusioni	118
Références bibliographiques	141
Publications et Conférences	149

Introduction générale

Introduction générale

Un *MEMS* (Micro Electro Mechanical System) est un système microélectronique composé d'éléments électroniques analogiques et numériques mais aussi d'éléments électromécaniques destinés à assurer des fonctions de capteurs ou d'actionneurs. Les MEMS (aussi désignés sous l'appellation de *Microsystèmes* en Europe ou *Micromachines* au Japon) réunissent un ensemble de composants réalisés le plus souvent sur silicium à l'aide de micro technologies. Leur particularité est d'employer des technologies microélectroniques pour réaliser des dispositifs qui, en plus d'être des circuits électroniques, sont des capteurs et/ou des actionneurs. L'électronique est fabriquée en utilisant les procédés de fabrication des circuits intégrés (par exemple CMOS, Bipolaire, BICMOS), tandis que les parties mécaniques sont fabriquées à l'aide de procédés qui éliminent certaines parties du wafer ou ajoutent de nouvelles couches structurales pour former le dispositif mécanique. Le concept "micromechanics" fait référence à l'utilisation du silicium comme matériau mécanique et/ou à l'application de la technologie avancée des circuits intégrés pour fabriquer des structures mécaniques de très petites dimensions. L'association de la microélectronique sur silicium avec la technologie de micro-usinage a rendu possible la réalisation de systèmes sur puce complets. La technologie des MEMS permet le développement de composants intelligents ; elle ajoute à la capacité de calcul de la microélectronique, l'aptitude de percevoir et de contrôler des micro-capteurs et des micro-actionneurs. Ces composants profitent à la fois d'une extrême miniaturisation et d'un rapport performance/coût très avantageux du fait de leur capacité à être produits en série par les procédés de fabrication collective.

Les analystes prédisent que les ventes en 2005 des accéléromètres uniquement dédiés à l'automobile atteindront 603M\$ [Forman D.]. Le marché des accéléromètres est ainsi l'un des domaines des MEMS en pleine expansion.

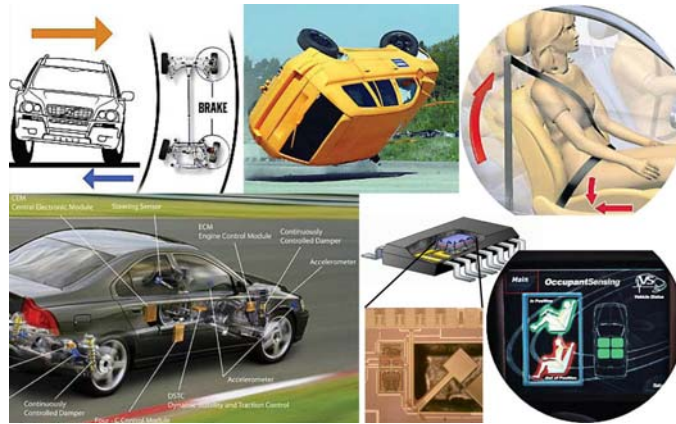


Figure 1. Un des domaines d'application des accéléromètres est l'automobile. Du déclenchement des airbags au dispositif d'anti-retournement, ces capteurs sont indispensables dans ce domaine (source : images web + LIRMM).

On trouve les accéléromètres principalement dans l'automobile (airbag, suspension active, pré-tensionneur de ceinture de sécurité, alarme anti-vo, détecteur d'occupation de siège, contrôle de stabilité, dispositif anti-retournement, etc.), mais ils sont également utilisés dans de nombreux domaines publics et industriels (caméscope, téléphone portable, système de navigation GPS, sismométrie, surveillance de machines, etc.). A chaque type d'application correspond un accéléromètre avec des performances dédiées. Bien souvent la performance est liée au coût du capteur. La majorité des accéléromètres détectent l'accélération suivant une direction, cette donnée est souvent insuffisante pour avoir une information exacte sur le mouvement, car l'accélération est une grandeur vectorielle. Ainsi les accéléromètres triaxiaux sont nécessaires pour le contrôle de mouvement dans de nombreuses applications telles que l'automobile ou la robotique. L'accéléromètre intégré trois-axes présente beaucoup d'avantages (en comparaison à la combinaison de trois accéléromètres mono-axe), entre autres : la diminution du coût et de la taille.

La technologie de fabrication de microsystèmes la moins onéreuse est la technologie CMOS associée à la micro-gravure en volume du substrat par la face avant (Front Side Bulk Micromachining FSBM). Cette technologie permet l'intégration monolithique du capteur (l'électronique, ainsi que la partie mécanique du capteur sont sur le même substrat de silicium). L'objectif de ma thèse est la *conception et la modélisation d'accéléromètres monolithiques CMOS trois-axes à faible coût.*

Dans une première partie, nous dresserons un état de l'art des différents types de transduction pour la mesure de l'accélération. Deux types de transductions compatibles avec la technologie CMOS-FSBM seront retenus pour nos capteurs, la détection piézorésistive et la détection thermique.

Dans le second chapitre nous étudierons la transduction piézorésistive pour la mesure de l'accélération verticale. La structure proposée est une simple masse sismique attachée à une poutre. Un modèle sera proposé pour ce type d'accéléromètre. Ce modèle sera vérifié d'une part par des simulations par éléments finis et ensuite par les résultats expérimentaux d'un premier prototype d'accéléromètre.

Le troisième chapitre sera consacré à la mesure de l'accélération horizontale à l'aide de la transduction thermique. Le principe de cette transduction est basé sur le transfert de chaleur par convection thermique d'une résistance chauffante vers des détecteurs. L'approche de modélisation sera plutôt ici d'essayer de dégager des règles simples de conception de ce type d'accéléromètre. Une grande partie de ce travail a été effectué lors mon séjour au *Dipartimento di Ingegneria di Ingegneria Elettrica Elettronica e dei Sistemi (DIEES - Italy)* dans le cadre de ma cotutelle de thèse. Cette modélisation s'appuie à la fois sur des simulations par éléments finis et sur les résultats expérimentaux obtenus à l'aide d'un prototype.

L'étude préliminaire d'un accéléromètre trois-axes est abordée dans la dernière partie. Une première structure basée sur les mécanismes parallèles sera évaluée. Cette structure entièrement piézorésistive est étudiée pour la détection de l'accélération dans les trois directions. Une seconde solution combinant les deux types de transductions piézorésistive et thermique sera ensuite proposée.

Chapitre I

Accéléromètres et technologies des MEMS

I.1 Introduction

Un accéléromètre mesure l'accélération subie par un objet, cette accélération est exprimée en m/s^2 ou en nombre de "g" qui correspond à l'accélération de la pesanteur moyenne sur la terre ($1g=9.8m.s^{-2}$). Voici quelques ordres de grandeurs d'accélération pouvant être rencontrés : 1g est l'accélération subie par un objet, lorsqu'il est soumis à la seule force gravitationnelle terrestre ; 0-2g correspond à l'accélération d'une personne se mettant en mouvement ; 5-30g est l'accélération subie par un conducteur lors d'un accident de voiture ; 100-2000g serait l'accélération subie par un objet lors du choc si vous le laissez tomber d'un mètre sur un sol dur ; enfin 10 000g est l'ordre de grandeur de l'accélération subie par une balle au départ d'un fusil.

Le premier accéléromètre sur silicium a été présenté en 1979 [Roylance79]. Par le passé, les accéléromètres étaient utilisés dans des domaines d'applications où le critère de coût passait au second plan (applications militaires, aérospatial). Aujourd'hui grâce aux techniques de micro-usinage (ce terme fait référence à la fabrication de structures micromécaniques à l'aide de techniques empruntées aux méthodes de fabrication microélectroniques) qui permettent de réduire considérablement les coûts de fabrication, les accéléromètres sont présents dans de nombreux domaines d'application grand public et industriels. Ce sont les applications automobiles qui depuis les années 1990 ont donné aux microsystèmes leurs lettres de noblesse. Les voitures hauts de gammes (BMW série 7, Mercedes Classe S, Cadillac, Lincoln, etc.) sont équipées de pas moins d'une quinzaine de micro-accéléromètres pour la sécurité et le confort de conduite. Avec un volume de production de 90 millions d'unités pour l'année 2003 [Yole04], les capteurs d'accélération représentent le second marché des microsystèmes après les capteurs de pressions.

Les accéléromètres sont présents dans de nombreux domaines. On les trouve principalement dans l'automobile (airbag, suspension active, pré-tensionneur de ceinture de sécurité, alarme anti-vol, détecteur d'occupation de siège, contrôle de stabilité, dispositif anti-retournement, etc.), mais ils sont également utilisés en sismométrie pour la prévision des tremblements de terre, en vulcanologie, pour l'exploration pétrolière, en robotique, dans la surveillance des vibrations des machines industrielles, dans le contrôle de la qualité de transport des

marchandises, ou encore dans les systèmes de stabilisation d'images pour caméra, dans les applications de réalité virtuelle, dans les systèmes d'opération assistée par ordinateur. Bientôt, ils équiperont nos téléphones portables et autres PDA (retourner le téléphone, face orientée vers le bas, suffirait à couper la sonnerie), ils équiperont les disques durs (l'accéléromètre détectant la chute du disque donne le signal à la tête de lecture/écriture de se positionner loin du disque avant l'impact, protégeant ainsi les données et le disque lui-même ; le succès des baladeurs MP3 à disque dur tel que l'iPOD de Apple® ou encore le Jukebox Multimedia de Archos® fait de l'accéléromètre un composant bientôt indispensable pour ces appareils). Ils assisteront les systèmes de navigation par satellites GPS et Galileo. Les systèmes seront alors capables d'estimer la position durant les périodes où le signal de position des satellites serait atténué par des obstacles. La Hi-Fi bénéficiera aussi de ces capteurs, intégrés aux subwoofers actifs : les accéléromètres sont capables de mesurer les fréquences de distorsions harmoniques qui détériorent la qualité du son. Les exemples d'applications sont encore nombreux. Pour résumer, notons que dès qu'il est nécessaire d'avoir des informations sur le mouvement, que l'on souhaite mesurer l'inclinaison, mesurer des vibrations ou des chocs, on utilise un accéléromètre. La figure 1.1 illustre quelques applications des accéléromètres.



Figure 1.1. Applications des accéléromètres : mesure du mouvement, mesure de l'inclinaison, mesure de vibrations, mesure de choc (source : Analog Devices)

Les accéléromètres sont définis par les paramètres suivants : sensibilité, résolution, plage de fonctionnement, bande passante, sensibilité hors axe, offset, choc maximum toléré [Yazdi98]. Ces paramètres déterminent les domaines d'applications associés à chaque type d'accéléromètre. Le tableau 1.1. donne les spécifications d'accéléromètres pour deux types d'applications distincts. Les applications automobiles utilisent des accéléromètres pouvant mesurer des accélérations jusqu'à 50g avec des résolutions inférieures à 100mg. La navigation nécessite des capteurs avec une meilleure résolution (de l'ordre du micro-g) pour des amplitudes d'accélération inférieures au g, une plus faible non linéarité et une sensibilité hors axe infime. La figure 1.2. montre les domaines d'applications de ces capteurs associés à leurs performances.

Tableau 1.1. Spécifications typiques des accéléromètres dédiés aux applications automobiles et à la navigation [Yazdi98]

Application	Automobile	Navigation
Amplitude des accélérations	$\pm 50g$ (airbag) $\pm 2g$ (stabilisation véhicule)	$\pm 1g$
Fréquences fonctionnement	DC-400Hz	DC-100Hz
Résolution	$< 100mg$ (airbag) $< 10mg$ (stabilisation véhicule)	$< 4\mu g$
Sensibilité hors axe	$< 5\%$	$< 0.1\%$
Non linéarité	$< 2\%$	$< 0.1\%$
Choc maximum (pdt 1ms)	$> 2000g$	$> 10g$
Température fonctionnement	$-40^{\circ}C$ à $85^{\circ}C$	$-40^{\circ}C$ à $80^{\circ}C$
Coeff. d'offset dû à la temp	$< 60mg/^{\circ}C$	$< 50\mu g/^{\circ}C$
Coeff. de sensibilité à la temp	$< 900ppm/^{\circ}C$	$\pm 50ppm/^{\circ}C$

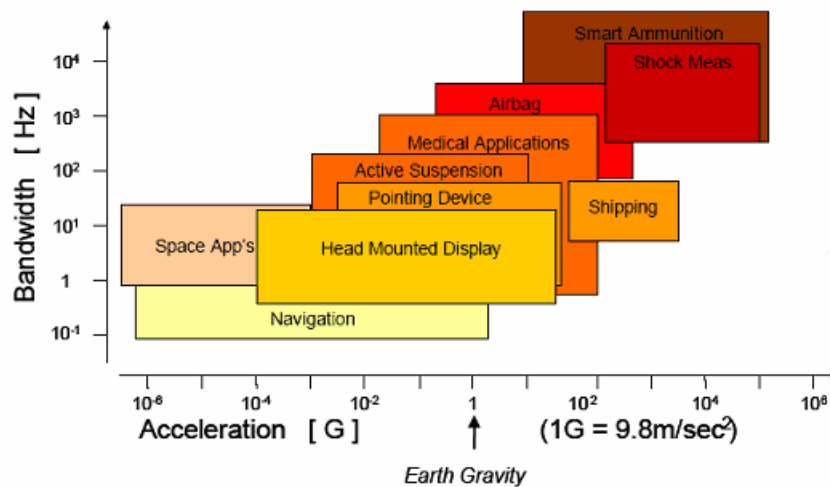


Figure 1.2. Marché des accéléromètres : Relation entre la gamme de mesure et la bande passante [Kraft]

Nous pouvons voir que pour une application de type airbag, les performances des accéléromètres utilisés sont une bande passante allant de 100Hz à 1kHz avec une gamme de mesure allant de 1g à 100g. Les dispositifs de navigation utilisent quand à eux des capteurs possédant une bande passante allant de 0,1Hz à 10Hz avec une gamme de mesure allant du micro-g au g.

I.2 Technologies de micro-usinage des MEMS

Le micro-usinage associé à la technologie de fabrication des circuits intégrés sur silicium permet une réduction des coûts, la miniaturisation des capteurs et une intégration monolithique des systèmes (structure mécanique et circuit électronique sur le même substrat). La fabrication de la plupart des microsystèmes utilise un wafer de silicium comme substrat. Il existe plusieurs techniques pour fabriquer des structures mécaniques en silicium. Nous rappelons ici les deux principales, totalement compatibles CMOS, le micro-usinage en surface et le micro-usinage en volume. Ces deux techniques de gravures dites *humides* (la micro-gravure est réalisée à l'aide d'une solution chimique) entraînent la fabrication de structures différentes. Selon l'application ces deux techniques peuvent être en concurrence, tandis que l'une ou l'autre peut être préférée pour une application particulière.

I.2.1 Micro-usinage en surface

Le micro-usinage en surface (Surface micromachining) est la technique de gravure sélective consistant à enlever sélectivement une des couches pré-déposée, cette couche est appelée couche sacrificielle. Une illustration de cette gravure est donnée à la figure 1.3. Tout d'abord la couche sacrificielle est déposée sur le substrat. Une couche de matériau destinée à la réalisation de la partie mécanique, appelée couche structurelle, est ensuite déposée sur la couche sacrificielle. Finalement la couche sacrificielle est enlevée par micro-gravure pour laisser la partie mécanique suspendue. La couche sacrificielle est choisie en fonction de la couche qui constituera la structure mécanique. Le facteur important est la disponibilité d'une solution de gravure pouvant supprimer la couche sacrificielle sans attaquer la couche servant à la structure mécanique et/ou le substrat. La combinaison couramment utilisée est une couche sacrificielle en oxyde associée à une couche de polysilicium comme structure mécanique. Cette technique est utilisée pour la production de nombreux MEMS. Les capteurs ainsi obtenus sont le plus souvent basés sur la détection capacitive. La structure obtenue est insensible aux variations de température. Cette technique permet l'utilisation d'une électronique intégrée monolithique.

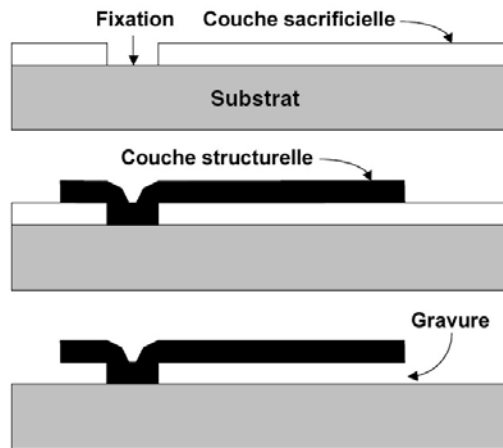


Figure 1.3. Gravure en surface

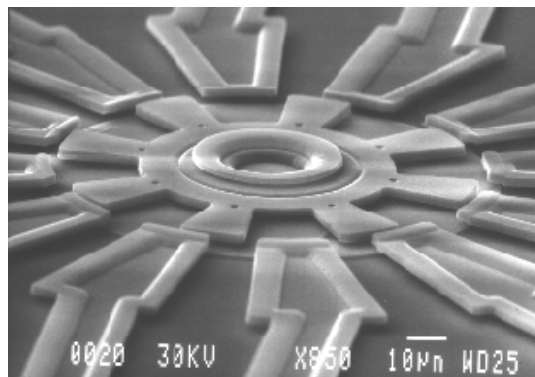


Figure 1.4. Exemple de structure micro-usinée par gravure en surface (micromoteur, source SANDIA National Labs)

I.2.2 Micro-gravure en volume Bulk micromachining

Le micro-usinage en volume est un procédé permettant de fabriquer des structures suspendues par gravure du substrat d'un circuit intégré. La gravure du substrat peut être sèche (par exemple : Reactive Ion Etching, RIE) ou humide (par exemple : attaque chimique par KOH, TMAH, EDP). Cette technique de gravure est parfois associée à un procédé de collage de substrat (substrate bonding), par exemple : Silicon On Insulator SOI, Silicon On Glass SOG... Ici aussi une intégration monolithique de l'électronique est possible.

La technique que nous utilisons pour la fabrication de nos capteurs est une gravure en volume par la face avant (Front Side Bulk Micromachining, FSBM). La superposition des ouvertures d'oxydes définit des zones de substrat exemptes de tout dépôt, ces zones sont alors prêtes à

graver (figure 1.5). Ce procédé auto-aligné (il ne nécessite aucun alignement de masques supplémentaires) nécessite une seule étape post-process de gravure, ce qui diminue les coûts de fabrication et augmente le rendement.

La figure 1.6 nous montre des exemples de structures micro-usinées par FSBM.

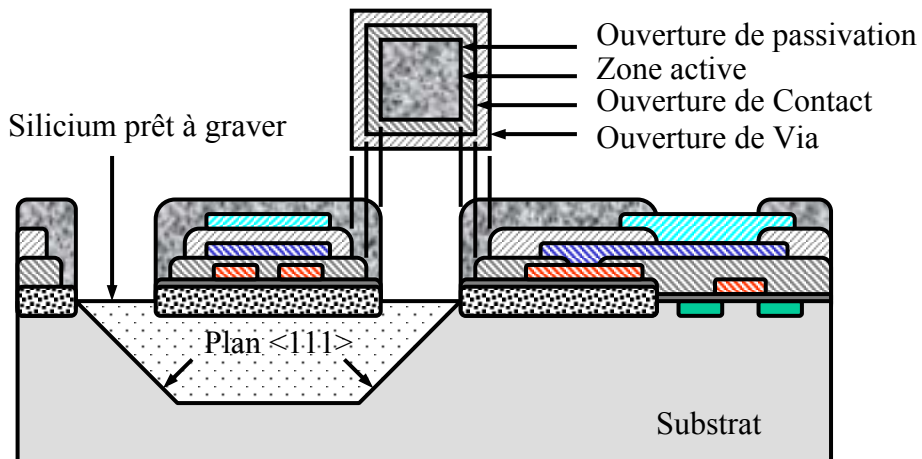


Figure 1.5. Gravure en volume par la face avant (FSBM)
La surface à graver est définie par superposition des ouvertures d'oxydes

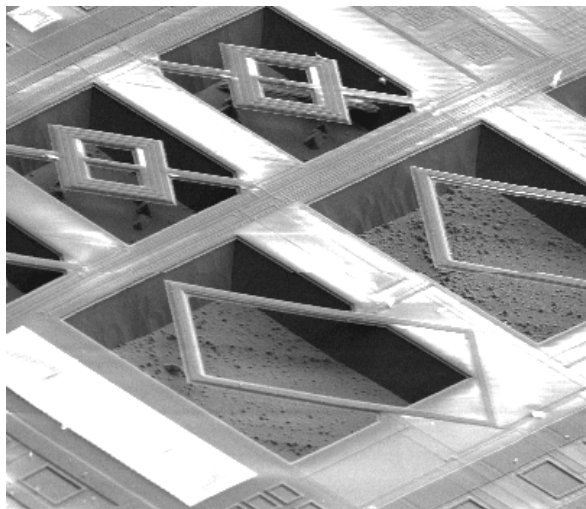


Figure 1.6. Exemple de structures micro-usinées par gravure en volume par FSBM

I.3 Les méthodes de transduction des accéléromètres

La loi fondamentale de la dynamique établit le lien entre l'accélération A appliquée à un corps et la force F qui en résulte : $(F=mA)$; où m est la masse. L'interaction entre la force et l'accélération est réciproque. La majorité des accéléromètres fonctionne sur ce principe. On mesure l'accélération en mesurant la force exercée sur un corps d'épreuve, ou encore la déformation que cette dernière engendre sur une structure. Il existe différentes techniques pour mesurer le déplacement du corps d'épreuve, elles sont énumérées dans les paragraphes suivants.

Il existe aussi différentes techniques pour transformer l'action de l'accélération sur le capteur en signal électrique. Dans cette partie nous ferons l'inventaire des principaux types d'accéléromètres existants.

I.3.1 La détection capacitive

La détection capacitive est la méthode la plus utilisée à ce jour pour les accéléromètres. La figure 1.7 illustre le fonctionnement de l'accéléromètre à détection capacitive. Le "corps d'épreuve" (terme désignant la partie du capteur sensible à l'accélération, le terme "masse sismique" est aussi employé) est une électrode mobile. Une capacité est formée entre le corps d'épreuve et une partie fixe du système. La détection consiste à évaluer, lors de l'accélération, les variations de capacité lorsque le corps d'épreuve s'éloigne ou se rapproche de l'élément fixe.

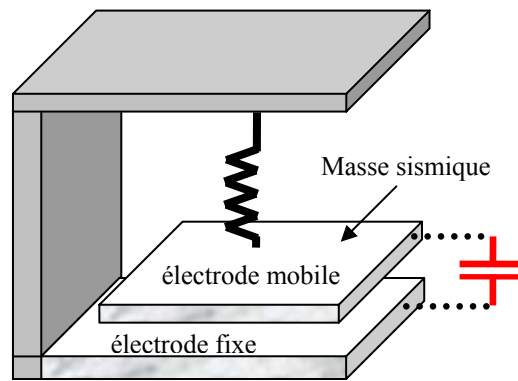


Figure 1.7. Principe de l'accéléromètre à détection capacitive

Les accéléromètres à détection capacitive CMOS utilisent deux types de gravure. La gravure en volume (bulk micromachining) [Xie02] où ici deux étapes post-process sont nécessaires : l'une pour supprimer le diélectrique et l'autre pour libérer la partie mobile. La gravure en surface (surface micromachining) consiste à éliminer des "couches sacrificielles" pour obtenir des structures suspendues [ADXL150/250], [Lu95]. Le gap entre les différents doigts étant très petit (de l'ordre du micron) cette technique permet de réaliser des capacités (de l'ordre du femto Farad) [Luo00].

Les structures capacitives possèdent les avantages suivants : une faible sensibilité aux variations de température, une grande sensibilité, une bonne réponse statique et une bonne performance en terme de bruit. De plus il est possible d'utiliser un retour de force sur les poutres à l'aide d'une force électrostatique [Chau95]. Ceci permet d'augmenter la robustesse du système face à des chocs élevés ou des vibrations de très grande amplitude, d'augmenter la linéarité et la stabilité, d'améliorer la réponse en fréquence [Lemkin97], et enfin d'élargir la bande passante [Lemkin99], [Luo00]. L'utilisation d'une force électrostatique procure également un moyen de pratiquer le test automatique du capteur.

De par leur nature capacitive, ces structures sont sensibles aux interférences électromagnétiques. Le conditionnement de l'électronique devient ainsi plus complexe. Du fait de petites variations de capacité lors du fonctionnement, une électronique performante est exigée pour obtenir une bonne résolution. La variation de capacité en réponse aux accélérations est quant à elle non linéaire et il est nécessaire d'utiliser des architectures de pont capacitif différentiel [Xie00].

Les capacités sont souvent formées par des poutres disposées de façon à former des peignes interdigités. La figure 1.8 nous montre une structure d'accéléromètre à détection capacitive, le

corps d'épreuve est un peigne mobile inter-digité avec un peigne fixe. Des capacités sont obtenues entre les doigts des peignes. Il existe des problèmes d'alignement des éléments capacitifs car les poutres formant les capacités se courbent à l'issue de la fabrication. Lors de l'usinage, les éléments libérés étant très fins, le stress résiduel lors de la libération fait courber les poutres (curling). Les éléments sensibles n'étant pas en vis-à-vis, la qualité de la capacité est ainsi dégradée. Des astuces de conception sont employées pour corriger ce problème. L'espace séparant les électrodes étant très petits (1-2 μm), un soin particulier doit être accordé au packaging pour éviter la poussière et autres particules, de plus la constante diélectrique de l'air est très sensible à l'humidité. Les performances en terme de bruit sont de l'ordre du $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ pour les accéléromètres verticaux et de l'ordre de la centaine de $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ pour les accéléromètres latéraux (cette différence s'explique du fait que les accéléromètres verticaux bénéficient de plus de masse sismique et d'une distance inter-électrodes plus petite) [Najafi03].

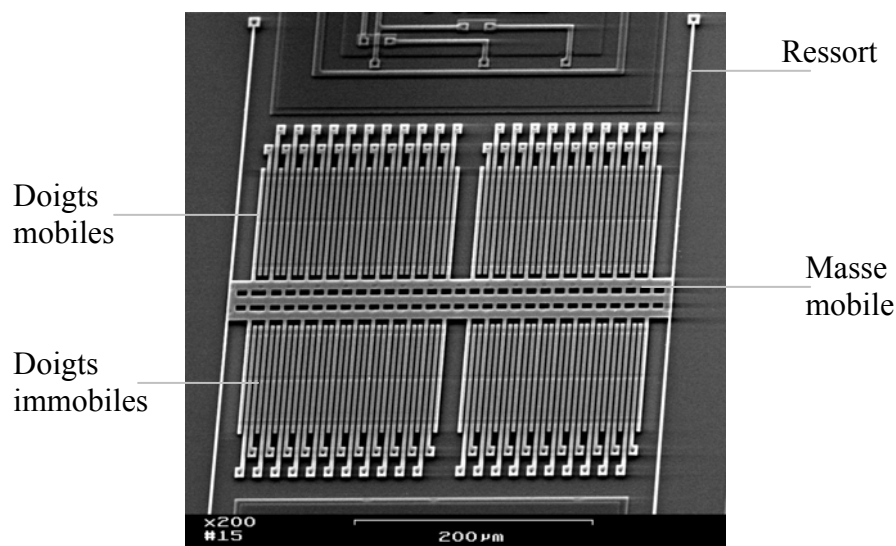


Figure 1.8. Exemple d'accéléromètre à détection capacitive : l'ADXL. Commercialisé depuis 1993 par Analog Devices Inc, l'ADXL est à ce jour le plus grand succès d'accéléromètre du marché

I.3.2 La détection piézorésistive

La détection piézorésistive était utilisée dans les premiers accéléromètres [Roynance79], [Barth88], et elle est aujourd'hui encore utilisée dans certains capteurs commercialisés [Sensoror], [Hokuriku Electric Industry]. Hokuriku commercialise depuis 1993 le plus petit accéléromètre à détection piézorésistive trois-axes.

Les micro-systèmes à détection piézorésistive sont fabriqués exclusivement en utilisant le procédé de gravure en volume (bulk micromachining). Tirant profit de la maturité de la technologie de fabrication des capteurs de pression, les accéléromètres à détection piézorésistive micro-usinés en volume ont été développés dans les années 80, ils sont aujourd'hui en production de masse.

Le corps d'épreuve est une poutre suspendue ou une masse suspendue, on mesure ici la déformation de la structure lors de l'accélération à travers la variation de résistance d'un élément piézorésistif placé à l'encastrement de la poutre (lieu où la contrainte est maximale), ce principe est illustré à la figure 1.9. Ces capteurs sont naturellement faciles à intégrer en technologie CMOS. Selon le procédé, le polycilicium ou le silicium mono-cristalin est utilisé pour les jauges piézorésistives. La valeur de la résistance varie avec la contrainte [Tuft82], [Kanda82], [Lo95].

Ce type de dispositif est relativement simple et peut être facilement intégré dans une configuration de type pont résistif (pont de Wheatstone) permettant ainsi l'utilisation d'une électronique simple. Les accéléromètres ainsi conçus sont utilisés généralement pour la mesure de chocs ou d'accélération de forte amplitude (exemple 100 000g [Ning95]).

Ces accéléromètres peuvent être sensibles aux trois axes [Kwon98].

L'inconvénient majeur de ce type de détection est la dérive de la valeur des résistances en fonction de la température (la valeur de la résistance dépend de la température), on se trouve ainsi avec un offset et une sensibilité non calibrés (nécessité d'un circuit d'étalonnage et de compensation). Néanmoins de telles structures peuvent fonctionner à hautes températures (>100 °C). Dans ces systèmes le bruit est important à basse fréquence.

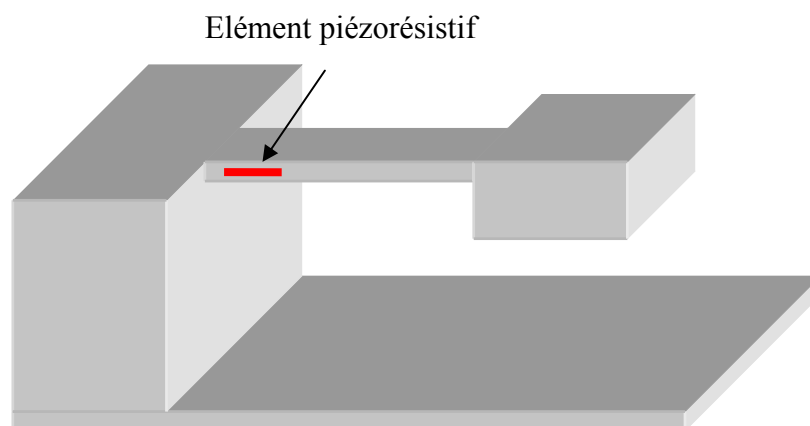


Figure 1.9. Principe de fonctionnement d'un accéléromètre à détection piézorésistive

I.3.3 La détection à base de piezojonction de transistor

Les effets des contraintes mécaniques sur le comportement des transistors ont été longuement étudiés car des contraintes sur les circuits électroniques pouvaient naître lors de l'encapsulation.

La piézosensibilité des transistors bipolaires peut être utilisée à la place des jauges piézorésistives pour la mesure du signal [Takao97]. La contrainte imposée entraîne une repopulation des électrons dans le canal du transistor [Maruyama90] et modifie ainsi la mobilité des électrons [Welser94] [Chen80].

L'utilisation des transistors, à la place de piézo-résistances, comme élément sensible permet de réduire considérablement la taille de l'élément de transduction. Comparée à la détection piézorésistive, cette approche a l'avantage de réduire considérablement la puissance consommée, ce qui représente un atout pour certaines applications (applications médicales, notamment).

I.3.4 La détection piezoélectrique

Un corps piézoélectrique est un corps ayant la propriété de présenter un potentiel à ses bornes lorsqu'il est soumis à une contrainte, et réciproquement. Les matériaux utilisés sont le plus souvent le ZnO [DeVoe97] ou le PZT (Piezoelectric lead Zirconate Titanate) [Wang02]. La propriété inverse de la piézoélectricité est utilisée pour effectuer une contre réaction sur la structure. On peut ainsi utiliser pour ce type de capteur un seul élément piézoélectrique (dans ce cas on échantillonne le temps et on le partage entre l'actionnement et la mesure) ou alors deux éléments piézoélectrique (ici les deux éléments forment un sandwich, l'un servant à l'actionnement et l'autre à la mesure). L'avantage de ce type de détection est une transduction à puissance consommée nulle (les variations de contraintes produisant un potentiel).

Les accéléromètres à détection piézoélectrique utilisent les deux types de gravure bulk-micromachining [Chen82] et surface-micromachining [DeVoe97]. Cette technique de détection n'est pas compatible avec une fabrication complètement CMOS (full-CMOS), il nécessite le dépôt de films piézoélectriques sur les structures.

La détection piézoélectrique est utilisée pour des applications hautes fréquences (exemple : 98kHz de fréquence de résonance [Spineanu97]). La figure 1.10 présente un exemple d'accéléromètre à détection piézoélectrique.

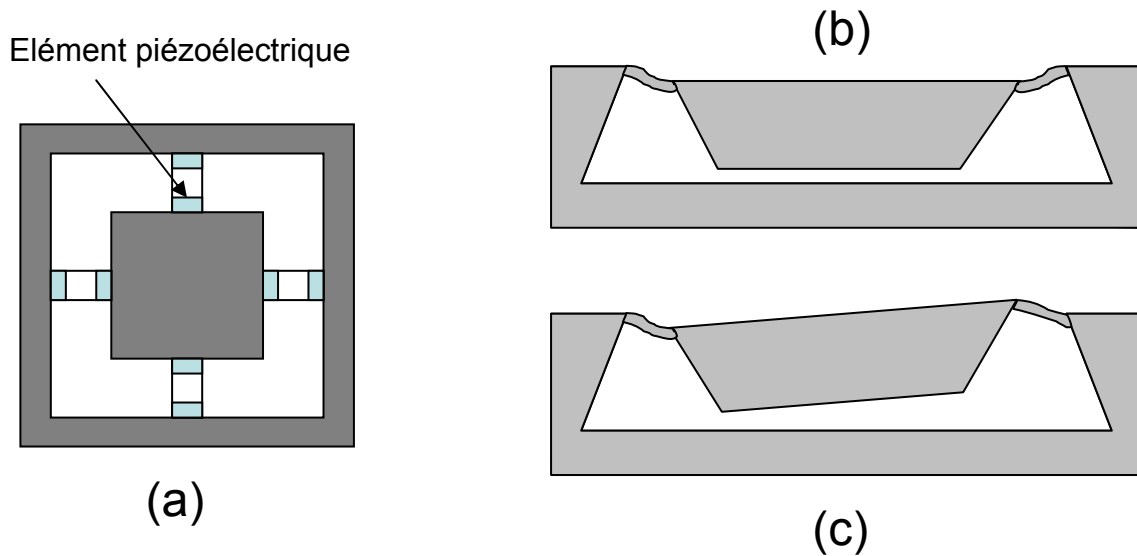


Figure 1.10. Exemple d'accéléromètre trois axes à détection piézoélectrique [Scheeper96]
(a) vue de dessus de la structure, (b) accélération verticale, (c) accélération latérale

I.3.5 La détection à effet tunnel

Développé par les chercheurs du JPL (Jet Propulsion Laboratory, Pasadena) [Kenny94], les accéléromètres à effet tunnel (electron tunneling accelerometer) exploitent l'effet utilisé dans les microscopes à effet tunnel. Cet effet se produit entre deux électrodes métalliques si la barrière isolante entre elles est suffisamment faible pour permettre une pénétration d'électrons.

Un courant (1 à 2 nA [Kenny91]) est imposé entre une pointe attachée à la structure mobile et une électrode fixe, l'espace les séparant étant de l'ordre de quelques angströms. On asservit la position de la pointe à l'aide d'une force électrostatique. Lors de l'accélération on mesure la tension nécessaire (pour générer la force électrostatique) au maintien à la même position de la pointe tunnel de manière à garder le courant de tunnel constant. La figure 1.11 nous montre un exemple d'accéléromètre à effet tunnel. Ces dispositifs peuvent atteindre de très grandes sensibilités (résolution de l'ordre du μg), le courant tunnel est multiplié par deux à chaque Angström de déplacement [Binning86], des variations de l'ordre du mili-Angström sont

mesurables. Des résolutions de $0,5\mu\text{g}$ pour une bande passante de 1.5kHz ont été obtenues [LIU01].

Néanmoins, à ce jour la technologie conventionnelle de fabrication ne permet pas d'exploiter tout le potentiel de ce type de capteur. En effet, le système final occupe trop de surface [Yeh97]. De plus ce type de micro-capteur n'est pas compatible "full-CMOS" ; pour les accéléromètres sensibles verticalement, il nécessite un usinage des deux faces sur plusieurs wafers et un assemblage de ces wafers [Yeh97]. Enfin ces accéléromètres ont un bruit basse fréquence élevé [Grade97].

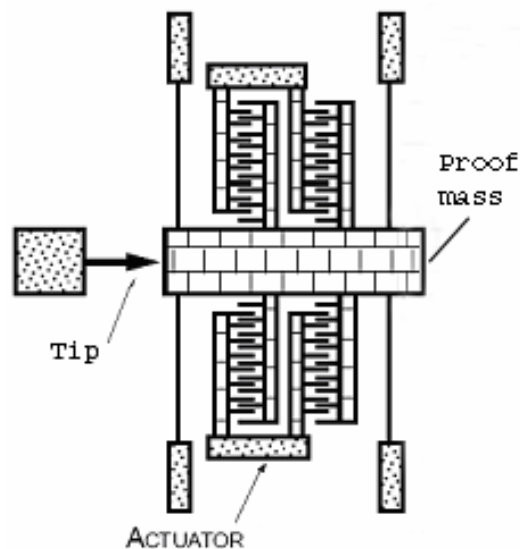


Figure 1.11. Exemple d'accéléromètre à effet tunnel [Hartwell98]

I.3.6 La détection à structures résonantes

Le principe ici consiste à mesurer la variation de la fréquence de résonance (due à l'accélération) d'une structure en oscillation.

Les premiers accéléromètres basés sur ce type de détection ont été présentés en 1990 [Danel90],[Kourpenis91], les premiers accéléromètres résonnant étaient micro-usinés dans du quartz. Généralement les accéléromètres micro-usinés dans le silicium transfèrent la force inertielle de la masse d'épreuve à une force axiale sur la structure résonante, modifiant ainsi sa fréquence de résonance [Aikele01].

Les techniques d'actionnement pour faire osciller le corps d'épreuve sont nombreuses : piézoélectrique, thermique, optothermique.

L'avantage de ce type de détection est que la mesure est directement digitale. La fréquence de sortie est un signal digital qui est mesuré par un compteur, on peut atteindre de très grandes sensibilités 700Hz/g [Burns96]. Cette mesure par la résonance permet de plus un test simple du fonctionnement de la structure mécanique. Selon le dispositif conçu il est possible de mesurer les accélérations verticales ou latérales. Un exemple d'accéléromètre résonant vertical est présenté dans [Navid02]. Une structure suspendue oscille au dessous d'une masse sismique servant d'électrode. On mesure la distance séparant la poutre résonnante et le corps d'épreuve. Lors de l'accélération il y a intermodulation des fréquences de la structure résonante et de la masse sismique. Un accéléromètre résonant latéralement est présenté dans [Aikele01]. Le capteur est constitué d'un résonateur et d'une masse sismique mobile latéralement. Le résonateur est un pont suspendu mis en oscillation thermiquement. Lors de l'accélération, la masse sismique contraint ou étire la structure oscillante, changeant ainsi sa fréquence de résonance (figure 1.12).

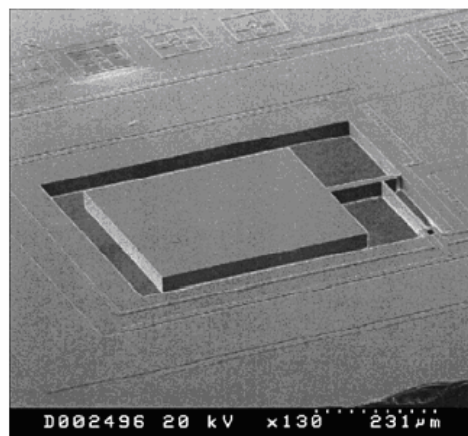


Figure 1.12. Exemples d'accéléromètres résonnants

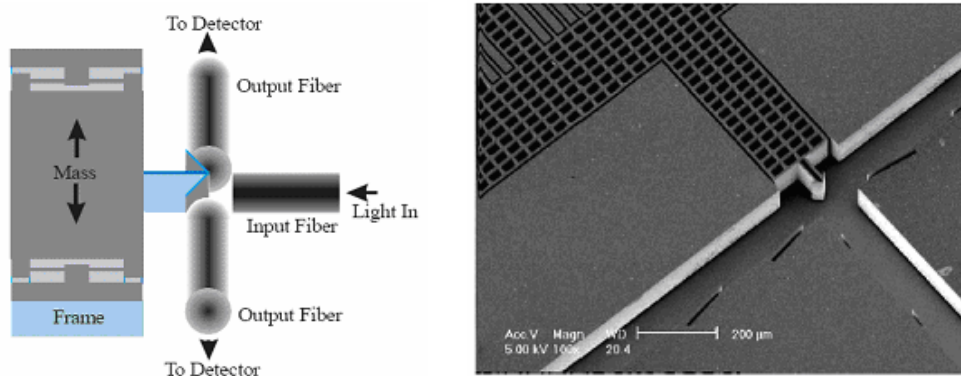
I.3.7 La détection optique

L'association de l'optique et du micromachining, exploitant les avantages des deux domaines, conduit à des capteurs miniatures insensibles au bruit d'interférence électromagnétique [Uttamchandani92] avec une réponse à l'accélération très linéaire.

Un autre avantage de ce type de capteur est de permettre la mesure à distance (la source de lumière et le photo-détecteur peuvent se trouver loin de la zone à mesurer).

Deux types de détections existent. La première consiste à mesurer l'intensité de la lumière modulée par l'accélération (figure 1.13) [Guldumann01], [Plaza04]. La seconde consiste à mesurer la longueur d'onde du signal réfléchi sur une masse sismique [Schröpfer98]: une face de la masse sismique joue le rôle de miroir, la lumière réfléchie a une longueur d'onde qui dépendra de la distance miroir - fibre optique (interféromètre de Fabry-Perrot).

Les inconvénients de ces capteurs sont la nécessité d'une source lumineuse externe stable, l'exigence d'un alignement parfait des fibres optiques et un coût encore trop élevé. Aujourd'hui, excepté pour quelques capteurs de pressions pour des applications hautes températures, aucun capteur MEMS à fibre optique n'est compétitif sur le marché. Ces capteurs sont principalement destinés à des fonctionnements en environnement hostile (hautes températures, hautes interférences électromagnétiques ...)



I.3.8 La détection thermique

Il existe deux types d'accéléromètres à détection thermique. Dans le premier cas, une masse sismique est suspendue au-dessus d'une source de chaleur (une simple résistance chauffante). L'accélération change la distance séparant la source de chaleur et le corps d'épreuve qui joue ici le rôle de "puits de chaleur". La différence de température entraîne un flux de température de l'élément chauffant vers la masse sismique. Ce flux est d'autant plus important que la distance à la masse est faible. Le flux dépend de l'accélération, la

température proche de la résistance chauffante peut être mesurée à l'aide de thermocouples (polysilicium-aluminium) ou de thermistance [Hiratsuka91], [Dauderstadt98].

L'autre type d'accéléromètre à détection thermique est un capteur sans masse d'épreuve. Il est basé sur le principe du transfert de chaleur par convection, d'une résistance chauffante vers des thermistances (ou des thermocouples) placées de part et d'autre de l'élément chauffant. Les trois structures sont suspendues sur des ponts (ici pas de masse mobile contrairement à tous les autres types de détection décrits plus haut, donc plus de robustesse, de fiabilité). La figure 1.14 décrit cet accéléromètre. La résistance chauffante crée une distribution symétrique de la température. Lorsqu'une accélération est appliquée, la distribution devient asymétrique et les détecteurs latéraux permettent de mesurer la différence de température.

Ces accéléromètres thermiques CMOS très simples à fabriquer sont exclusivement de type FSBM (gravure en volume par face avant). La cavité dans le silicium permet d'isoler thermiquement la résistance chauffante, occasionnant ainsi une diminution de l'énergie consommée [Mailly02]. Un soin particulier doit être apporté à la conception de tels capteurs. La mesure du gradient de température n'est possible que lorsque les détecteurs sont suffisamment proches de la résistance chauffante (on observe une rapide décroissance de la température quand on s'en éloigne) ; cependant lorsque les détecteurs sont trop proches de l'élément central la sensibilité diminue, en effet la sensibilité est proportionnelle à $\Delta T/T_0$, T_0 étant la température des détecteurs en l'absence d'accélération. La sensibilité diminue lorsque la température ambiante augmente (nécessité de compenser l'effet de la température). Elle est proportionnelle à la puissance de chauffe, et au carré de la pression de l'air dans la cavité [Leung98], permettant ainsi d'approcher des résolutions inférieures au micro-g.

La fréquence de coupure de ces accéléromètres convectifs est de l'ordre de quelques centaines de hertz. Au-delà, la pente du diagramme de Bode étant du deuxième ordre, le signal n'est plus exploitable [Milanovi98]. Pour augmenter la bande passante (qui dépend de la constante thermique) il faut réduire les dimensions de la cavité, augmenter la pression et changer la nature du gaz [Leung98].

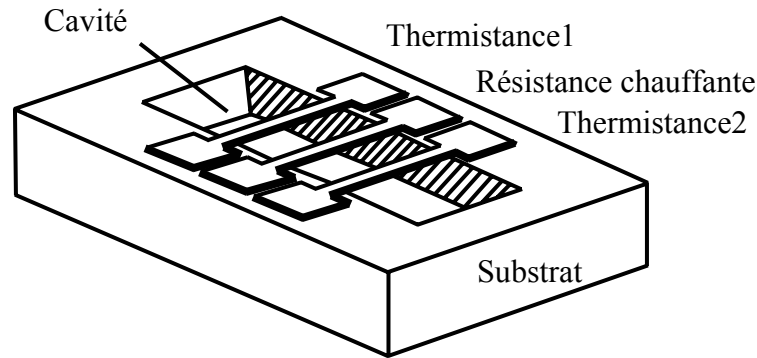


Figure 1.14. Accéléromètre à détection thermique [Leung98]

I.3.9 Quelques détections originales

Un accéléromètre à détection capacitive utilisant un fluide magnétorhéologique comme diélectrique a été étudié [Hu03]. Le fluide magnétorhéologique a la propriété de se solidifier lorsqu'un champ magnétique est appliqué et de redevenir liquide lorsque le champ magnétique est supprimé.

Le fluide magnétorhéologique sert à calibrer l'amortissement et à augmenter la constante diélectrique. Le signal de sortie est alors une fonction de l'accélération subie et de l'intensité du champ magnétique.

Un autre accéléromètre innovant utilise une sphère de silicium en lévitation comme masse d'épreuve [Toda02]. La sphère est mise en suspension électromagnétiquement, la tension nécessaire pour maintenir la sphère à la même position nous renseigne sur la valeur de l'accélération. Une photo de cet accéléromètre est présentée à la figure 1.15. Cet accéléromètre mesure l'accélération verticale et latérale (accéléromètre trois axes) avec une grande résolution (le niveau de bruit est de $40\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$). En plus de sa fabrication atypique, ce microsysteme a l'inconvénient de nécessiter une tension d'alimentation élevée (15-30V). La fabrication de MEMS sphérique nécessite un procédé de gravure unique développé par Ball Semiconductor Technology.

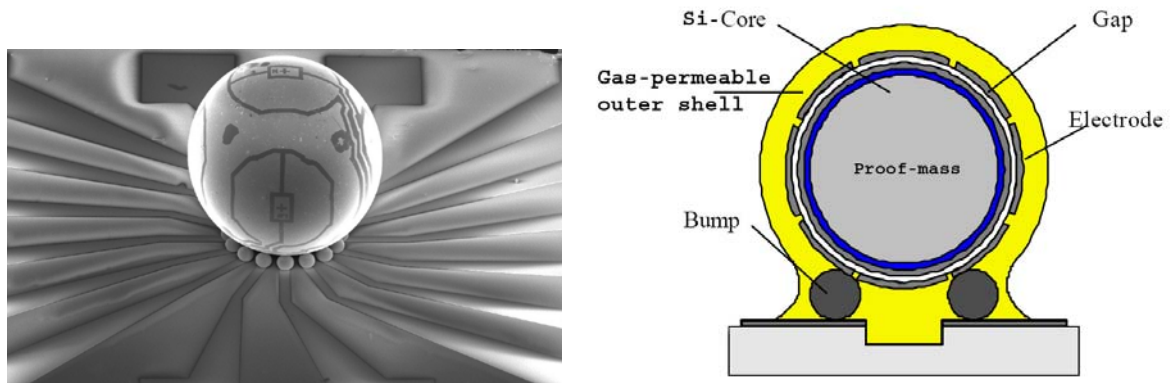


Figure 1.15. Accéléromètre à lévitation électromagnétique [Toda02]

Citons enfin un accéléromètre dont la transduction est électromagnétique [Abaspour-Sani94]. Cet accéléromètre utilise deux inductances, l'une sur la masse sismique et l'autre, séparée par de l'air, sur la partie immobile. Un champ magnétique est créé en imposant un courant à la première inductance, il en résulte dans le second enroulement un courant proportionnel à l'amplitude du premier courant et proportionnel à la distance séparant les deux enroulements. La conception de ce capteur nécessite le "bonding" de trois substrats.

I.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons dressé un état de l'art des capteurs inertiels et des technologies de conception de ces microsystèmes.

Dans une première partie nous avons montré que le champ d'application de ces capteurs était très vaste. Ces capteurs sont présents dans beaucoup de domaines applicatifs (automobile, avionique, sismométrie, etc.), ils seront présents également dans de nombreuses applications futures (téléphonie, jeux vidéo, etc.). Les applications pour lesquelles les accéléromètres sont utiles font appel à la mesure du mouvement, de l'inclinaison, des vibrations ou à la détection de chocs.

Dans la seconde partie les technologies de fabrications des MEMS ont été présentées. Il existe plusieurs procédés pour fabriquer la partie mécanique des microsystèmes. Certains sont compatibles avec une intégration monolithique de tout le système tandis que d'autres ne permettent que la fabrication des éléments mécaniques. Nous choisirons pour la suite de nos travaux, le procédé de fabrication par usinage du substrat par la face avant (FSBM). Ce procédé permet une conception monolithique la plus directe en regard du procédé de fabrication standard CMOS.

La troisième partie traite des différents types de transductions utilisés dans ces capteurs. Il existe plusieurs solutions pour transformer l'action de l'accélération sur le capteur en signal électrique. Nous avons proposé dans ce paragraphe un tour d'horizon des types de transductions existants. La mesure de l'accélération s'effectue généralement en mesurant le déplacement d'un corps d'épreuve, ou la déformation que ce dernier engendre sur une structure. Ces types de transductions ainsi que d'autres méthodes de mesure plus originales (transduction sans masse d'épreuve) ont été présentées ici. Nous dressons ci-après un tableau résumant les caractéristiques (technologie utilisée, performances, etc.) des différents types de transductions (tableau 1.2).

L'objectif de cette thèse étant l'étude de l'intégration d'accéléromètres trois-axes à faible coût, nous avons retenu deux principes de détections, la détection piézorésistive et la détection thermique. Ces choix sont motivés par le fait que ces détections sont avant tout faible coût et totalement compatible avec le procédé de fabrication CMOS, la technologie CMOS étant la technologie la plus facilement accessible (par le biais de programme multi-projets) pour la conception de MEMS. Ces deux types de transductions permettent d'intégrer l'électronique de conditionnement du signal sur le même substrat de silicium (tableau 1.2). De plus, ces deux types de détection sont technologiquement compatibles. Ceci permet l'intégration de ces deux types de transductions sur le même substrat de silicium.

Le prochain chapitre est consacré à l'étude de la transduction piézorésistive pour la mesure de l'accélération. Nous verrons que cette détection est adaptée à la mesure de l'accélération verticale. Nous étudierons la conception d'un accéléromètre à détection piézorésistive à détection verticale.

		Type de détection						
	Piézorésistif	Capacitif	Thermique sans masse sismique	Piézoélectrique	Structure résonante	Optique	Effet tunnel	
Coût	faible	faible	faible	élevé	faible	élevé	élevé	
Résolution	10 mg	1 μ g	0.5 mg	2.5 mg	2 μ g	10 ng	0.5 ng	
Fréquence typ	5 kHz – 10 kHz	1 kHz – 10 kHz	\approx 100 Hz	20 kHz		5 kHz – 10 kHz	jusqu'à 5 kHz	
Axe sensible	latéral et/ou vertical	latéral et/ou vertical	latéral	vertical	latéral et/ou vertical	latéral ou vertical	latéral ou vertical	
Electronique	on-chip ou ASIC	on-chip	on-chip ou ASIC	ASIC	ASIC	on-chip ou ASIC	ASIC	
Système	monolithique ou hybride +substrate bonding	monolithique	monolithique ou hybride	hybride	hybride	monolithique ou hybride	hybride	
Technologie	Bulk micromachining	Surface ou Bulk + RIE	Bulk micromachining	Surface ou Bulk	Bulk micromachining	Bulk micromachining	micromachining	

Tableau 1.2. Caractéristiques des accéléromètres en fonction du type de détection

Chapitre II

Mesure par transduction piézorésistive

II.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il existait plusieurs technologies de fabrication pour un microsysteme. La technologie retenue pour nos accéléromètres est la gravure en volume par la face avant. La technologie Front Side Bulk Micromachining (FSBM) permet d'usiner à moindre coût des structures mécaniques à partir d'un wafer CMOS [Karam96]. Cette technique permet la réalisation de poutres suspendues piézorésistives à faible coût [Dardalhon02]. Cependant, la faible masse (par unité de surface) des structures CMOS-FSBM conduit à de modestes performances intrinsèques. Nous démontrerons dans ce chapitre que ces structures peuvent être utilisées pour des applications de mesure de l'accélération. En effet, la sensibilité réduite de la structure peut être compensée par une amplification embarquée grâce au faible niveau de bruit dans les jauges piézorésistives qui sont utilisées pour traduire la déformation mécanique en signal électrique.

II.2 Etude de faisabilité : Approche expérimentale

Le LIRMM développe depuis plusieurs années un capteur MEMS de champ magnétique basé sur une structure de type poutre suspendue [Berouille02]. La technologie utilisée est le CMOS FSBM. Nous avons tout d'abord mené une étude préliminaire basée sur ces structures existantes non optimisées pour la mesure de l'accélération mais qui possèdent les caractéristiques principales de ce que pourrait être un accéléromètre à détection piézorésistive. Cette structure de test nous a aidé à développer une approche expérimentale et à analyser les réponses aux chocs et aux accélérations.

Ce circuit, dont on peut voir l'image à la figure 2.1, comporte une structure suspendue en forme de U (U-Shape) et un circuit d'amplification et de filtrage. La structure pouvant être excitée à l'aide de la force de Laplace, elle nous permet plusieurs caractérisations. Les

paramètres mécaniques et électriques ont fait l'objet de nombreuses études [Latorre01], nous fournissant ainsi un support de base à l'étude de telles structures employées comme accéléromètre. Deux résistances en polysilicium ont été prévues dans la poutre et localisées proche de l'encastrement (lieu du stress maximum dans la structure). Ces deux jauges piezorésistives ainsi que deux autres résistances intégrées au substrat sont montées en pont de Wheatstone. La sortie du pont est ensuite traitée par une électronique intégrée analogique dont un filtre et un amplificateur programmable. Les paramètres de la structure sont résumés dans le tableau 2.1.

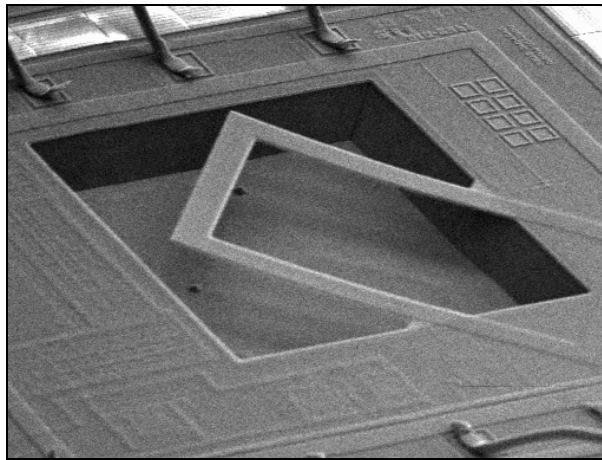


Figure 2.1. Structure de test utilisée pour valider la faisabilité de l'accéléromètre

Tableau 2.1. Paramètres principaux de la structure de test

Dimensions de la structure (μm^2)	520x520
Largeurs des poutres (μm)	80
Masse (kg)	$8,4 \cdot 10^{-10}$
Raideur (N/m)	2,4
Amortissement (Ns/m)	$7,2 \cdot 10^{-7}$
Fréquence de résonance de la structure (kHz)	8,3
Facteur de qualité	66
Amplification (programmable)	7 / 700
Sensibilité mécanique du circuit (mV/ μm)	3,2 / 320

La figure 2.2 est une photo du banc de manipulation utilisé. Le circuit est fixé à un pot vibrant pouvant fournir des accélérations sinusoïdales verticales d'amplitudes allant de 0,1g à 20g pour des fréquences allant jusqu'à 20 Hz. Des chocs de 200g à 2000g peuvent aussi être appliqués. Le signal de sortie du circuit test est ensuite capturé à l'aide d'un oscilloscope. Le pot vibrant a été préalablement calibré à l'aide d'un accéléromètre de référence, l'ADXL150.

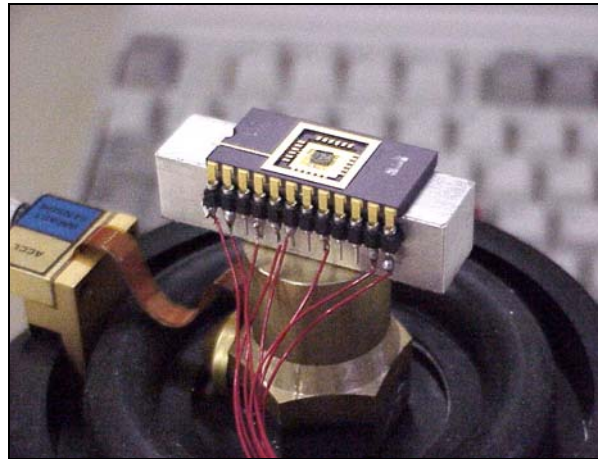


Figure 2.2. Photo du circuit monté sur le pot vibrant

Ce montage a été utilisé pour étudier la réponse du capteur aux accélérations et aux chocs.

II.2.1 Réponse de la structure de test aux chocs

La structure de test a été soumise à des chocs allant de 200g à 2000g. Notons que toutes les structures ainsi testées ont survécues sans dommage à ces chocs. Ceci n'est pas surprenant étant donné que cette technologie a prouvé sa fiabilité en matière de résistance aux chocs [Dardalhon03]. La figure 2.3 nous montre la réponse du capteur à un choc de 500g. La courbe fine est le signal mesuré par un capteur embarqué dans le pot vibrant tandis que la courbe en gras correspond à la réponse du circuit test. La fréquence de la pseudo période est 8,3 kHz. Elle coïncide avec la fréquence de résonance de la poutre suspendue en forme de *U*. Cela confirme que la réponse au choc obtenue est bien la réponse de la structure qui se met à osciller à sa fréquence de résonance. L'amplitude du premier pic (environ 1,9V) correspond à une déviation de la poutre de 6 μ m environ.

La linéarité a été étudiée sur un faible intervalle de 200g à 700g. Cet intervalle est d'abord limité par le pot vibrant qui ne peut délivrer de chocs inférieurs à 200g, il est ensuite limité par l'électronique d'amplification qui sature pour des chocs supérieurs à 700g. Néanmoins, dans cet intervalle, si on considère l'amplitude du premier pic, le capteur a un comportement linéaire. Dans la figure 2.4, la sensibilité du capteur aux chocs est de 4mV/g.

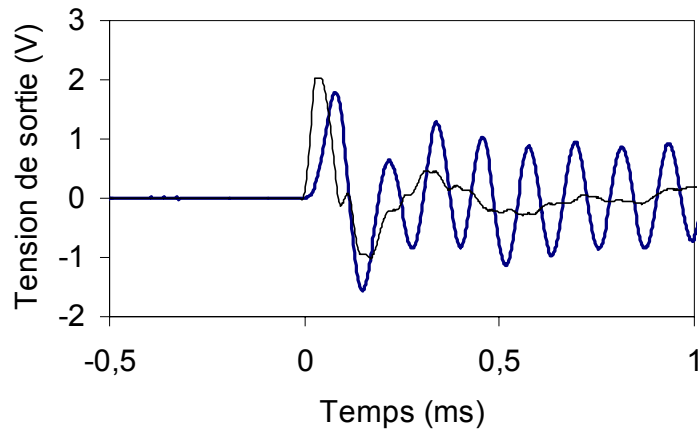


Figure 2.3. Réponse du circuit test à un choc de 500g

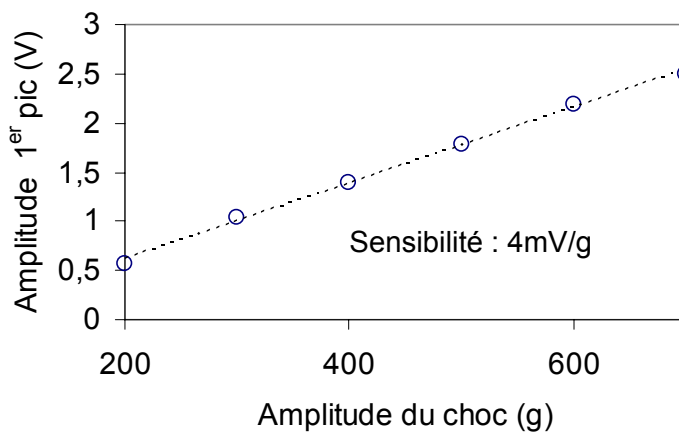


Figure 2.4. Sensibilité du circuit test aux chocs (amplitude du premier pic)

II.2.2 Réponse de la structure de test aux vibrations

La structure a été soumise à des accélérations sinusoïdales (vibrations). La figure 2.5 nous montre la réponse de la structure test à des vibrations de 10g d'amplitude à 100Hz. Ici encore, la courbe fine est la réponse du capteur embarqué dans le pot vibrant et la courbe en gras représente la réponse du circuit test. La sensibilité du capteur nous est montrée à la figure 2.6. Ici encore le capteur montre une certaine linéarité pour les accélérations sinusoïdales. La pente de la courbe nous donne une sensibilité de 2mV/g. La structure est un système de second ordre passe bas peu amorti avec un fort coefficient de qualité ($Q > 50$). Pour ce type de système l'amplitude du premier pic de la réponse à un échelon est environ égale à deux fois l'amplitude de la réponse statique. Ceci explique que la sensibilité mesurée ici est deux fois inférieure à la sensibilité mesurée lors des chocs.

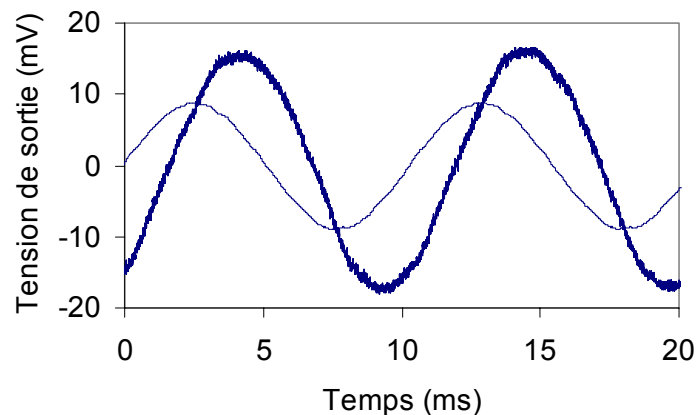


Figure 2.5. Réponse du circuit test à une vibration de 10g à 100Hz.

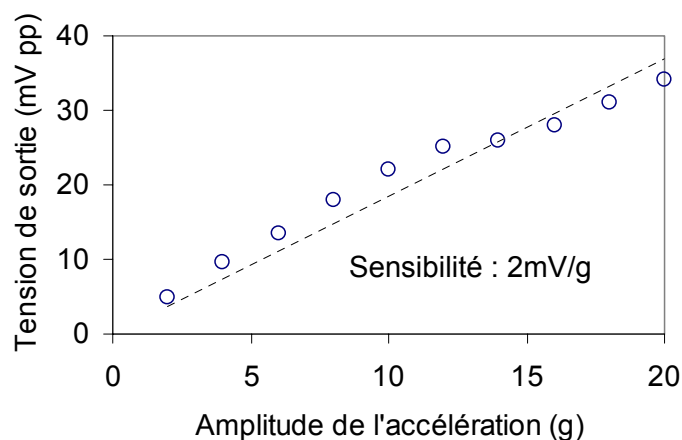


Figure 2.6. Sensibilité du circuit test à des vibrations de 100Hz. La droite en pointillé représente la sensibilité attendue de 2mV/g.

Enfin, une résolution de 0,5g a été évaluée à 100Hz (rapport signal/bruit SNR=1). Cette résolution est obtenue en utilisant les possibilités de filtrage offertes par l'oscilloscope.

La réponse aux accélérations et aux chocs d'une structure piézorésistive CMOS a été expérimentalement étudiée dans ce paragraphe. L'utilisation d'une structure non dédiée à la mesure d'accélération nous a fourni des résultats intéressants et encourageants. Nous poursuivrons donc une étude analytique des structures CMOS FSBM pour la mesure de l'accélération.

II.3 Etude de faisabilité : Approche analytique d'optimisation du capteur

Le procédé de gravure FSBM permet, à partir de wafers de silicium issus du procédé standard CMOS, la création de structures mécaniques micrométriques. Ces technologies de fabrications de microsystèmes sont accessibles par l'intermédiaire de services de Circuits Multi-Projets (CMP). La technologie qui nous est proposée est un CMOS 0.8 μ m à deux niveaux de métaux.

Le procédé FSBM est un procédé de gravure post CMOS qui permet de libérer des structures mécaniques en suspendant les couches préalablement déposées lors du procédé CMOS. La superposition des ouvertures d'oxydes définit les zones de substrat à graver. Les structures ainsi suspendues sont un empilement de différents matériaux comme illustré par la figure 2.7. Le tableau 2.2 donne les épaisseurs t_i et les densités d_i des différentes couches d'un procédé standard CMOS [AMS0.8 μ m], [Peterson82], [Hossain00].

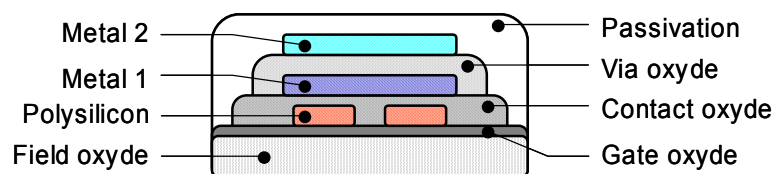


Figure 2.7. Section d'une structure CMOS suspendue

Tableau 2.2. Propriété des couches (layers) CMOS

Couche	Epaisseur t_i (μm)	Module d'Young E_i (GPa)	Densité Massique d_i (kg/m^3)
Oxyde de Champ	0,6	70	2500
Polysilicium	0,4	162	2300
Oxyde de Contact	0,6	90	2500
Métal 1	0,6	72	2700
Oxyde de Via	1	81	2500
Métal 2	1	74	2700
Passivation	1	131	3100

Nous pouvons ainsi estimer la valeur de la masse par unité de surface comme :

$$\rho_s = \sum t_i \cdot d_i \approx 13,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg / m}^2 \quad (2.1)$$

La raideur d'une poutre est à la fois fonction du module d'Young du matériau qui le compose et de la forme de sa section (moment d'inertie). Dans le cas d'une structure CMOS, l'évaluation de ces paramètres n'est pas immédiate du fait de la superposition de couches de différents matériaux. Il est néanmoins possible de considérer une section homogène, équivalente à la section hétérogène, ayant les mêmes propriétés mécaniques au regard du fléchissement vertical de la poutre [Latorre99].

Pour cela, la largeur de chaque couche de matériau est normalisée en considérant son module d'Young. Ainsi pour cette section équivalente on obtient :

$$E = E_{\max} = 131 \text{ GPa} \quad (2.2)$$

Le moment d'inertie équivalent est le suivant :

$$I/W = \sum_i \left[\frac{E_i}{E} \left(\frac{t_i^3}{12} + t_i b_i^2 \right) \right] \approx 6,72 \cdot 10^{-18} \text{ m}^3 \quad (2.3)$$

où I/W représente le moment d'inertie de la section par unité de largeur, t_i l'épaisseur du layer i et b_i la distance séparant le layer i de la fibre neutre, la fibre neutre se situant au centre de gravité de la section homogène.

Il existe deux façons simples pour améliorer la sensibilité des accéléromètres à détection piézorésistive :

- en augmentant la masse sismique
- en augmentant le niveau de contrainte dans les jauges piézorésistives, c'est-à-dire en diminuant la raideur de la poutre.

On en déduit facilement que la sensibilité dépend du rapport M/K . Ce rapport doit cependant rester de valeur raisonnable, pour des raisons évidentes de rendement de fabrication.

Pour évaluer la sensibilité et la résolution de structures FSBM comme capteurs inertiels, considérons la structure basique en forme de T , que nous appellerons "T-Shape" présentée figure 2.8. La masse d'épreuve est un plateau carré attaché en bout de poutre. Le fléchissement de la structure est converti en signal électrique à l'aide de deux jauges en polysilicium connectées à deux autres résistances de même valeur formant un pont de Wheatstone. Deux capteurs ainsi constitués ont été dessinés et envoyés en fabrication. Le tableau 2.3 résume les dimensions des deux structures, l'unique différence entre les structures A et B est la largeur Wb de la poutre. La structure A est donc deux fois plus large que la structure B. Ainsi la structure B devrait être deux fois plus sensible, tandis que la A devrait bénéficier d'un rendement de production supérieur.

Les résultats numériques qui suivent ne concernent que la structure A. L'ensemble des résultats des deux structures est synthétisé dans le tableau 2.4, ils sont comparés à ceux de la structure test en forme de U . Pour cette approche analytique, nous considérerons un modèle simple de premier ordre dans lequel la masse sismique sera considérée comme étant la masse du plateau et la raideur sera calculée comme étant la raideur d'une poutre de longueur $L = Lb + Lp/2$ et de largeur Wb .

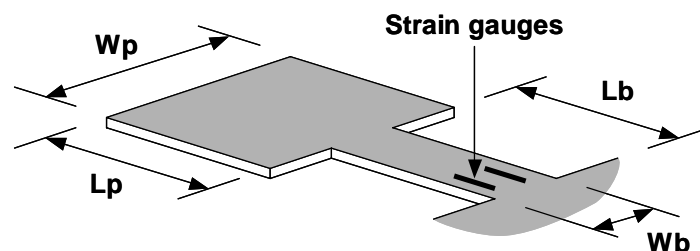


Figure 2.8. Structure de l'accéléromètre FSBM proposé

Tableau 2.3. Dimensions des structures en forme de T

	T-Shape A	T-Shape B
Lb × Wb (μm)	480 × 80	480 × 40
Lp × Wp (μm)	280 × 280	280 × 280

D'après l'équation (2.1) et les paramètres de conception du tableau 2.3, la masse sismique considérée est égale à 1.08μg, ce qui offre à la structure une force par accélération de $10,6 \cdot 10^{-9}$ N/g. La raideur que nous considérons vaut quant à elle : $K = \frac{3EI}{L^3} = 0,89$ N/m. On obtient alors pour une accélération de 1g, un fléchissement d'environ 11,9nm $\left(z = \frac{F}{K} = \frac{FL^3}{3EI} \right)$, la sensibilité par rapport au fléchissement est donc de $11,9 \cdot 10^{-9}$ m/g.

De nombreux paramètres technologiques ne sont pas connus avec précision. Le coefficient électromécanique de la structure a été évalué à partir de mesures expérimentales effectuées sur la structure de test en forme de U présentée auparavant. Cette mesure consiste à appliquer des déplacements verticaux à la structure suspendue (grâce à une pointe microscopique) et à relever le coefficient liant le fléchissement à la tension de sortie. Avec un pont de Wheatstone constitué de deux jauges et de deux résistances de 1kΩ, la variation de tension en fonction du fléchissement est de 320V/m (pour un gain programmé à 700). Ainsi, la sensibilité *intrinsèque* obtenue du capteur proposé est de 3,85μV/g environ. Cette sensibilité intrinsèque ne peut être comparée aux sensibilités annoncées des accéléromètres existants sans considérer la possibilité d'amplification on-chip du signal.

La résolution du capteur est calculée en considérant le niveau de bruit en sortie du pont de Wheatstone. On distingue deux sources majeures de bruit : le bruit thermomécanique de la structure dû à l'agitation thermique du gaz environnant, et le bruit dans les résistances du pont. Afin d'estimer la résolution, le bruit thermomécanique peut être négligé [Gabrielson93].

La source principale de bruit dans les résistances a une origine thermique et apparaît comme un bruit blanc, dont la densité spectrale de bruit est constante :

$$V_{noise}^2(f) = 4kTR \quad (2.4)$$

Où $k = 1,38 \times 10^{-23} JK^{-1}$ est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin et R est la valeur de la résistance en Ohms. La densité spectrale du bruit thermique en sortie du pont de Wheatstone vaut alors : $4nV/\sqrt{Hz}$.

La fréquence de résonance de la poutre est donnée par : $f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}}$. Pour la structure considérée la fréquence de résonance est de 4,5kHz. Nous supposons que le capteur fonctionne en dessous de sa fréquence de résonance et que le bruit du signal est idéalement filtré au-delà de cette fréquence f_{res} . Nous obtenons finalement une tension totale de bruit de $0,27\mu V_{rms}$, soit $3,86\mu V_{eff}$. Au vu de la sensibilité calculée plus haut de $3,85\mu V/g$, la résolution *intrinsèque* du capteur étudié est de 0,1g avant amplification pour une bande passante de 4,5kHz.

Le tableau 2.4 résume les résultats obtenus pour chaque structure étudiée. Les sensibilités et les résolutions des structures en forme de T ont sensiblement été améliorées en comparaison avec les structures en forme de U , simplement en augmentant le rapport M/K .

Cette étude préliminaire a clairement démontré que les structures issues de procédés faible coût CMOS FSBM sont appropriés pour la mesure verticale de l'accélération et nous encourage à de plus amples investigations.

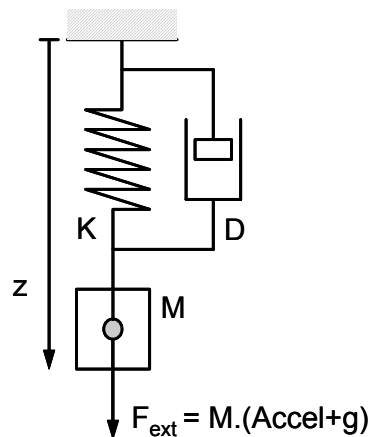
Tableau 2.4. Performances intrinsèques des structures mécaniques étudiées

	T-Shape A	T-Shape B	U-Shape
Masse Sismique (kg)	$1,08 \cdot 10^{-9}$	$1,08 \cdot 10^{-9}$	$8,4 \cdot 10^{-10}$
Raideur (N/m)	0,89	0,44	2,4
Déviation (m/g)	$12 \cdot 10^{-9}$	$23,9 \cdot 10^{-9}$	$3,5 \cdot 10^{-9}$
Coeff. Electro-mécanique (V/m)	320	320	460
Sensibilité ($\mu V/g$)	3,85	7,7	1,61
Résistance jauge de contrainte (k Ω)	1	1	1
Densité Spectrale de bruit (nV/\sqrt{Hz})	4	4	4
Bande Passante (kHz)	4,5	3,2	8,5
Résolution (g)	0,1	0,04	0,32

II.4 Modélisation

Dans cette partie, un modèle pouvant être intégré dans le flot standard de conception de la microélectronique à l'aide d'un langage de description comportementale AHDL (Analog Hardware Description Language), est présenté. Ainsi on pourra simuler le système complet (simulation simultanée de la partie mécanique et de l'électronique qui lui est dédiée) en utilisant un simulateur électrique adapté. Cette approche est fondamentale pour la conception d'un système intégré et pour évaluer ses performances. Comme mentionné plus haut, la sensibilité intrinsèque à l'accélération de ces structures CMOS FSBM est relativement faible. La conception et la simulation d'un circuit d'amplification dédié, avec la partie mécanique du capteur, sont indispensables.

On représente généralement les structures suspendues par un système mécanique du second ordre de type masse M , ressort K et amortisseur D (figure 2.9). Ce modèle linéaire donne des résultats précis tant que les fléchissements sont de faible amplitude.



**Figure 2.9. Système mécanique du second ordre
Masse – Ressort - Amortisseur**

La réponse d'un tel système est la solution de l'équation différentielle :

$$M \frac{d^2 z}{dt^2} = -K(z - z_0) - D \frac{dz}{dt} + F_e \quad (2.5)$$

Cette équation admet pour solution :

$$z(p) = z_0 \times \frac{F(p)}{1 + 2 \cdot \xi \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2.6)$$

où $\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{M}}$ est la pulsation propre de la structure (2.7)

et $\xi = \frac{D}{2\sqrt{KM}}$ le coefficient d'amortissement du système (2.8)

Nous proposons dans les paragraphes suivants de déterminer finement les expressions analytiques des paramètres raideur K et masse M . Nous déterminerons le coefficient d'amortissement D à partir de caractérisations de la réponse en fréquence (fréquence de résonance et facteur de qualité). Des valeurs empiriques ont été utilisées pour les simulations.

II.4.1 Calcul de la flexion de la poutre sous l'effet d'une accélération

Nous voulons déterminer l'expression du fléchissement z en fonction du chargement de la poutre, pour une structure homogène. Nous étudions pour cela le cas d'une structure uniformément chargée, décrit à la figure 2.10. Ici, les charges q_b et q_p représentent la force inertielle résultant de la masse même de la structure :

$$q_b = W_b \cdot \rho_s \cdot a \text{ et } q_p = W_p \cdot \rho_s \cdot a \quad (2.11)$$

où ρ_s (kg/m^2) représente la masse équivalente (ou moyenne) par unité de surface de la structure ($\rho_s = \text{épaisseur} \cdot \text{densité}$) et a est l'accélération subie.

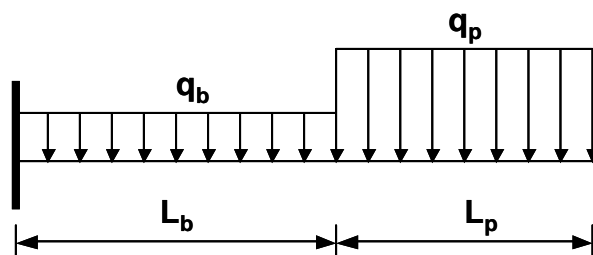


Figure 2.10. Modèle de chargement de la structure

En considérant les conditions particulières à l'encastrement (le fléchissement ainsi que sa dérivée première y sont nuls), le fléchissement z à une distance x de l'encastrement est obtenu après une double intégration de l'expression du moment fléchissant T [Timoshenko] :

$$E.I \frac{d^2 z}{dx^2} = T(x) \quad (2.12)$$

où E (Pa) est le module d'Young équivalent de la structure et I (m^4) est le moment d'inertie de la section du bras $I=I_b$. Le moment d'inertie de section du plateau I_p est donné par :

$$I_p = I_b \frac{W_p}{W_b} \quad (2.13)$$

Le moment fléchissant le long de la poutre s'exprime par [Datas01]:

$$x \in [0, Lb]: \quad T(x) = q_b \frac{(Lb-x)^2}{2} + q_p Lp \left(Lb + \frac{Lp}{2} - x \right) \quad (2.14)$$

$$x \in [Lb, Lb+Lp]: \quad T(x) = q_p \frac{(Lb+Lp-x)^2}{2} \quad (2.15)$$

On obtient alors l'expression du fléchissement en résolvant l'équation (2.12).

$$\begin{aligned} x \in [0, Lb] : \quad z = & \left(q_b \frac{(Lb-x)^4}{24} + q_p Lp \frac{(Lb-x)^3}{6} + q_p Lp^2 \frac{(Lb-x)^2}{4} \right) \frac{1}{EI} \\ & - \left(q_b \frac{Lb^3}{6} + q_p \frac{Lp Lb^2}{2} + q_p \frac{Lb Lp^2}{2} \right) \frac{(Lb-x)}{EI} \\ & + \left(q_b \frac{Lb^4}{8} + q_p \frac{Lp Lb^3}{3} + q_p \frac{Lp^2 Lb^2}{4} \right) \frac{1}{EI} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} x \in [Lb, Lb+Lp] : \quad z = & - \left(q_b \frac{Lb^3}{6} + q_p \frac{Lp Lb^2}{2} + q_p \frac{Lb Lp^2}{2} \right) \frac{(Lb+Lp-x)}{EI} \\ & + \left(q_p \frac{(Lb+Lp-x)^4}{24} - q_p \frac{Lp^3 (Lb+Lp-x)}{6} + q_p \frac{Lp^4}{8} \right) \frac{1}{EI(Wp/Wb)} \\ (2.17) \quad & + \left(q_b \frac{Lb^4}{8} + q_p \frac{Lp Lb^3}{3} + 3 q_p \frac{Lp^2 Lb^2}{4} + q_b \frac{Lb^3 Lp}{6} + q_p \frac{Lp^3 Lb}{2} \right) \frac{1}{EI} \end{aligned}$$

La figure 2.11 représente la déformation des structures calculées à partir des équations 2.16 et 2.17.

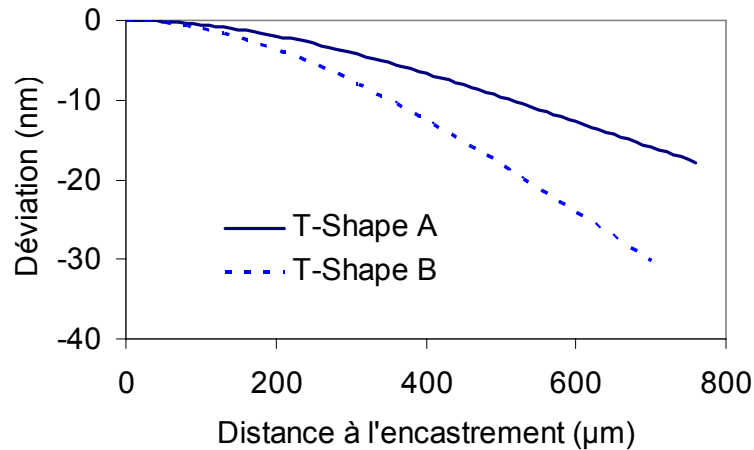


Figure 2.11. Déviation Z théorique des deux structures sous une accélération de 1000g

Nous choisirons le centre de gravité du plateau comme point de référence ($x = Lb + Lp/2$), c'est en ce point qu'on considèrera la force équivalente appliquée représentant l'accélération. On obtient :

$$z_{plateau} = q_p \frac{2Lp^4}{45EI(W_p/W_b)} + \frac{1}{EI} \left(q_b \frac{Lb^4}{8} + q_p \frac{Lp Lb^3}{3} + q_p \frac{Lp^2 Lb^2}{2} + q_b \frac{Lb^3 Lp}{12} + q_p \frac{Lp^3 Lb}{4} \right) \quad (2.18)$$

II.4.2 Modèle de masse

Afin de calculer les paramètres du modèle comportemental, on étudie une poutre uniformément chargée représentant la structure subissant une accélération (représentation réaliste). Le modèle proposé consiste à exprimer la raideur équivalente K_{eq} et la masse équivalente M_{eq} d'une poutre chargée ponctuellement dont le comportement statique et dynamique serait comparable à celui de la structure suspendue en forme de T (figure 2.12).

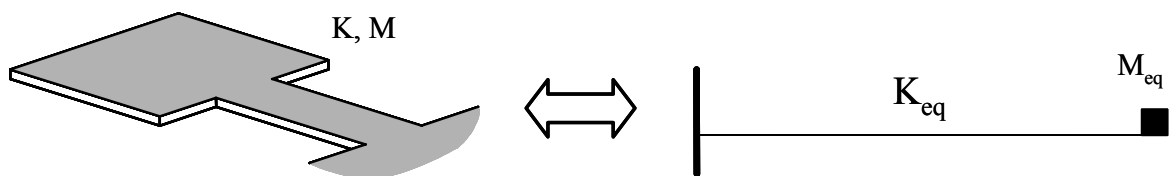


Figure 2.12. Equivalence modèle distribué et modèle ponctuel

La masse réelle de la structure est distribuée alors que le modèle mécanique de second ordre considère que la masse totale de la structure est localisée en un point où s'applique la force. Dans le but de déterminer l'expression de la masse ponctuelle, nous considérons que la contrainte à l'encastrement est la même dans le cas d'une masse distribuée et dans le cas d'une masse ponctuelle équivalente. La contrainte étant directement proportionnelle à la valeur du moment fléchissant, à l'encastrement on a :

$$T_{Masse\ Distribuée}(x=0) = T_{Masse\ Ponctuelle}(x=0) \quad (2.19)$$

où le moment fléchissant pour une masse distribuée s'exprime à partir de 2.14 comme suit :

$$T_{Masse\ Distribuée}(x=0) = q_b \frac{Lb^2}{2} + q_p \frac{Lp^2}{2} + q_p LbLp \quad (2.20)$$

Tandis que le moment fléchissant pour une masse ponctuelle est :

$$T_{Masse\ Ponctuelle}(x=0) = (M_{Ponctuelle} \cdot a) \cdot \left(Lb + \frac{Lp}{2} \right) \quad (2.21)$$

Nous obtenons ainsi :

$$M_{Ponctuelle} = \rho_S \cdot \left(\frac{Wb \cdot Lb^2 + Wp \cdot Lp^2 + 2Wp \cdot Lb \cdot Lp}{2Lb + Lp} \right) \quad (2.22)$$

II.4.3 Modèle de raideur

La raideur est finalement définie par :

$$K = \frac{M \cdot a}{z} = \frac{M_{ponctuelle} \cdot a}{z_{plateau}} \quad (2.23)$$

où $M_{ponctuelle}$ est la masse ponctuelle équivalente située au centre de gravité du plateau et $Z_{plateau}$ est le fléchissement de la structure si on considère la position centrale du plateau.

D'après les équations (2.22 et 2.23), il vient :

$$K_{eq} = \frac{(Wb \cdot Lb^2 + Wp \cdot Lp^2 + 2Wp \cdot Lb \cdot Lp) (30Eb \cdot Ep \cdot ep^3 \cdot Wb)}{(2Lb + Lp)} \quad (2.24)$$

$$* \frac{1}{(45Wb \cdot Ep \cdot Lb^4 + 16Wb \cdot Eb \cdot Lp^4 + 30Wb \cdot Ep \cdot Lb^3 Lp + 120Wp \cdot Ep \cdot Lb^3 Lp + 90Wp \cdot Ep \cdot Lb \cdot Lp^3 + 180Wp \cdot Ep \cdot Lb^2 Lp^2)}$$

II.4.4 Calcul de la tension de sortie

Pour une structure soumise à une force, nous pouvons écrire les relations suivantes :

a) $k = \frac{3EI}{L^3}$, où k (N.m⁻¹) est la raideur de la structure, E (Pa) est le module d'Young, I

(m⁴) est l'inertie de section et L (m) est la longueur de la structure

b) $F = k.z$, où F (N) est la force subie et z (m) est sa déviation

c) $T = F * L$, où T (N.m) est le moment fléchissant

d) $\sigma = \frac{T}{I}v$, où σ (Pa) est la contrainte à l'encastrement et v (m) est la position de la fibre

neutre.

La tension de sortie est directement proportionnelle à la contrainte σ dans les jauges. D'après les quatre relations précédentes, la tension de sortie est directement proportionnelle au fléchissement de la poutre. La relation liant la tension de sortie à la déviation de la structure est la suivante :

$$V_{out} = \frac{\alpha}{L^2} \cdot z \quad (2.25)$$

où L est la longueur de la structure et $\alpha=123,6\mu\text{V.m}$ est un coefficient empirique que nous avons déterminé pour la tension de sortie du pont de Wheatstone du capteur (nous avons évalué ce coefficient à partir de la caractérisation de la structure de test disponible, la structure suspendue en forme de U). Cette expression de la tension de sortie est valide à la fois pour le comportement statique et dynamique, de plus il tient compte de l'hétérogénéité (plusieurs couches de différents matériaux) de la poutre CMOS.

Si on considère la position au centre du plateau nous obtenons l'expression de la tension de sortie :

$$V_{out} = \frac{\alpha}{(L_b + L_p/2)^2} \left(q_p \frac{2Lp^4}{45EI(W_p/W_b)} + \frac{1}{EI} \left(q_b \frac{Lb^4}{8} + q_p \frac{Lp Lb^3}{3} + q_p \frac{Lp^2 Lb^2}{2} + q_b \frac{Lb^3 Lp}{12} + q_p \frac{Lp^3 Lb}{4} \right) \right) \quad (2.26)$$

Les expressions de la flèche Z (2.18), de la masse M (2.22), de la raideur K (2.24) et de la tension de sortie V_{out} (2.26) achèvent cette partie concernant la modélisation statique de l'accéléromètre.

II.5 Validation du modèle statique : Simulations par éléments finis

II.5.1 Comportement sous l'effet d'une charge statique

Afin de valider le modèle de masse distribuée et de raideur équivalente proposé au paragraphe précédent, des simulations par éléments finis (FEM) ont été menées à l'aide du logiciel ANSYS®. Les structures représentées possèdent les mêmes dimensions que les structures envoyées en fabrication, nous avons cependant considéré des structures à matériau homogène pour coller au modèle (un seul matériau de densité et de module d'Young équivalent). Les résultats de la masse et de la raideur sont obtenus en utilisant le module d'Young suivant :

$$E_{eq} = \frac{E \times (I/W)}{t_{total}^3 / 12} \approx 75,1 GPa \quad (2.27)$$

où t_{total} représente l'épaisseur totale de la structure. Deux types d'analyses FEM ont été conduites. Une analyse statique, dans laquelle une charge uniforme statique représentant l'accélération subie par la masse distribuée, est appliquée (figure 2.13). Cette analyse nous donne le fléchissement de la structure ainsi que la distribution de la contrainte le long de la structure. La figure 2.14 nous montre un exemple de résultat de cette analyse.

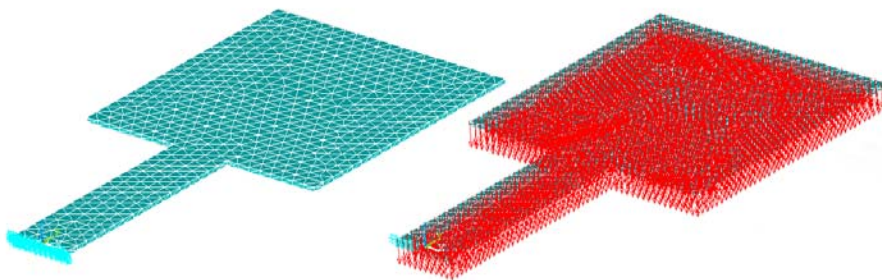


Figure 2.13. Exemple de simulation ANSYS®
La structure est maillée puis chargée uniformément, la charge représente l'accélération

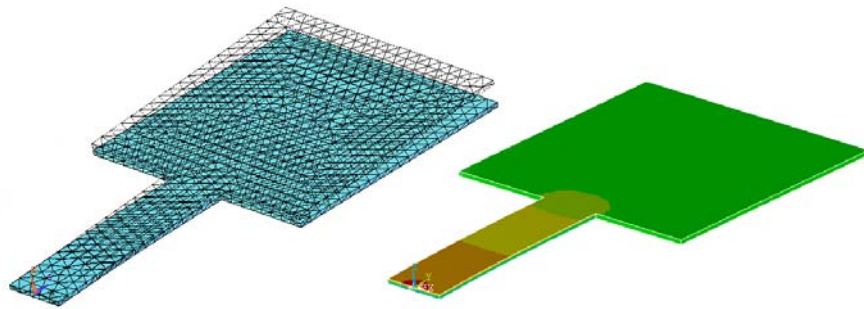


Figure 2.14. Résultats de la simulation montrant le fléchissement de la structure et la répartition longitudinale de la contrainte

Ces simulations nous donnent une flexion de 13,4 nm/g pour la structure A et une flexion de 25,5 nm/g pour la structure B.

II.5.2 Comportement dynamique

La deuxième analyse est une analyse harmonique, elle nous permet de connaître les différents modes de vibration de la structure, donc sa fréquence naturelle de résonance (si on considère le premier mode de vibration). Les figures de 2.15 à 2.18 nous montrent les simulations des quatre premiers modes de vibration des structures. Les dégradés de couleurs correspondent au fléchissement de la structure.

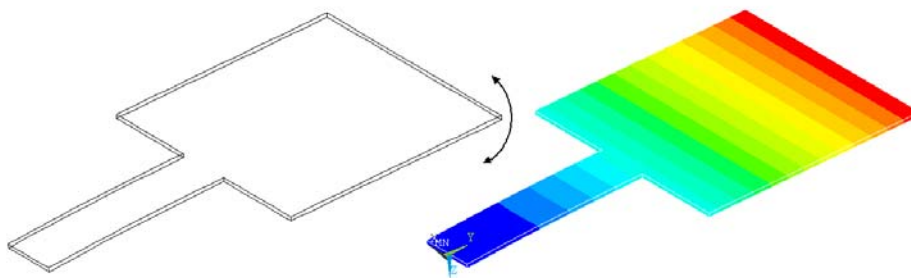
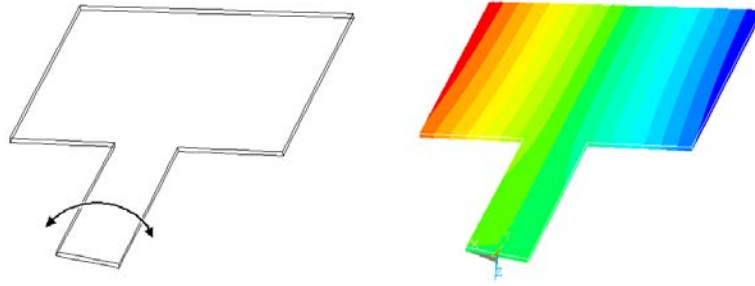
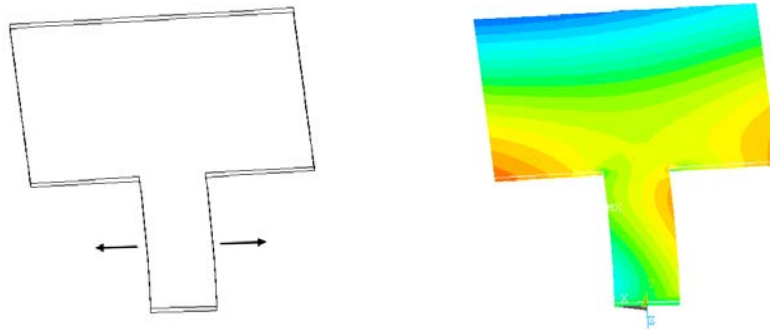


Figure 2.15. 1^{er} mode de vibration de la structure, la structure fléchit naturellement. La fréquence de ce mode est de 3,15 kHz pour la structure B.



**Figure 2.16. 2nd mode de vibration de la structure, la structure est en torsion.
La fréquence de ce mode est de 19,24 kHz pour la structure B.**



**Figure 2.17. 3^{eme} mode de vibration de la structure, la structure se déforme latéralement.
La fréquence de ce mode est de 23,76 kHz pour la structure B.**

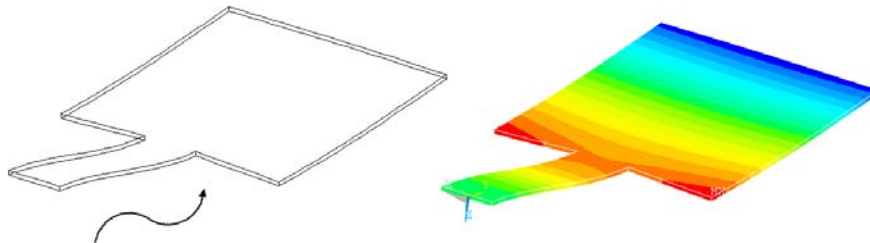


Figure 2.18. 4^{eme} mode de vibration de la structure, la structure se déforme en faisant des vagues. La fréquence de ce mode est de 34,35 kHz pour la structure B.

Les fréquences des quatre premiers modes, obtenues par simulation, sont respectivement 3,15kHz , 19,24kHz , 23,76kHz , 34,35kHz. Nous nous intéressons uniquement au premier mode de vibration de la structure. La première fréquence de résonance détermine la bande passante dans lequel le capteur devra fonctionner.

Le tableau 2.5 compare les résultats de la simulation à éléments finis au modèle élaboré dans le paragraphe précédent. Rappelons que la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M}}$$

Tableau 2.5. Comparaison des modèles à la simulation

T-Shape	Modèle 1 ^{er} ordre		Modèle distribué		ANSYS®	
	A	B	A	B	A	B
Raideur (N/m)	0,89	0,44	0,95	0,46	n/a	n/a
Masse Sismique (kg)	1,08 10 ⁻⁹	1,08 10 ⁻⁹	1,29 10 ⁻⁹	1,18 10 ⁻⁹	n/a	n/a
Flexion (nm/g)	12	23,9	13,2	25,1	13,4	25,5
Fréquence Résonance (kHz)	4,55	3,22	4,33	3,15	4,4	3,15

Les résultats des simulations par éléments finis concordent avec les résultats analytiques des modèles. Le modèle de 1^{er} ordre est le modèle utilisé au paragraphe 3, dans lequel la masse de la structure est considérée comme étant la masse du plateau et la raideur utilisée est la raideur du bras auquel est attaché le plateau. Comme nous l'espérons les résultats du modèle distribué sont les plus proches de la simulation FEM, ce modèle plus précis est donc validé.

II.5.3 Etude des sensibilités hors axe

Un paramètre important pour un accéléromètre est sa sensibilité hors axe. La sensibilité hors axe est la sensibilité du capteur lorsqu'il subit une accélération qui n'est pas parallèle à son axe sensible, l'axe vertical dans le cas de la poutre. Une accélération hors de l'axe sensible correspond à une erreur si celle-ci est mesurée par le capteur. Cette sensibilité hors axe peut être simulée par les éléments finis. On applique des accélérations horizontales (dans le plan) à la structure et on mesure le niveau de stress engendré. La sensibilité hors axe doit évidemment être négligeable pour obtenir un capteur performant. Au vu de la géométrie de notre structure (l'épaisseur de la structure est très faible comparée à sa largeur) cette sensibilité devrait être négligeable.

Lors d'une accélération latérale suivant l'axe X (axe perpendiculaire à la longueur de la structure), les contraintes subies dans le bras de la structure sont symétriquement opposées par rapport à l'axe de la fibre neutre (figure 2.19). Les résistances mesurant la contrainte étant montées dans un pont de Wheatstone, la tension en sortie du pont est nulle. La sensibilité hors axe de l'accéléromètre en forme de T est donc théoriquement nulle.

Pour une accélération suivant l'axe Y (axe suivant la longueur de la structure), la structure "s'étire" ou "se comprime", mais ici les contraintes restent négligeables. Les résultats de cette étude de sensibilité sont synthétisés dans le tableau 2.6.

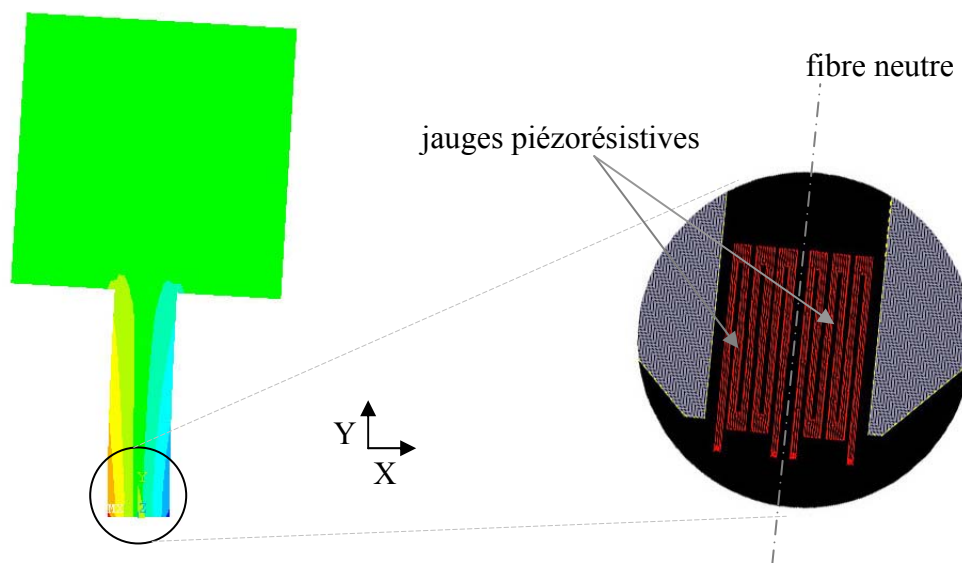


Figure 2.19. Simulation de la sensibilité hors axe (axe X) de l'accéléromètre

La figure 2.20 est un schéma du pont de Wheatstone dans lequel on a fait apparaître les variations dues aux déviations de la poutre dans les directions latérales et verticales. R_0 est la résistance nominale de la jauge de contrainte. ΔR_Z est la variation de la résistance due à la contrainte subie lorsque la poutre fléchit suivant l'axe Z. ΔR_Y et ΔR_Y correspondent à la variation de la résistance due à la contrainte subie lorsque la poutre s'étire ou se comprime suivant l'axe Y. ΔR_X est la variation de la résistance lorsque la poutre subit une accélération suivant l'axe X.

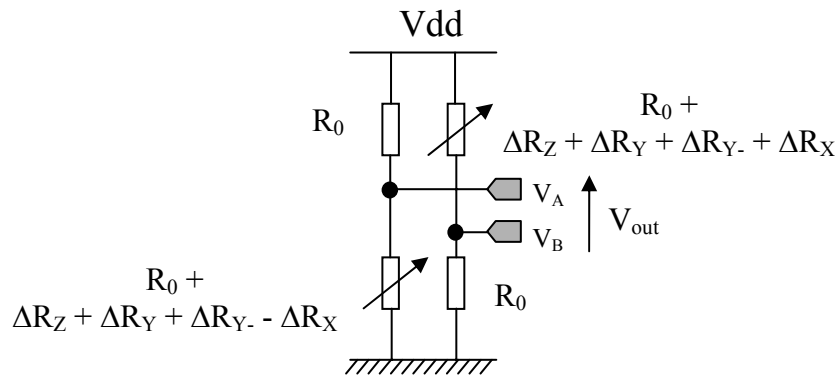


Figure 2.20. Pont de Wheatstone de l'accéléromètre

$$V_A = \frac{V_{DD} (R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-} - \Delta R_X)}{2R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-} - \Delta R_X} ; V_B = \frac{V_{DD} \cdot R_0}{2R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-} + \Delta R_X}$$

$$V_{out} = V_{DD} \frac{2R_0 (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-}) + (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-})^2 - (\Delta R_X)^2}{4R_0 (R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-})}$$

Ici, nous pouvons négliger $(\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-})^2 - (\Delta R_X)^2$ devant $2R_0 (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-})$,

de même nous négligerons le terme $\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-}$ devant R_0 .

$$\text{Nous obtenons ainsi : } V_{out} = \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y-}}{R_0} \quad (2.28)$$

La tension de sortie du pont de Wheatstone est indépendante de la variation de résistance ΔR_X lorsque la poutre subit une accélération suivant l'axe X .

Nous avons simulé les contraintes à l'encastrement lorsque la structure subit des accélérations suivant les directions X , Y et Z . Le tableau 2.6 synthétise les résultats.

Tableau 2.6. Sensibilité hors axe des structures A et B pour une accélération de 1g

Direction accélération	Contrainte encastrement (Pa)		Sensibilité	
	T-Shape A	T-Shape B	T-Shape A	T-Shape B
X	+1013 / -1013	+3308 / -3308	≈ 0 %	≈ 0 %
Y	38	63	0,18 %	0,17 %
-Y	-38	-63	0,18 %	0,17 %
Z (verticale)	21307	36091	100 %	100 %

La sensibilité hors axe de ces capteurs est très négligeable. En effet la géométrie de la poutre suspendue ne permet que des mouvements verticaux de la structure.

II.6 Simulations électriques

Un modèle comportemental a été présenté et validé. Les équations (2.18), (2.22), (2.24) du modèle sont finalement utilisées pour décrire le comportement de la structure, dans une cellule écrite en langage comportemental analogique AHDL, permettant sa simulation avec les simulateurs électriques. La simulation du capteur complet (structure mécanique couplée au circuit électronique) est présentée dans ce paragraphe. Cette simulation permet de prédire la sensibilité et la résolution du système final.

Les structures proposées, A et B, sont de largeur différentes. Les jauges de contraintes logées dans les bras ne possèdent donc pas la même géométrie. La valeur des jauges de contraintes de la structure A est de 4,3 k Ω tandis que celle de la structure B est de 1,5 k Ω . La résolution intrinsèque (sans électronique) est estimée à 0,15g pour la structure A et elle est de 0,04g pour la structure B (tableau 2.7). Rappelons que ce calcul est détaillé au paragraphe 3 de ce chapitre, pour des résistances de 1 k Ω .

Tableau 2.7. Performances intrinsèques des structures mécaniques

	T-Shape A	T-Shape B
Sensibilité ($\mu\text{V/g}$)	3,85	7,7
Résistance jauge de contrainte (k Ω)	4,3	1,5
Densité Spectrale de bruit ($n\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$)	8,4	5
Bande Passante (kHz)	4,5	3,2
Bruit total sur bande passante (μV)	0,56	0,28
Résolution (g)	0,15	0,04

Le procédé de fabrication CMOS suivi de la gravure FSBM permet d'obtenir un système complet (la structure mécanique ainsi que l'électronique qui lui est dédiée) sur le même substrat. L'objectif est maintenant de simuler la résolution et la sensibilité de l'accéléromètre

complet (la partie mécanique en même temps que la partie électronique), l'électronique étant ici un simple circuit amplificateur (amplificateur classique d'instrumentation). Il est constitué de trois amplificateurs opérationnels disponibles dans la librairie standard du fondeur. Le gain total de l'amplification est de 1000. La figure 2.21 est une vue schématique du système simulé.

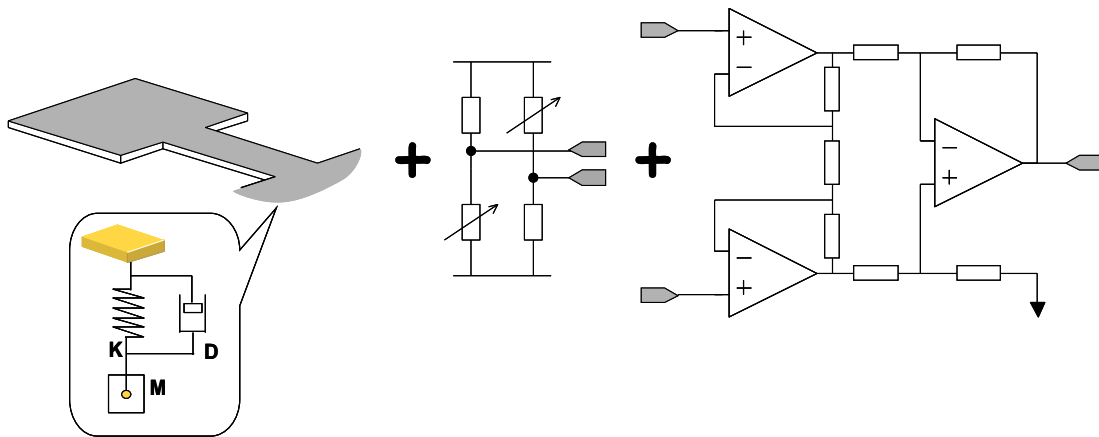


Figure 2.21. Système simulé : la structure suspendue représentée par une cellule électromécanique décrite en AHDL, et le circuit d'amplification décrit au niveau transistors

La figure 2.22 compare les sensibilités simulées des poutres suspendues en forme de *T* avec la sensibilité mesurée de la structure test en forme de *U*. Des sensibilités finales de 13,3mV/g et 27,87mV/g ont été estimées respectivement pour les structures A et B.

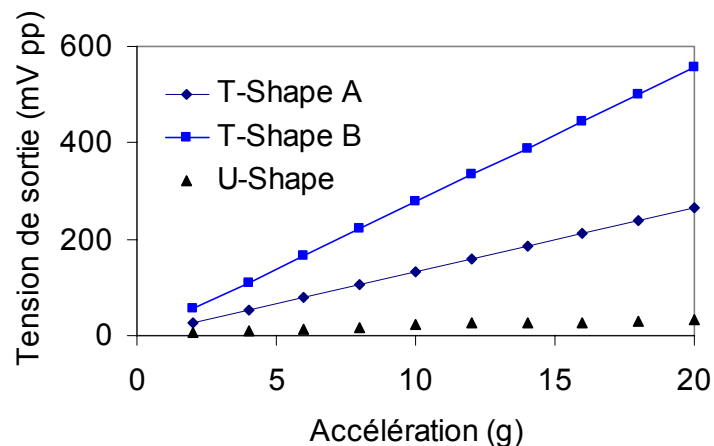


Figure 2.22. Sensibilité simulée des structures en forme de *T* comparés à celles en '*U*'

La résolution finale est obtenue à l'aide d'une simulation de bruit. La figure 2.23 montre la densité spectrale de bruit obtenue pour les deux systèmes A et B. Nous pouvons prévoir par une première approximation que le bruit équivalent ramené en entrée de la structure B est

environ la moitié du bruit équivalent de la structure A, puisque la structure B est deux fois plus sensible que la structure A. En intégrant le bruit ramené en entrée dans la bande passante considérée du capteur (de DC à sa fréquence de résonance), on obtient une résolution de 0,76g pour le capteur A et 0,35g pour le capteur B.

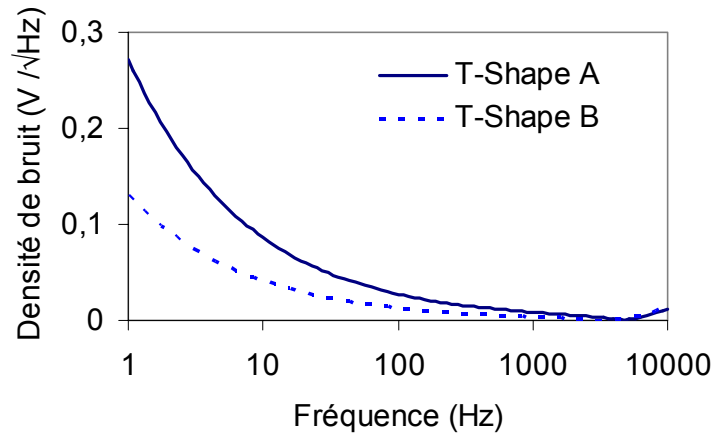


Figure 2.23. Densité spectrale de bruit équivalent ramenée en entrée pour les deux capteurs

Pour améliorer la résolution, un étage de préamplification faible bruit pourrait être ajouté au système. Le préamplificateur est de gain 10, sa fréquence de coupure est supérieure à celle du capteur. Le niveau de bruit du préampli est équivalent au bruit des résistances du pont de Wheatstone à la fréquence de résonance du capteur. La figure 2.24 est un schéma du nouveau système simulé avec le préamplificateur faible bruit.

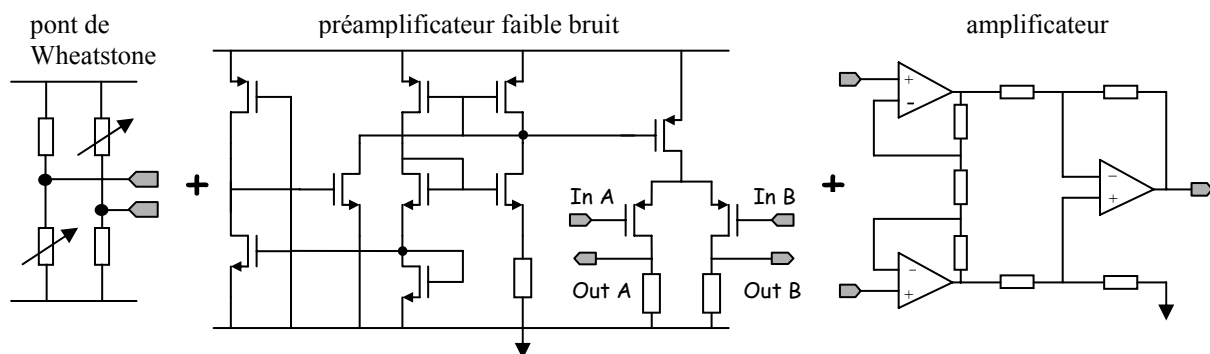


Figure 2.24. Electronique de conditionnement du signal contenant un étage de préamplification faible bruit de gain 10.

La figure 2.25 nous montre les densités spectrales obtenues avec le préamplificateur. En intégrant le bruit ramené en entrée dans la bande passante des capteurs on obtient une résolution de 0,13g pour le capteur A et 0,05g pour le capteur B. Le préamplificateur

augmente le gain de la chaîne mais ne rajoute que très peu de bruit. Ce préamplificateur permet de réduire le bruit de l'électronique d'amplification. Le bruit restant est le bruit des jauges formant le pont de Wheatstone, le bruit *intrinsèque* du capteur. La résolution obtenue pour le capteur A semble légèrement inférieure à sa résolution intrinsèque. Ceci s'explique par le fait que la résolution intrinsèque est estimée à partir de coefficients empiriques déduits des caractérisations de la structure de test en forme de *U*.

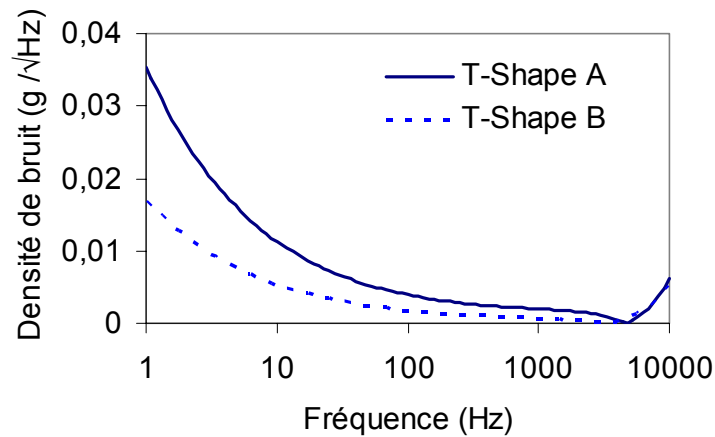


Figure 2.25. Densité spectrale de bruit avec préamplificateur faible bruit

Il a été démontré dans ce paragraphe que la structure piézorésistive permettait d'atteindre de bonnes performances si elle était accompagnée d'une électronique de conditionnement du signal performante. Dans le chapitre suivant un prototype de l'accéléromètre est présenté. Ce prototype ne comporte uniquement que l'amplificateur d'instrumentation de gain programmable, il ne contient pas l'étage de préamplification faible bruit (l'étude avec le préamplificateur ayant malheureusement été réalisée après la fabrication). Ce premier accéléromètre permet néanmoins de valider le modèle et les simulations électriques présentées.

II.7 Prototype

Ayant vérifié la fonctionnalité de l'accéléromètre à détection piézorésistive en technologie CMOS, nous sommes naturellement passés à sa phase de réalisation. Nous avons réalisé le dessin des masques (layout) du circuit. Le circuit est ensuite fondu par Austria Micro-System (AMS), la gravure des parties mécaniques par FSBM est réalisée par Ion Beam Service (IBS). Cette filière de fabrication MEMS est mise à disposition par le service CMP (Circuits Multi-Projets). La technologie CMOS utilisée est la technologie 0.8 μm , elle possède deux niveaux de métaux. La figure 2.26 est une image du layout réalisé. On peut notamment y déceler la présence d'une ligne de métal dans la structure. Cette ligne nous permettra d'avoir un autre type d'actionnement (actionnement magnétique par la force de Laplace) pour plus de possibilités expérimentales (actionnement par une force calibrée). Elle permet aussi un actionnement thermique pouvant conduire à une procédure de test thermique qui permet de vérifier la libération des structures suspendues après gravure [Dumas04].

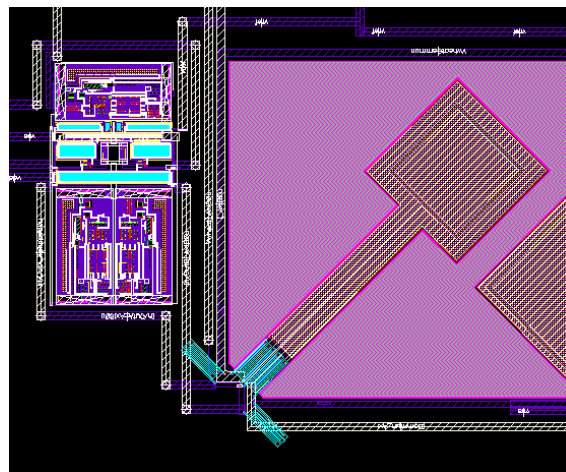
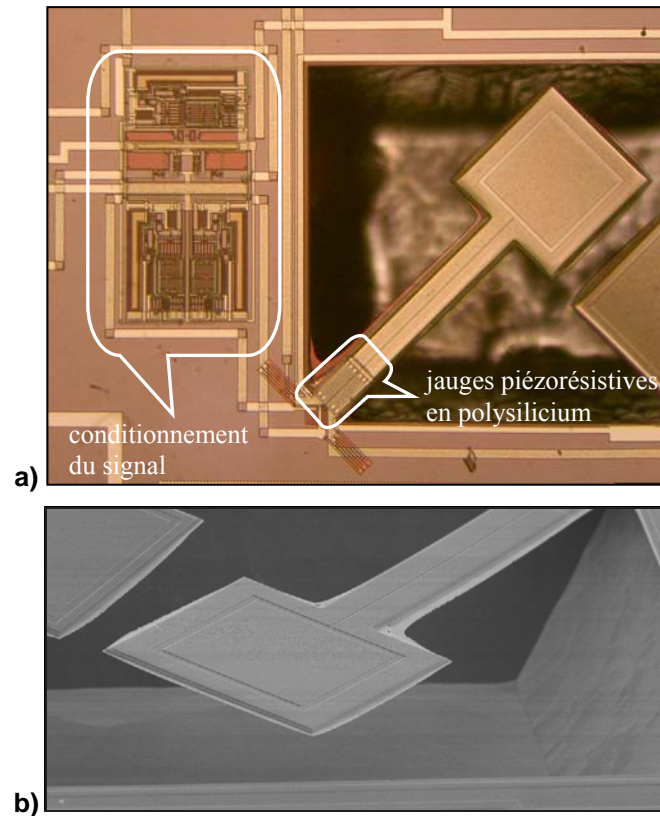


Figure 2.26. Layout de la structure A accompagnée de son circuit d'amplification

Un prototype d'accéléromètre à détection piézorésistive a été fabriqué. Ce circuit contient les deux structures A et B, la figure 2.27 est une photo d'une des structures, accompagnée de son électronique.



**Figure 2.27. a) Photo de la structure A accompagnée de son circuit d'amplification
b) Photo au Microscope à balayage électronique de la structure A**

La figure 2.28 est une photo du banc de test du capteur. Le circuit est fixé sur un pot vibrant pour sa caractérisation. La réponse des deux capteurs à une vibration de 10g d'amplitude et 100Hz de fréquence est montrée à la figure 2.29, la courbe en gras étant la réponse du capteur intégrant la structure A. La sensibilité des deux capteurs est donnée par la figure 2.30.

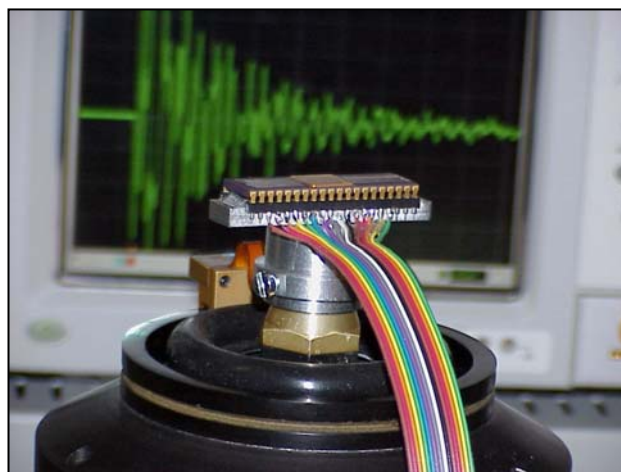


Figure 2.28. Photo de l'accéléromètre monté sur un pot vibrant

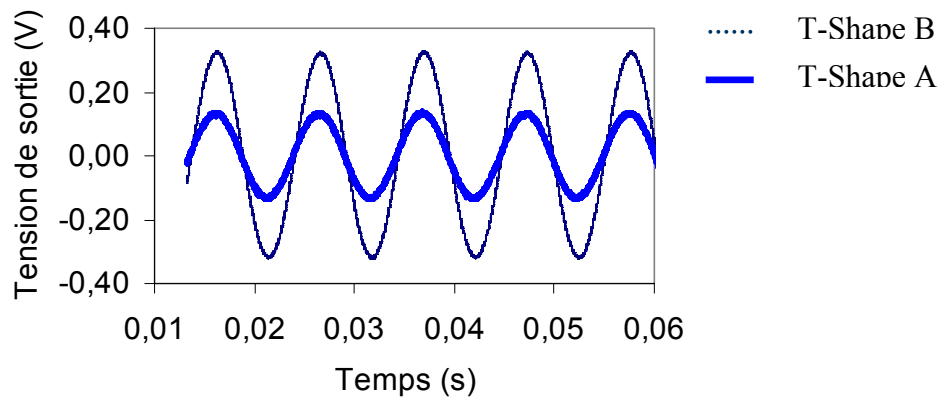


Figure 2.29. Réponse des accéléromètres à une vibration de 10g d'amplitude et 100Hz de fréquence

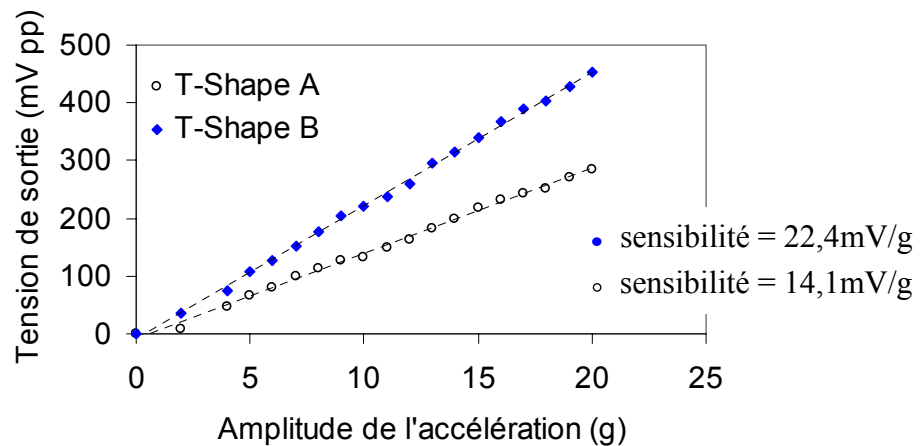


Figure 2.30. Sensibilité mesurée des deux accéléromètres à l'accélération

Des sensibilités de 14,1mV/g et 22,4mV/g ont été mesurées respectivement pour l'accéléromètre A et l'accéléromètre B. La sensibilité de l'accéléromètre B n'est pas réellement le double de celle de l'accéléromètre A. En effet, les bras de ces deux structures étant de largeurs différentes, les jauges de contrainte constituant les ponts de Wheatstone sont de valeurs différentes (4,25k Ω pour la structure A et 1,55k Ω pour la structure B). Nous pouvons constater que ces sensibilités sont conformes aux sensibilités théoriques et simulées (figure 2.22). La résolution mesurée est de 1g environ. La résolution du capteur est dégradée par l'électronique. Cette sensibilité, bien que moyenne, est suffisante pour une utilisation de ces accéléromètres dans de nombreuses applications, applications automobiles notamment (figure 2.32).

Des caractérisations de la fréquence de résonance des deux structures ont été menées. La première caractérisation a été effectuée à l'aide du pot vibrant en faisant varier la fréquence des accélérations. La deuxième caractérisation a été réalisée en présence d'un champ magnétique calibré et en utilisant la ligne de courant parcourant la structure suspendue dans lequel on fait varier la fréquence du courant injecté. La caractérisation avec le champ magnétique fait intervenir des forces ponctuelles localisées sur la ligne de courant parcourant la structure suspendue, la réponse d'une telle structure à des forces ponctuelles est celle d'un système mécanique du second ordre. Dans le cas où le capteur est soumis à une accélération, la force est répartie sur toute la structure. Les réponses en fréquence étant identiques (figure 2.31), Ces expérimentations permettent de valider le fait que le système soumis à des forces réparties sur toute la structure (l'accélération) reste bien un système mécanique du second ordre avec le même facteur de qualité et les mêmes fréquences de résonance que le système soumis à des forces ponctuelles.

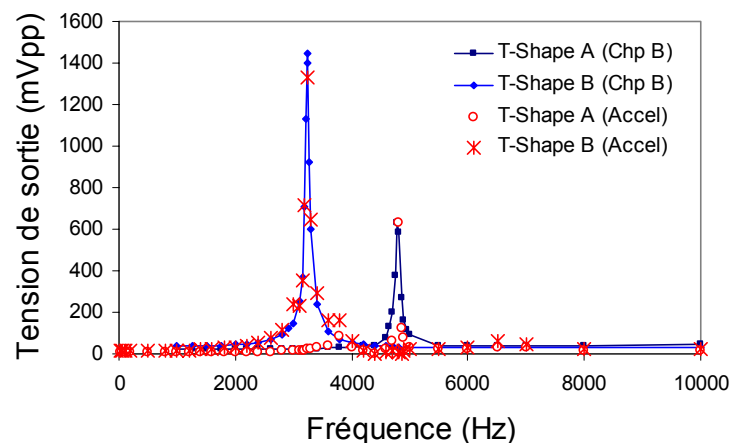


Figure 2.31. Réponses en fréquence de l'accéléromètre

Le tableau 2.8 compare et valide les résultats de modélisations, de simulations et de caractérisations.

Tableau 2.8. Comparaison modèle / simulation / caractérisation

T-Shape	Modèle distribué		ANSYS®		Caractérisation	
	A	B	A	B	A	B
Sensibilité (nm/g)	13,2	25,1	13,4	25,5	13,4	25,5
Fréquence Résonance (kHz)	4,33	3,15	4,3	3,06	4,8	3,2

La figure 2.32 nous montre que les performances de l'accéléromètre à détection piézorésistive, bien que moyennes, permettent son utilisation dans des applications comme l'automobile, la mesure de choc, etc.

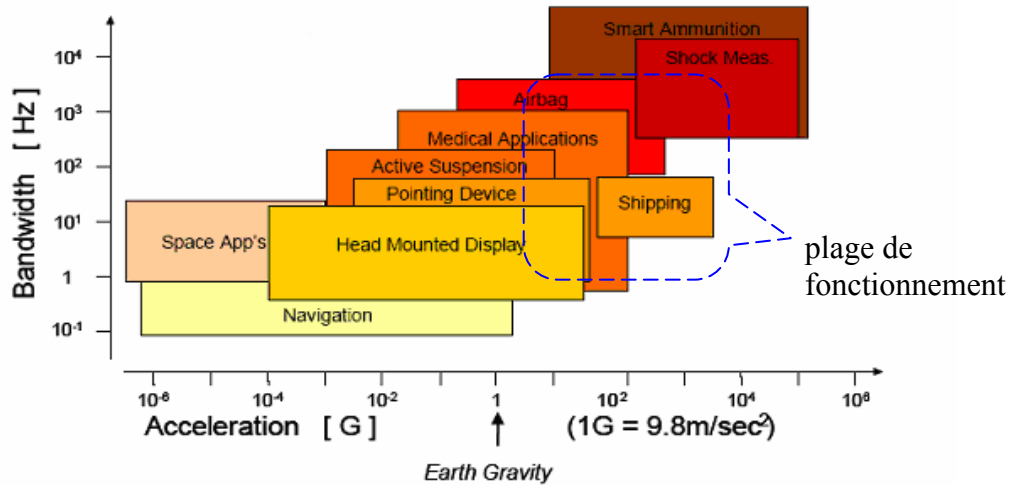


Figure 2.32. Plage de fonctionnement de l'accéléromètre

II.8 Conclusion

Dans ce second chapitre nous avons proposé une structure piézorésistive pour la mesure de l'accélération hors-plan.

Dans une première partie, à travers une approche expérimentale, nous avons démontré que les structures piézorésistives en technologie CMOS-FSBM pouvaient être utilisées dans les applications de mesure de l'accélération. Une structure de test initialement conçue pour la mesure du champ magnétique a été utilisée pour la mesure de l'accélération. Les résultats encourageants ont confirmé la faisabilité de tels capteurs en CMOS-FSBM.

Dans la seconde partie nous avons présenté une étude analytique de la faisabilité de ce type de capteur. A travers l'exemple d'une structure simple, une masse suspendue au bout d'une poutre (structure suspendue en forme de T), nous avons démontré que des résolutions intrinsèques de l'ordre de 0,1g pouvaient être atteintes pour des structures de dimensions raisonnables.

Un modèle plus rigoureux de la structure suspendue en forme de T a été proposé dans une troisième partie. La poutre soumise à une accélération se comporte comme un système mécanique du second ordre masse, ressort, amortisseur (K , M , D). Le modèle présenté considère l'accélération comme une charge uniformément répartie au lieu de faire l'hypothèse d'une charge localisée au milieu du plateau.

Ce modèle a été vérifié par des simulations par éléments finis dans la quatrième partie.

La modélisation de la structure a pour but de pouvoir simuler conjointement la partie mécanique du microsystème et son électronique, permettant ainsi de prédire les performances finales du système. Ces simulations sont présentées dans la cinquième partie.

Deux prototypes d'accéléromètres à détection piézorésistive ont été conçus et fabriqués. Les performances des prototypes concordent avec les résultats de modélisation et de simulation.

Chapitre II : Mesure par transduction piézorésistive

La résolution, bien que modeste ($\approx 1g$), reste tout de même exploitable pour des applications de mesure de moyennes et grandes accélérations ou pour la mesure de chocs.

La suite de l'étude concerne la mesure de l'accélération par transduction thermique. L'accéléromètre étudié est un capteur sans masse d'épreuve. Il est basé sur le principe du transfert de chaleur par convection, d'une résistance chauffante vers des thermistances placées de part et d'autre de l'élément chauffant.

Chapitre III

Mesure par transduction thermique

III.1 Introduction

Une solution de mesure de l'accélération a été proposée dans le chapitre précédent. La structure proposée utilise une détection piézorésistive. Une masse sismique, mise en mouvement lors d'une accélération, induit des contraintes dans les éléments détecteurs (jauges piézorésistives), ces contraintes sont transformées en signal électrique par l'intermédiaire des détecteurs. Nous étudierons dans ce chapitre un autre type de détection basé sur le transfert de chaleur par convection. Cet accéléromètre à détection thermique, très simple de conception, possède l'avantage de ne comporter ni masse sismique ni structure mobile. La structure utilisée permet la détection de l'accélération dans le plan.

Pour mieux cerner les phénomènes mis en œuvre dans ce type d'accéléromètre, nous présenterons brièvement un rappel sur les différents modes de transferts thermiques. Nous verrons, à travers les résultats de caractérisation d'un prototype, que ces accéléromètres offrent de bonnes performances en terme de sensibilité et de résolution. Une modélisation basée sur la simulation à éléments finis sera étudiée.

III.2 Détection thermique

Pour la détection de l'accélération dans le plan horizontal nous utiliserons la détection thermique. L'accéléromètre est composé de trois ponts suspendus intégrant chacun des résistances soit pour créer une source de chaleur, soit pour mesurer des variations de température. La mesure de l'accélération est basée sur le principe du transfert de chaleur par convection du pont central vers les détecteurs thermiques.

III.2.1 Rappels sur les transferts thermiques

On définit simplement le transfert thermique comme étant l'énergie thermique en déplacement due à une différence de température. Lorsqu'il existe une différence de

température dans un même milieu ou entre deux milieux (solides ou fluides), il se produit obligatoirement un transfert de chaleur. Il existe plusieurs types de transferts thermiques qui dépendent des milieux mis en jeu.

III.2.1.1 La conduction

Lorsque dans un milieu (solide ou fluide) le transfert de chaleur s'effectue sans mouvement de masse, le terme désignant les échanges de chaleur dans le milieu est la conduction. Pour un modèle microscopique, la conduction est l'effet global du transport d'énergie par l'agitation des porteurs élémentaires (molécules, phonons, électrons, etc.), des particules les plus énergétiques aux particules les moins énergétiques grâce aux interactions entre les particules. Il est possible de quantifier le transfert de chaleur à l'aide d'équations. Au niveau macroscopique le transfert thermique est régi par l'équation de la chaleur :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(k_x \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(k_y \frac{\partial T}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(k_z \frac{\partial T}{\partial z} \right) + P_v = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.1)$$

où k_x, k_y, k_z , sont les conductivités thermiques du matériaux suivant les directions O_x, O_y, O_z exprimées en $W.m^{-1}.K^{-1}$

P_v est une puissance volumique apportée au système (par effet Joule ou effet Peltier par exemple), elle est exprimée en $W.m^{-3}$

ρ est la masse volumique ($kg.m^{-3}$) et C_p est la chaleur massique ($J.kg^{-1}.K^{-1}$).

Si on considère un modèle à une dimension où la conductivité thermique est indépendante de la température, le bilan énergétique est donné par l'équation de Laplace :

$$k \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + P_v = \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} \quad (3.2)$$

En régime permanent on obtient : $k \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + P_v = 0$ (3.3)

dont l'intégrale s'écrit : $T = -\frac{P_v}{k} \frac{x^2}{2} + Ax + B$ (3.4)

où les constantes A et B sont déterminées par les conditions aux limites.

III.2.1.2 La convection

La convection est le résultat de la poussée d'Archimède sous l'effet de la pesanteur due aux différences de densité dans un fluide. Elle désigne le transfert thermique qui a lieu entre une surface solide et un fluide *non stationnaire* lorsqu'ils sont à des températures différentes. Le transfert s'effectue par conduction lorsqu'il n'y a pas de mélange de matière, c'est le cas pour un fluide immobile ou un écoulement laminaire où les filets de fluides restent "parallèles" entre eux [Eyglunent]. Il est difficile d'obtenir un fluide parfaitement immobile, en effet, des courants de convection prennent très vite naissance : le fluide s'échauffe au contact de la surface solide, le fluide ainsi chauffé monte sous l'effet de la poussée d'Archimède puis se refroidit et redescend.

Le transfert de chaleur par convection est constitué de deux mécanismes : la diffusion, qui est le transfert d'énergie dû au mouvement aléatoire des molécules, et le mouvement du fluide lui-même. Il existe deux types de convections : la convection libre ou naturelle où le mouvement du fluide est dû uniquement à la différence de température, et la convection forcée où ici le mouvement du fluide est dû à une action extérieure (soufflerie, pompe, etc.).

A la surface d'un solide, le flux thermique convectif est donné par la loi de Newton suivante :

$$\phi_{conv} = h.(T_s - T_\infty) \quad (3.5)$$

où Φ_{conv} (W/m²) est le flux convectif et h (W/m².K) est le coefficient de convection. Le coefficient h dépend de la géométrie de la surface, des propriétés du fluide et de la nature du mouvement du fluide. Le calcul de ce coefficient de convection est l'une des difficultés majeures dans un problème de transfert de chaleur par convection.

III.2.1.3 La radiation

Le troisième mode de transfert de la chaleur est la radiation thermique. Tous les corps solides, liquides ou gazeux, à une température donnée, émettent un rayonnement électromagnétique. L'énergie de la radiation est transportée par les ondes électromagnétiques. Contrairement à la conduction ou à la convection, le transfert par radiation ne nécessite pas de support matériel. En fait, le transfert radiatif est plus efficace dans le vide, avec la célérité de la lumière et sans aucune perte de l'énergie transportée.

Si on considère le transfert radiatif d'une surface à une température T_s , l'émittance totale E (W.m^{-1}) est donnée par la loi de Stefan-Boltzmann :

$$E = \varepsilon \cdot \sigma \cdot T_s^4 \quad (3.6)$$

où σ est la constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{W/m}^2 \cdot \text{K}^4$) et ε est le coefficient d'émissivité de la surface ($0 \leq \varepsilon \leq 1$, le corps noir étant le matériau possédant l'émissivité maximum $\varepsilon = 1$).

Le cas le plus fréquent de transfert thermique par radiation est l'échange de chaleur entre une surface convexe à une température T_1 et une surface concave l'entourant à une température T_2 . Le flux thermique est exprimé de la manière suivante :

$$\phi_{rad(1 \rightarrow 2)} = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2 S_1}{1 - \left(1 - \varepsilon_1 \frac{S_1}{S_2}\right) (1 - \varepsilon_2)} \sigma (T_1^4 - T_2^4) \quad (3.7)$$

III.3 Principe de l'accéléromètre thermique

Rappelons le principe de fonctionnement de l'accéléromètre à détection thermique. Une résistance chauffante intégrée dans un pont est suspendue au dessus d'une cavité. Deux détecteurs de température (thermistances ou thermocouples) sont également suspendus au dessus de la cavité, à égale distance de l'élément chauffant, l'ensemble est placé dans un boîtier hermétique. La résistance chauffante crée un gradient de température qui est symétrique lorsque aucune accélération n'est appliquée. L'air chaud autour de la résistance chauffante est moins dense que l'air froid dans la cavité. Dans la cavité, lors d'une accélération, l'air froid plus dense va dans le sens opposé de l'accélération, chassant ainsi l'air chaud dans la direction de l'accélération. Il apparaît ainsi une variation de température sur les détecteurs, cette variation étant symétrique. En supposant que les thermistances ont une résistance et un coefficient de température identiques, ces différences de température se traduisent par des variations de résistances strictement opposées. Intégré à un pont de Wheatstone, les détecteurs traduisent l'accélération en variation de tension (figure 3.1).

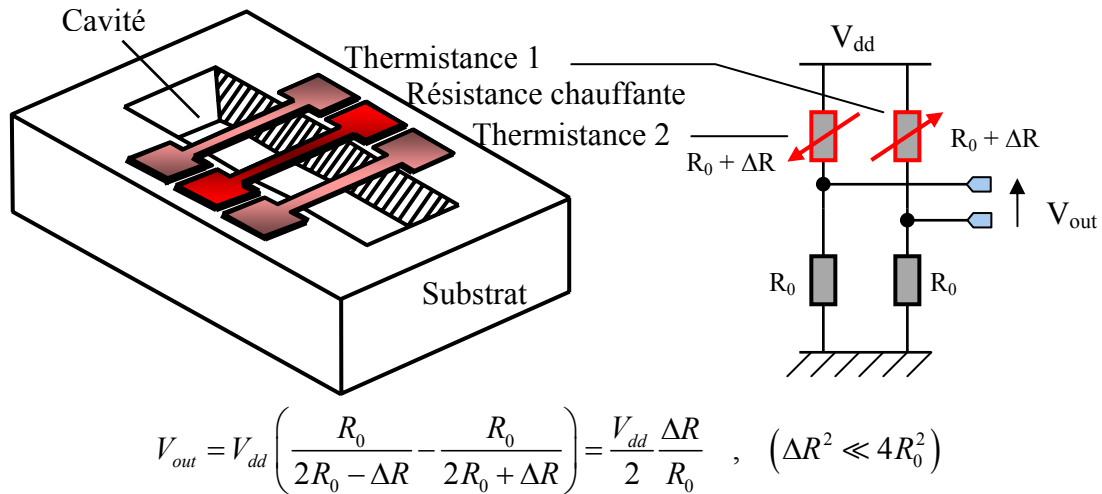


Figure 3.1 : Principe de l'accéléromètre thermique

La sensibilité de ces capteurs dépend de la conductivité thermique du gaz [Astié00], de sa pression [Bedö00] [Oosterbroek99], et de son expansivité [Leung98]. Elle dépend aussi de la nature des matériaux des résistances suspendues, certains accéléromètres utilisent des matériaux performants pour les échanges thermiques (exemple : platine [Giani02]). Dans notre cas nous ne pouvons pas choisir ni le fluide ni même les matériaux utilisés.

Les transferts thermiques mis en jeu dans cet accéléromètre sont la conduction (évacuation de la chaleur le long de la résistance chauffante vers le substrat) et la convection (échange de chaleur entre la résistance chauffante et les détecteurs). Ici, la radiation sera négligée, la température de fonctionnement de l'élément chauffant est trop faible ($<1000K$) pour que les phénomènes radiatifs soient mis en jeu [Geisberger03]. Du fait de la complexité d'un tel système (influence de l'accélération, géométrie de l'accéléromètre), la modélisation ne sera pas analytique. Une modélisation basée sur des simulations par éléments finis sera proposée. Néanmoins les formules énoncées plus haut permettent de calculer des résultats au premier ordre.

III.3.1 Distribution de la température le long de la résistance

Ici nous ne tiendrons compte uniquement que de la conduction dans la résistance (pas de phénomène de convection). Notre résistance chauffante est de dimension $1mm \times 40\mu m \times 5\mu m$ (figure 3.2). Si dans cette résistance est dissipée une puissance de 3mW,

soit une puissance par unité de volume $P_v = 1,36.10^{10} (W.m^{-3})$, de la formule 3.4, nous pouvons déduire la température le long de la résistance chauffante :

$$T = -\frac{P_v}{2k}x^2 + \frac{P_v \cdot L}{2k}x + T_0 \quad (3.8)$$

où L est la longueur de la résistance (1mm), T_0 est la température de référence (ici, la température du substrat) et k est la conductivité thermique de la résistance ($k = 2.44$, cette conductivité correspond à la conductivité équivalente de la résistance chauffante du capteur fabriqué).

Le profil de température le long de la résistance est donné à la figure 3.2. La température maximale atteinte est de $700^\circ C$ et la température moyenne est de $450^\circ C$.

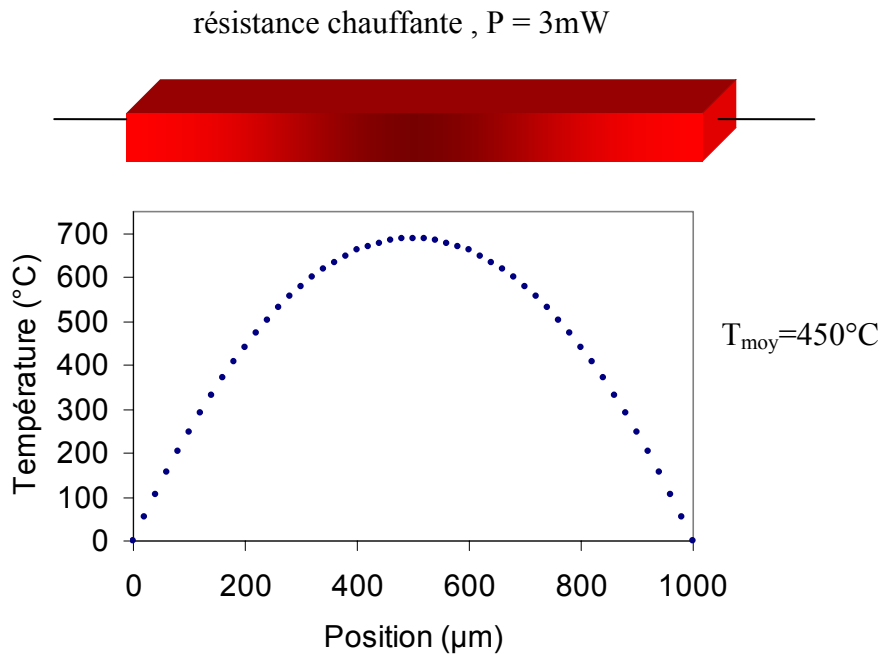


Figure 3.2 : Distribution de la température le long de la résistance chauffante

Nous verrons par la suite que pour atteindre une température moyenne sur la résistance chauffante de $450^\circ C$, la résistance doit dissiper une puissance de 35mW (résultats expérimentaux). Si dans ce modèle nous fixons la puissance dissipée à 35mW, nous atteindrions une température moyenne de la résistance de $5000^\circ C$ environ. Ceci nous montre que le phénomène de conduction le long de la résistance n'est pas le phénomène prépondérant de notre capteur. Uniquement 3mW sont évacués par conduction le long du pont, contre 35mW au total (conduction et convection).

Maintenant que nous savons que la conduction dans la résistance est un phénomène négligeable, nous allons évaluer les pertes thermiques par transfert dans le fluide.

III.3.2 Transfert de chaleur dans le fluide

A) Distribution de la température dans le fluide pour une accélération nulle

Lorsqu'il n'y a pas d'accélération, une simulation par éléments finis montre que les isothermes autour de la résistance chauffante forment quasiment des cercles (figure 3.3). Nous faisons donc l'hypothèse suivante : le système se comporte comme une résistance chauffante cylindrique emprisonnée dans un cylindre contenant le fluide.

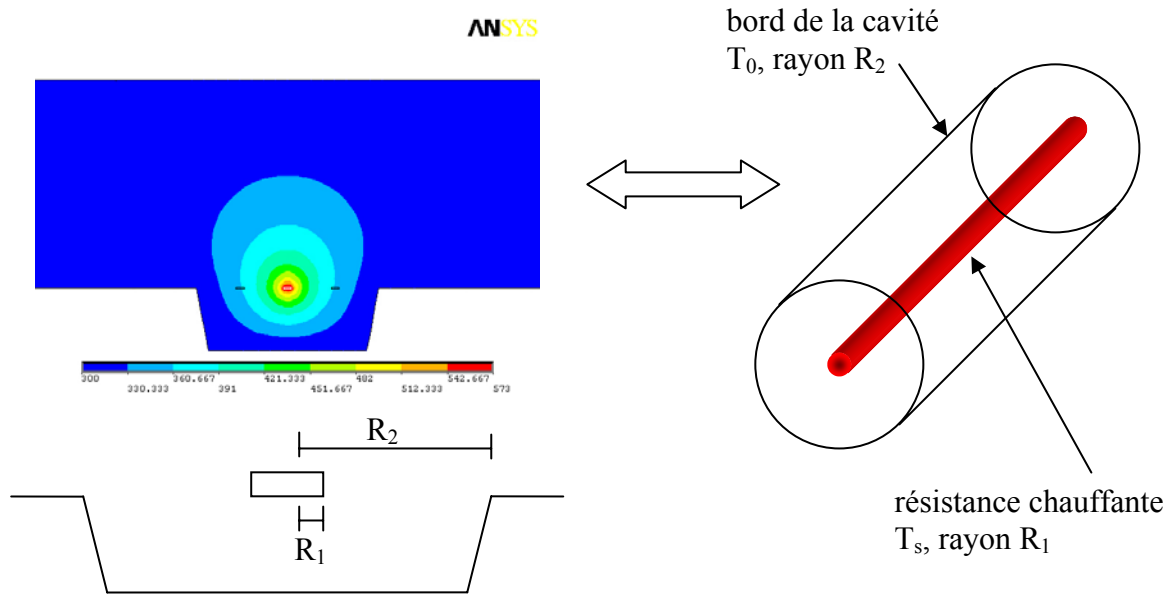


Figure 3.3 : Modèle cylindrique

En l'absence d'accélération y compris la gravité, le mode de transfert de chaleur dans le fluide est la conduction. L'équation de la conduction en régime stationnaire (équation 3.3) s'écrit en coordonnées cylindriques :

$$\frac{d}{dr} \left(r \cdot \lambda(T) \frac{dT}{dr} \right) = 0 \quad (3.9)$$

où $\lambda(T)$ est la conductivité thermique de l'air : $\lambda(T) = \lambda_0 (1 + \gamma T)$ ($\text{W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$) (3.10)

avec la conductivité thermique de l'air à 0°C , $\lambda_0 = 0,025 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$

et γ le coefficient de variation de la conductivité de l'air, $\gamma = 2,66 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$

En séparant les variables, on a après intégration : $\lambda_0 \left(T + \gamma \frac{T^2}{2} \right) = A \cdot \ln(r) + B$ (3.11)

Soit $T_{r=R_1}=T_s$ la température à la surface de la résistance chauffante et $T_{r=R_2}=T_0$ la température au bord de la cavité. Ces conditions aux limites permettent de déterminer les constantes A et B. Nous obtenons la relation suivante [Mailly02a] :

$$T + \gamma \frac{T^2}{2} = \frac{-\left[(T_s - T_0) + \frac{\gamma}{2} (T_s^2 - T_0^2) \right]}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \cdot \ln\left(\frac{r}{R_1}\right) + T_s + \gamma \frac{T_s^2}{2}$$
 (3.12)

où R_1 est le rayon de la résistance chauffante $R_1=20\mu\text{m}$ et R_2 est le rayon de la cavité $R_2=570\mu\text{m}$.

De l'équation 3.12 nous déduisons :

$$r = R_1 \cdot \exp\left(\frac{\left(T + \gamma \frac{T^2}{2} \right) - \left(T_s + \gamma \frac{T_s^2}{2} \right)}{\left(T_s - T_0 \right) + \gamma \left(\frac{T_s^2 - T_0^2}{2} \right)} \cdot \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \right)$$
 (3.13)

De cette expression nous pouvons tracer la courbe $r=f(T)$. La courbe $T=f(r)$ est simplement obtenue en inversant les axes du graphique. La figure 3.4 compare le profil de température obtenu à l'aide du modèle cylindrique et le profil obtenu par simulation à éléments finis. En l'absence d'accélération, le modèle cylindrique où uniquement la conduction est considérée, rend très bien compte du transfert thermique dans le fluide.

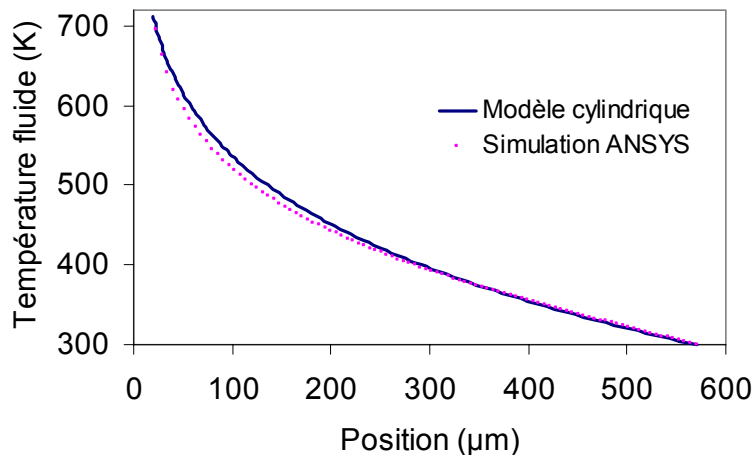


Figure 3.4 : Profil de la température dans le fluide

On remarque que les phénomènes de conduction dans le fluide peuvent en l'absence d'accélération être modélisés analytiquement. Ce sont ces phénomènes de conduction qui fixe la température de référence des détecteurs. La conduction dans le fluide fixe la température de mode commun des détecteurs de l'accéléromètre.

B) Puissance évacuée par la résistance chauffante

Pour un milieu en régime stationnaire l'équation de la conduction utilisée est la *loi de Fourier*.

$$\phi_{cond} = -k \cdot \nabla T \quad (3.14)$$

où Φ_{cond} (W.m^{-2}) est le flux surfacique conductif, k ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$) est la conductivité thermique (en général elle dépend de la température) et ∇T est le gradient de température.

Si on considère de nouveau le modèle cylindrique de la figure 3.3, la loi de Fourier en

modèle cylindrique s'écrit alors :
$$\phi_{cond} = -\lambda(T) \cdot S \frac{dT}{dr} \quad (3.15)$$

où $\lambda(T)$ est la conductivité thermique de l'air et $S = 2\pi \cdot r \cdot L$ est la surface traversée par le flux.

Après intégration on obtient :

$$\Phi_{cond} = \frac{2\pi \cdot \lambda_0 \cdot L}{\ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \left((T_s - T_0) + \frac{\gamma}{2} (T_s^2 - T_0^2) \right) \quad (3.16)$$

Par convention on écrit : $\Phi_{cond} = k' \cdot S_1 (T_s - T_0)$

où k' est le coefficient d'échange thermique et $S_1 = 2\pi \cdot R_1 \cdot L$ est la surface de la résistance chauffante.

Nous obtenons :
$$k' = \frac{\lambda_0}{R_1 \cdot \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \left(1 + \frac{\gamma}{2} (T_s + T_0) \right) \quad (3.17)$$

Nous obtenons un coefficient d'échange $k' = 875 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$

La puissance évacuée par la résistance de chauffe s'écrit : $P_{k'} = k' \cdot (T_s - T_0) \cdot S_1'$

où S_1' est la surface réelle de la résistance.

Nous obtenons une puissance évacuée $P_{k'} = 32 \text{ mW}$.

Nous avons vu précédemment que les pertes par conduction le long de la résistance s'élèvent à environ 3mW (paragraphe 2.2.1). Nous venons d'estimer que la conduction dans le fluide (en l'absence d'accélération y compris de gravité) représentait environ 32mW. Nous ne possédons pas de modèle analytique décrivant le transfert de chaleur par convection (en présence d'une accélération). Nous estimons cependant que la puissance évacuée par convection est négligeable comparé à la puissance évacuée par conduction dans le fluide. Néanmoins ce sont ces phénomènes de convection qui sont à l'origine du signal utile de l'accéléromètre (nous parlons ici du mode différentiel du capteur), c'est la convection qui crée la dissymétrie de température sur les détecteurs.

Ces phénomènes n'étant pas modélisables analytiquement, nous aurons recours à la simulation par éléments finis (ANSYS®).

III.4 Prototype

Un prototype d'accéléromètre à détection thermique a été conçu. Nous pouvons voir sur la figure 3.5 la structure ainsi que son électronique de conditionnement du signal, un simple amplificateur d'instrumentation de gain programmable (20\100\1000). La structure est constituée de trois ponts dans lesquels sont logés une résistance chauffante (pont du milieu) et des thermistances. Les dimensions de l'élément chauffant sont $40 \times 1040 \mu\text{m}^2$, celles des détecteurs sont $30 \times 700 \mu\text{m}^2$ et la distance qui les sépare est de $200 \mu\text{m}$. La profondeur de la cavité est d'environ $300 \mu\text{m}$. Les résistances suspendues sont en polysilicium. Une couche d'aluminium a été conservée pour uniformiser la température au milieu des ponts où s'effectue le maximum d'échange convectif. Pour améliorer le transfert de chaleur, la zone au dessus de la couche d'aluminium reste sans oxyde de passivation.

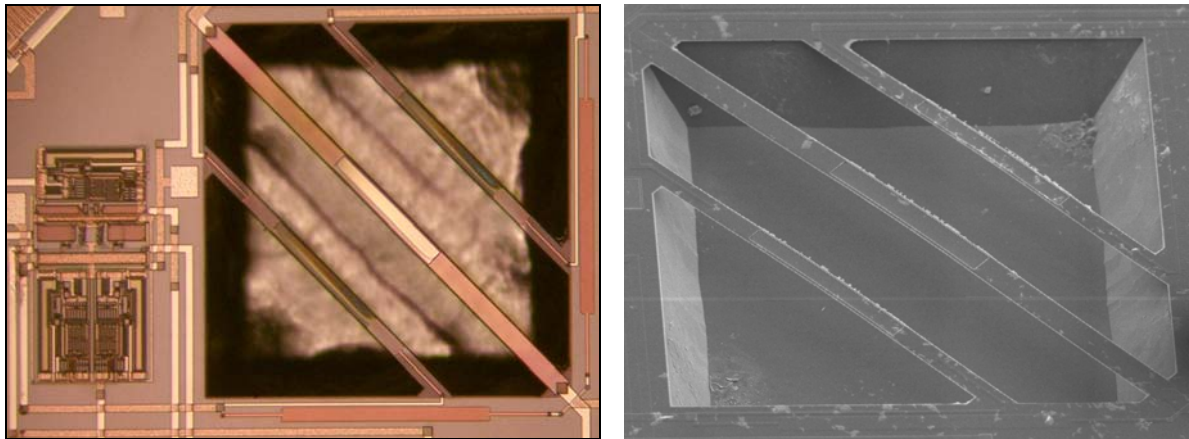


Figure 3.5 : Photo de l'accéléromètre thermique

La figure 3.6 est une photo du banc de test du capteur. Le circuit est cette fois ci fixé verticalement sur le pot vibrant pour sa caractérisation. La puce est orientée à 45° par rapport à la verticale de manière à positionner l'axe sensible du capteur dans la direction des accélérations générées par le pot vibrant.



Figure 3.6 : Photo du banc de test

Les résultats exposés ci-après ont été mesurés avec une puissance de chauffe de 35mW (la résistance chauffante de 700Ω est traversée par un courant de 7mA). Dans ces conditions la température moyenne de la résistance chauffante atteint 438°C (déduite du coefficient de température du polysilicium, $\text{TCR}_{\text{poly}} = 0,09\% / ^{\circ}\text{C}$).

La figure 3.7 montre la sensibilité du capteur à l'inclinaison ($\pm 1g$). Pour la partie linéaire (autour de 90°), la résolution angulaire est d'environ 1.7° (SNR=1).

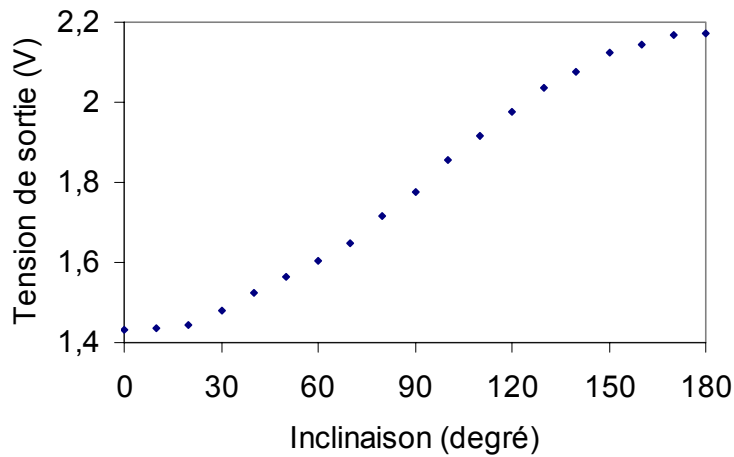


Figure 3.7 : Sensibilité du capteur à l'inclinaison (Gain 1000)

La figure 3.8 représente cette fois-ci la sensibilité du capteur en fonction de l'accélération. La courbe est obtenue simplement en calculant le cosinus de l'angle de la figure 3.7.

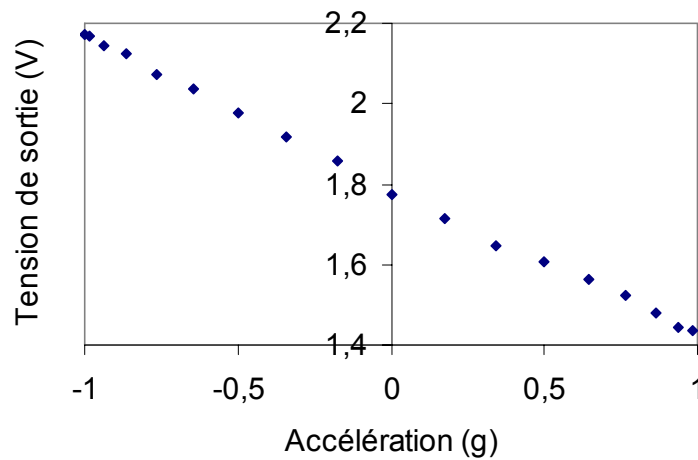


Figure 3.8 : Sensibilité à l'inclinaison exprimée en g

La différence de température entre les détecteurs est calculée à partir de la tension de sortie de l'amplificateur en tenant compte du gain. La variation de température d'un détecteur dT est obtenue à partir de la variation de résistance dR du pont de Wheatstone, et du coefficient de température de la résistance TCR :

$$dT = dR \frac{1}{TCR * R} = \frac{dR}{R} \frac{1}{TCR} = \frac{V_{out}}{(V_{dd} / 2) \cdot Gain_ampli} * \frac{1}{0,09\%} \quad (3.18)$$

où R est la valeur de la résistance du détecteur à température ambiante,

V_{dd} est la tension d'alimentation du pont de Wheatstone,

V_{out} est la tension de sortie de toute la chaîne de mesure incluant l'amplificateur,

On obtient une différence de température entre les deux détecteurs d'environ 1.53°C/g.

La figure 3.9 présente la tension de sortie du capteur pour des accélérations sinusoïdales d'amplitude 0-10g à une fréquence de 40Hz (la plus petite fréquence offerte par le pot vibrant). La sensibilité est de 375mV/g.

La résolution de l'accéléromètre est obtenue à partir du niveau de bruit en sortie du capteur mesurée à l'oscilloscope (environ 11,2mV). Ce niveau de bruit correspond à un bruit équivalent exprimé en entrée de 30mg.

L'erreur de linéarité, exprimée en pourcentage de la pleine échelle, est inférieure à 2%. Une saturation est attendue pour des accélérations d'amplitudes élevées puisque la différence de température entre les détecteurs ne peut physiquement excéder l'élévation de température de l'élément chauffant.

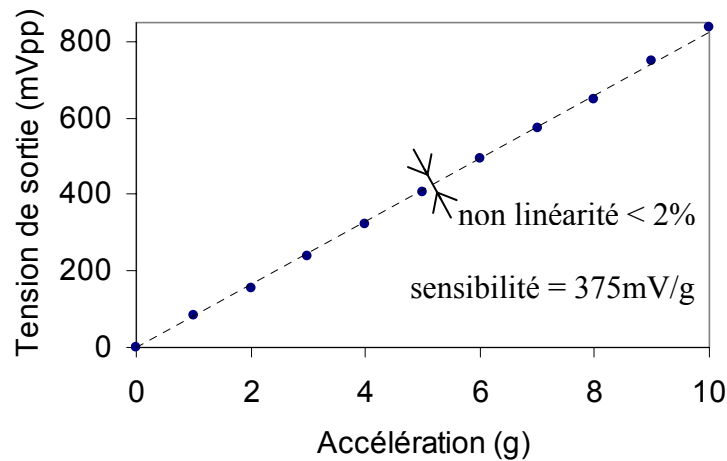


Figure 3.9 : Sensibilité du capteur à l'accélération (Gain 100)

Ce premier prototype a montré que de bonnes performances (résolution 30mg, etc.) pouvaient être atteintes en technologie CMOS-FSBM à l'aide de structures très simple (trois ponts suspendus).

Le paragraphe suivant est consacré à la mise en place d'un modèle basé sur la simulation à éléments finis.

III.5 Modélisation à l'aide des éléments finis

III.5.1 Modèle statique

Des simulations d'un modèle de l'accéléromètre ont été menées. La structure simulée est décrite sur la figure 3.10.

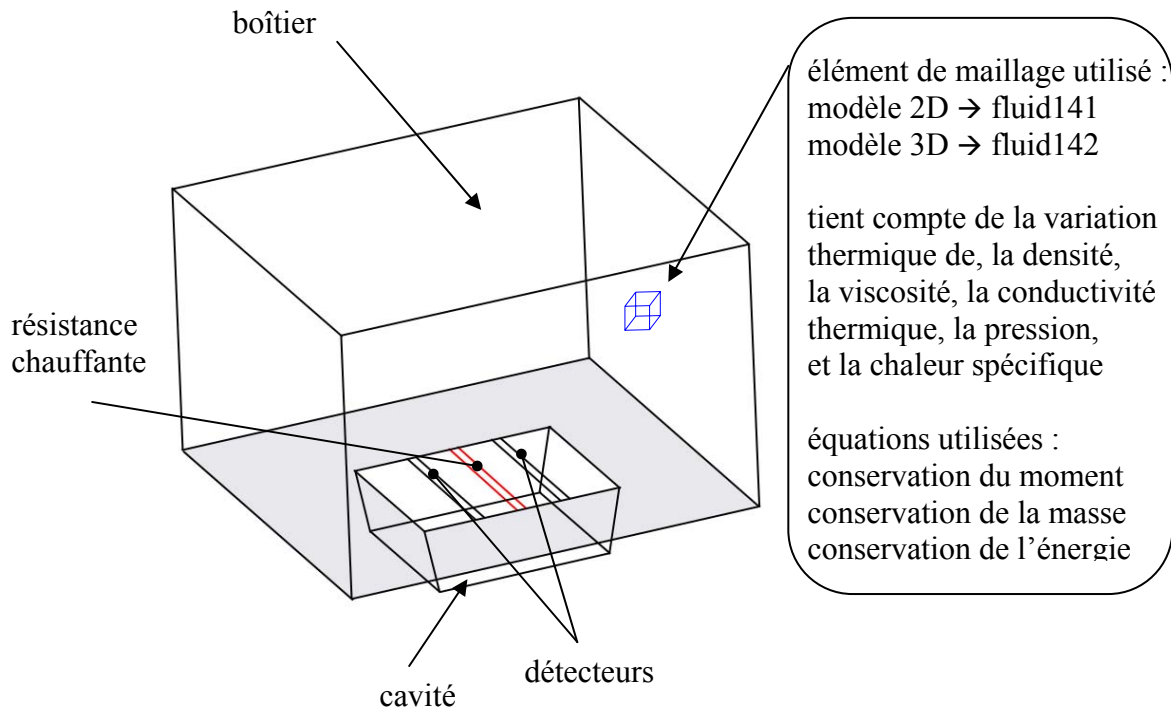


Figure 3.10 : Schéma de l'accéléromètre simulé

Un exemple de simulation est donné ci-dessous. Les résultats obtenus correspondent à une accélération de 200g. La figure 3.11 représente la distribution de la température dans l'accéléromètre dans le plan horizontal contenant les éléments suspendus. Sur cette figure nous pouvons distinguer l'évacuation de la chaleur long des détecteurs vers le substrat.

La figure 3.12 nous montre le profil de la température suivant le plan vertical passant par le centre des éléments suspendus. Les parties horizontales de la courbe correspondent à la température des éléments suspendus.

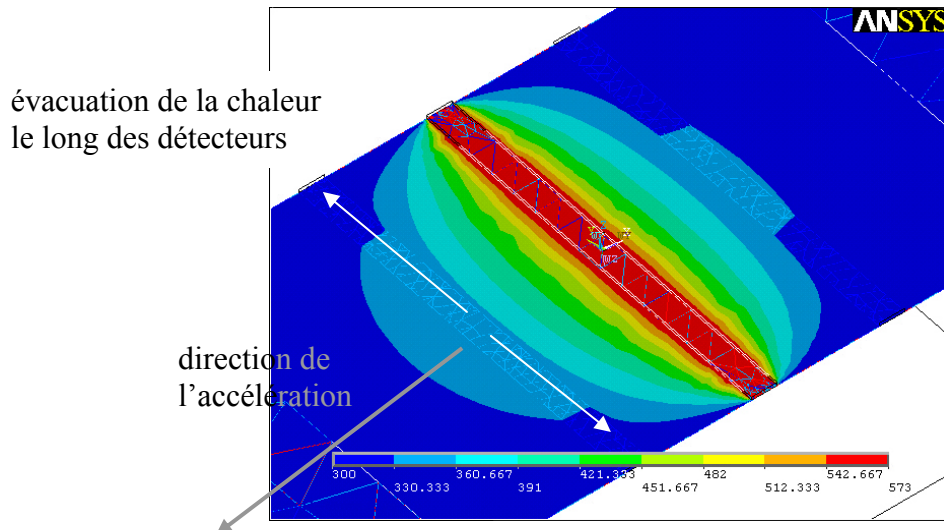


Figure 3.11 : Vue en coupe de la distribution de température (coupe selon le plan horizontal)

$\Delta T_{\text{chauffage}}$ et $\Delta T_{\text{mode-commun}}$ sont fonction de la conduction dans le fluide
 $\Delta T_{\text{détecteurs}}$ est fonction de la convection (mode différentiel)

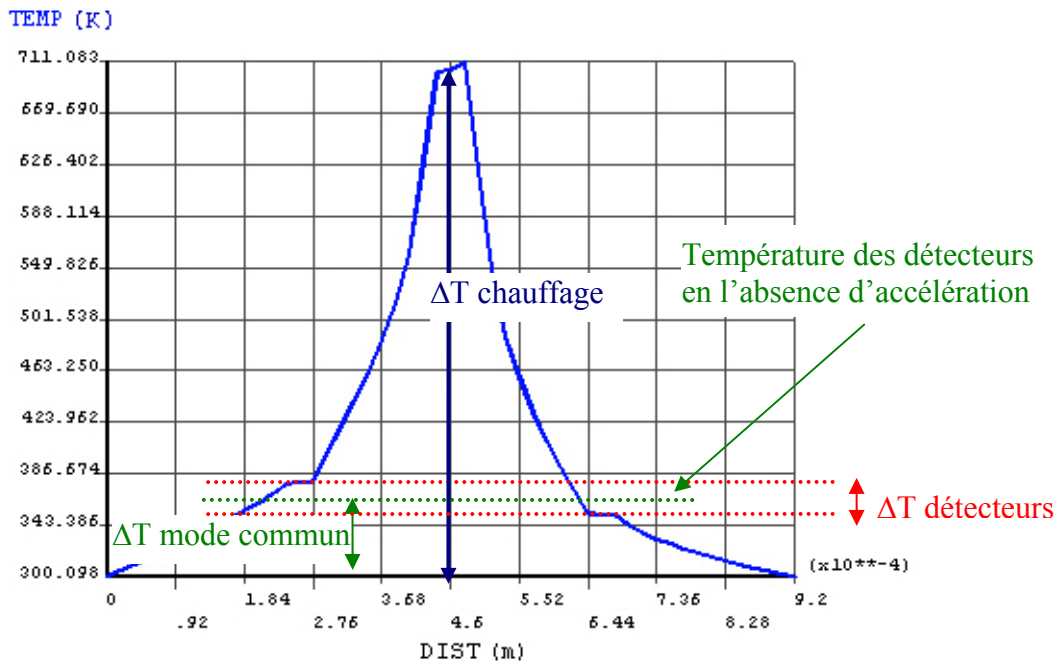


Figure 3.12 : Profil de la température

Le profil de la température lors de l'accélération est fonction à la fois de la conduction et de la convection. La différence entre la température du substrat et la température des détecteurs lorsqu'il n'y a pas d'accélération est dû à la conduction thermique dans le fluide. Cette différence de température est le mode commun de l'accéléromètre. La différence de température entre les détecteurs $\Delta T_{détecteurs}$, lors d'une accélération, est principalement due à la convection.

Ces simulations par éléments finis nous permettent de connaître les performances du système à la seule condition de connaître exactement les caractéristiques thermiques des différents matériaux composant les structures suspendues. Ici ces paramètres ne sont pas connus avec précision. Nous utiliserons donc un modèle "2D", dans lequel on ne prend en compte que la température à la surface de la résistance chauffante, la température du boîtier et le fluide. La structure considérée n'est plus la structure complète de l'accéléromètre mais une vue en coupe selon un plan vertical passant par le centre des éléments suspendus. L'effet de l'évacuation de chaleur par conduction le long des ponts vers le substrat ne sera pas considéré. La température sur les différents éléments suspendus du modèle à deux dimensions représente la température moyenne des éléments suspendus (figure 3.13). Les résultats ainsi obtenus seront donc minorés en comparaison à la structure réelle. La figure 3.13 est un exemple de résultat d'une simulation en "2D". Elle nous montre la distribution de la température pour une accélération de 200g vers la gauche. Nous avons choisi, ici, une accélération aussi élevée, pour bien montrer la dissymétrie du profil de température dû à l'accélération.

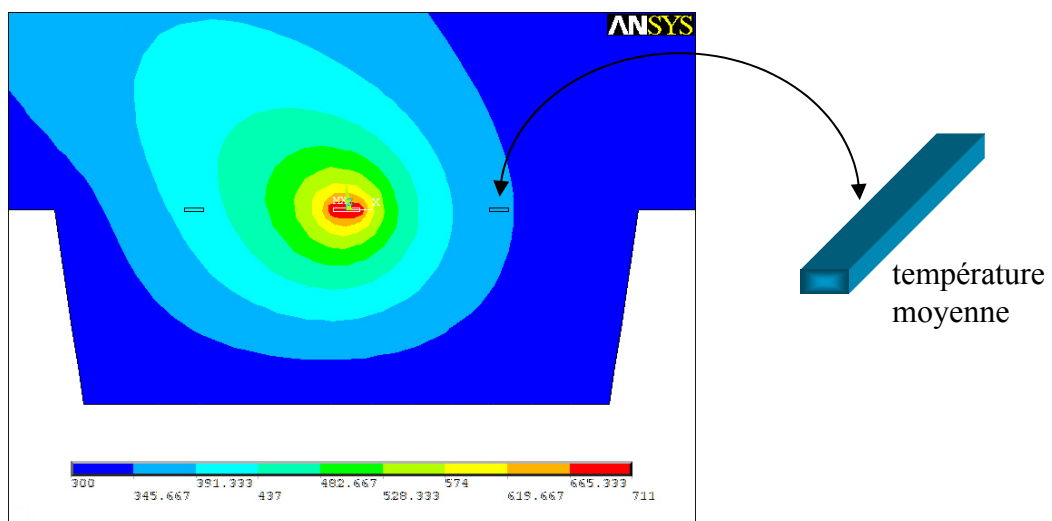


Figure 3.13 : Distribution de la température dans la structure
Simulation en deux dimensions

Nous avons simulé les performances du prototype caractérisé précédemment en utilisant les mêmes conditions de température de chauffage (438°C soit 711 K). La figure 3.14 montre les courbes de température en fonction de la distance au bord de la cavité. La courbe bleue correspond à la distribution symétrique de la température lorsqu'aucune accélération n'est appliquée au système. Pour des raisons de visibilité la courbe rose choisie correspond à une accélération de 200g. Nous observons que le profil de température devient bien asymétrique. Ici, la variation de température sur le détecteur1 ΔT_1 est inférieure à la variation de température sur le détecteur2 ΔT_2 . A 200g, la variation de la température sur les détecteurs n'est plus symétrique, la sensibilité du capteur n'est plus linéaire pour des accélérations de fortes amplitudes.

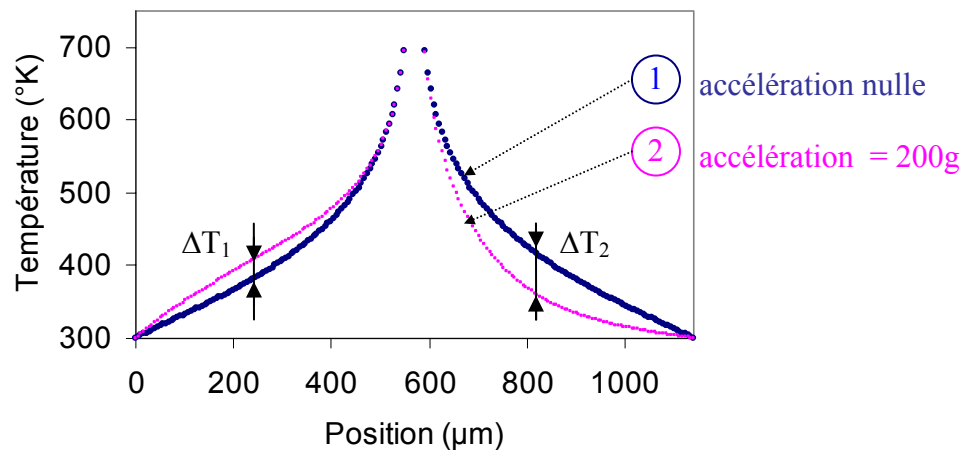


Figure 3.14 : Distribution de la température suivant la droite contenant les éléments suspendus

La figure 3.15 représente la variation de température pour une accélération de 1g. La courbe est obtenue simplement en faisant la soustraction de la courbe (1) par la courbe (2). L'accélération est vers la gauche. La partie gauche de la courbe correspond à une élévation de température, tandis que la partie droite nous montre une diminution de la chaleur due à une déformation du gradient de température. La partie plate centrale de la courbe correspond à la position de la résistance chauffante.

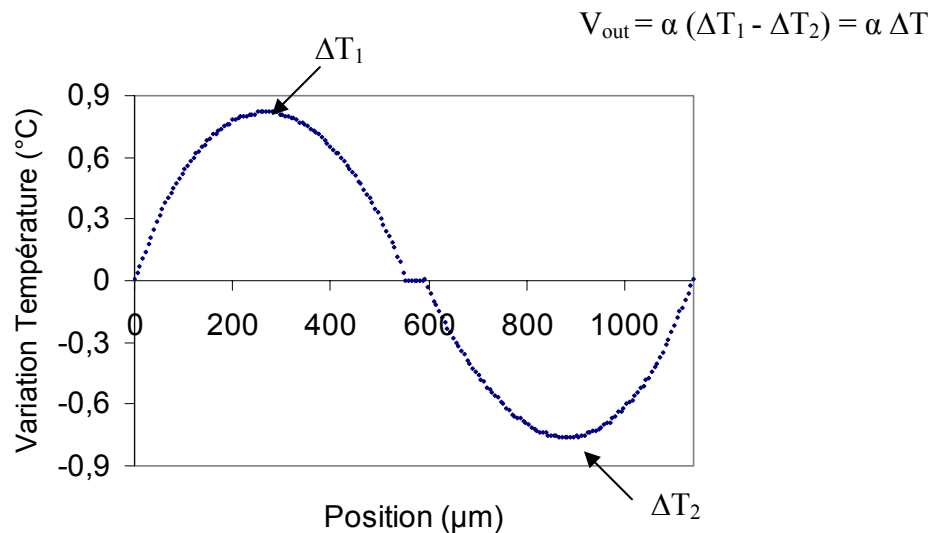


Figure 3.15 : Différence de température lors d'une accélération de 1g

La sensibilité du capteur étant proportionnelle à la différence de température sur les détecteurs ΔT , on aura intérêt à positionner les détecteurs aux endroits où la variation de température est maximale. Dans la suite nous étudierons directement cette différence de température, ΔT , qui représente la sensibilité du capteur.

Dans notre prototype la position des détecteurs se trouve à $370\mu\text{m}$ du bord de la cavité. Pour cette position la sensibilité simulée est de $1,37^\circ/\text{g}$. Cette sensibilité correspond à la sensibilité mesurée de $1,53^\circ\text{C}$ pour 1g. Rappelons que la température de la résistance chauffante utilisée dans ce modèle est la température moyenne (dans la résistance) déduite expérimentalement. A l'aide de cette courbe nous pouvons déterminer la position des détecteurs qui nous donnerait la sensibilité maximale de l'accéléromètre. La sensibilité maximale serait de $1,58^\circ\text{C}$ pour 1g, pour des détecteurs placés à $280\mu\text{m}$ du bord de la cavité. Elle est donc obtenue lorsque les détecteurs sont placés à mi-chemin entre la résistance de chauffe et le bord de la cavité.

Nous avons simulé la sensibilité de l'accéléromètre pour différentes accélérations (figure 3.16). Nous observons une bonne linéarité sur une plage d'accélération allant de 0g à 10g. Cette simulation confirme la linéarité obtenue expérimentalement. Pour des accélérations allant jusqu'à 10g, la sensibilité est de $1,48^\circ\text{C}/\text{g}$. Une saturation est observée pour des accélérations d'amplitudes élevées puisque la différence de température entre les détecteurs ne peut physiquement être supérieure à l'élévation de température de l'élément chauffant.

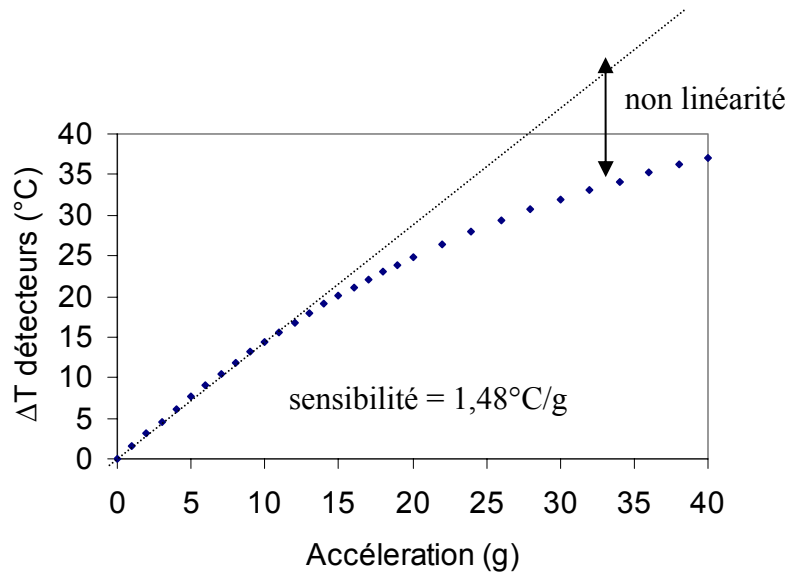


Figure 3.16 : Variation de température des détecteurs en fonction de l'accélération

La figure 3.17 montre la sensibilité du capteur en fonction de la température de la résistance de chauffe, à température ambiante constante. La sensibilité augmente avec la température de l'élément chauffant. Pour une sensibilité optimum du capteur il faut travailler à la température maximum supportée par l'élément chauffant. Pour nos capteurs, cette température a été observée autour de 450°C . Au-delà de cette température, la résistance chauffante est détruite.

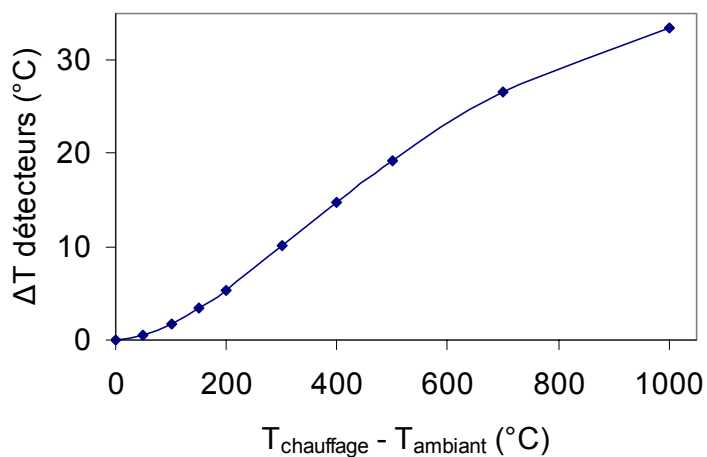


Figure 3.17 : Variation de température des détecteurs en fonction de la température de la résistance chauffante (accélération de 10g)

La sensibilité simulée du capteur décroît avec l'augmentation de la température ambiante (figure 3.18). Des techniques pour refroidir le substrat (refroidissement à l'aide de structure à

effet Peltier par exemple) pourraient être envisagées pour améliorer la sensibilité de tels capteurs. Cette propriété de la dépendance de la sensibilité à la température ambiante est un paramètre déterminant pour les applications dans lesquels le capteur subit des variations importantes de température.

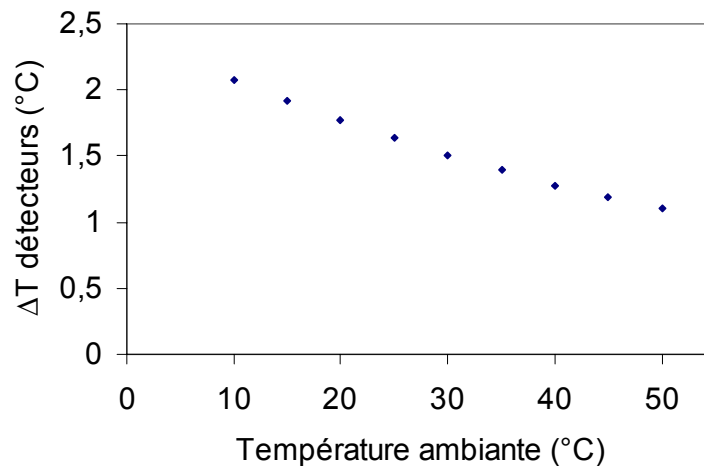


Figure 3.18 : Sensibilité de l'accéléromètre en fonction de la température ambiante (accélération 1g, $T_{\text{chauffage}} 438^{\circ}\text{C}$)

III.5.2 Modèle dynamique : Temps de réponse de l'accéléromètre

Un paramètre important du capteur est son temps de réponse. Nous proposons dans ce paragraphe d'étudier le temps de réponse de notre accéléromètre thermique. L'élément chauffant est supposé à température constante. Le temps de réponse tr_1 (resp. tr_2) correspond au temps nécessaire au fluide (resp. détecteurs) pour atteindre une température stable. Les constantes de temps sont τ_1 et τ_2 pour le fluide et pour les détecteurs. Nous faisons l'hypothèse que la température des détecteurs n'influe pas ou influe très peu sur la température du fluide. Nous obtenons donc le système décrit dans la figure 3.19.

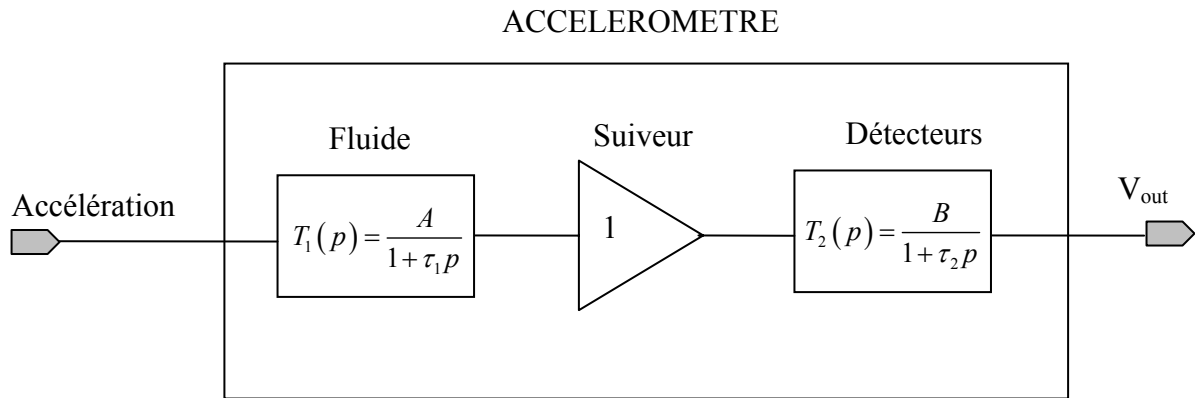


Figure 3.19 : Système linéaire représentant l'accéléromètre

La figure 3.20 nous montre le résultat de simulation de la réponse du fluide à un échelon d'accélération de 10g. La réponse obtenue est celle d'un système du premier ordre. La simulation nous donne une constante de temps τ_1 de 10ms et un temps de réponse de 30ms. Ce temps de réponse correspond au temps nécessaire à la stabilisation du gradient de température dans le fluide.

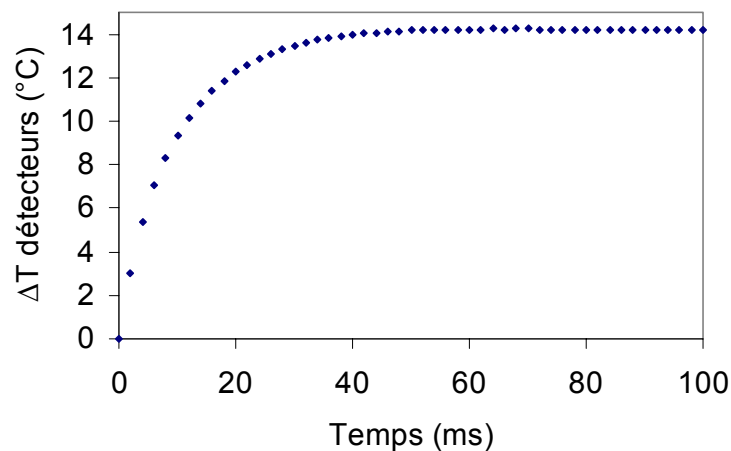


Figure 3.20 : Réponse en température du fluide à un échelon d'accélération de 10g

La fonction de transfert de ce premier bloc est :

$$T_1(p) = \frac{1}{1 + \tau_1 p} \quad (3.19)$$

La simulation par les éléments finis de la réponse des détecteurs n'est pas envisageable par manque d'information fiable sur les caractéristiques thermiques des détecteurs. Il n'existe pas

de point de contrôlabilité suffisant dans notre capteur pour caractériser expérimentalement le temps de réponse des détecteurs. Les détecteurs possédant une géométrie similaire à celle de la résistance chauffante, nous faisons ici l'hypothèse que ces éléments suspendus (dans des conditions similaires d'utilisation) ont le même comportement vis-à-vis de l'échange de température avec le fluide. Nous cherchons à mesurer le temps nécessaire aux détecteurs pour atteindre une température stable après avoir absorbé le changement de température du fluide. Nous avons donc caractérisé le temps nécessaire à la résistance chauffante pour atteindre une température stable (figure 3.21).

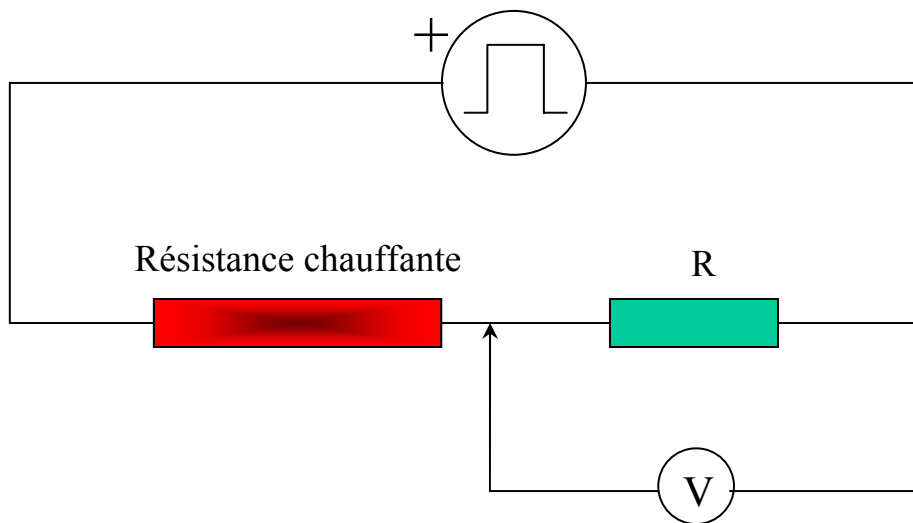


Figure 3.21 : Caractérisation du temps de réponse de la résistance chauffante

La figure 3.22 est la réponse du micro-chauffage à un échelon de courant. La réponse est celle d'un premier ordre $\left(T_2(p) = \frac{1}{1 + \tau_2 p}\right)$. (3.20)

La constante de temps τ_2 est de 3,3ms tandis que le temps de réponse vaut 10,1ms. Le comportement dynamique de l'accéléromètre sera donc déterminé par la constante de temps la plus lente, soit celle du fluide dans notre cas.

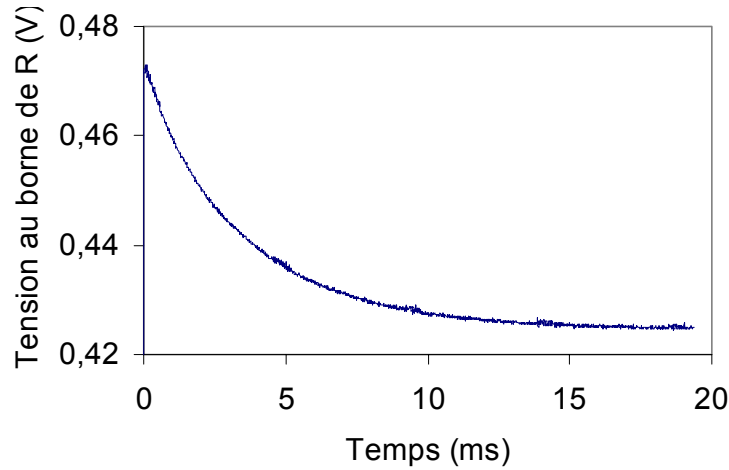


Figure 3.22 : Réponse de la résistance chauffante à un échelon de courant (expérimental)

La fonction de transfert de l'accéléromètre (figure 3.19) s'écrit donc :

$$T(p) = \frac{1}{1 + (\tau_1 + \tau_2)p + (\tau_1 \cdot \tau_2)p^2} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(2m \cdot j \frac{\omega}{\omega_0}\right)} \quad (3.21)$$

où ω_0 est la pulsation propre du système, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \cdot \tau_2}} = 174 \text{ rad.s}^{-1}$ (3.22)

et m est son coefficient d'amortissement, $m = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\sqrt{\tau_1 \cdot \tau_2}} = 1,16$ (3.23)

On obtient les deux pulsations de coupure suivantes:

$$\omega_1 = \omega_0 \cdot (m - \sqrt{m^2 - 1}) = \frac{1}{\tau_1} = 100 \text{ rad.s}^{-1} \quad (3.24)$$

$$\omega_2 = \omega_0 \cdot (m + \sqrt{m^2 - 1}) = \frac{1}{\tau_2} = 303 \text{ rad.s}^{-1} \quad (3.25)$$

La première fréquence de coupure f_1 est de 16Hz et la deuxième fréquence de coupure f_2 vaut 48Hz.

La réponse du système à un échelon d'accélération est :

$$s(t) = \left(1 + \frac{1}{2\omega_0 \sqrt{m^2 - 1}} (p_2 \cdot e^{p_1 t} - p_1 \cdot e^{p_2 t}) \right) \cdot U(t) \quad (3.26)$$

où $p_1 = \omega_0 \cdot (-m - \sqrt{m^2 - 1})$ (3.27)

$$p_2 = \omega_0 \cdot (-m + \sqrt{m^2 - 1}) \quad (3.28)$$

et $U(t)$ est un échelon d'accélération.

La figure 3.23 représente $s(t)$. La courbe représente la température des détecteurs à l'instant t , relativement à la température maximale atteinte.

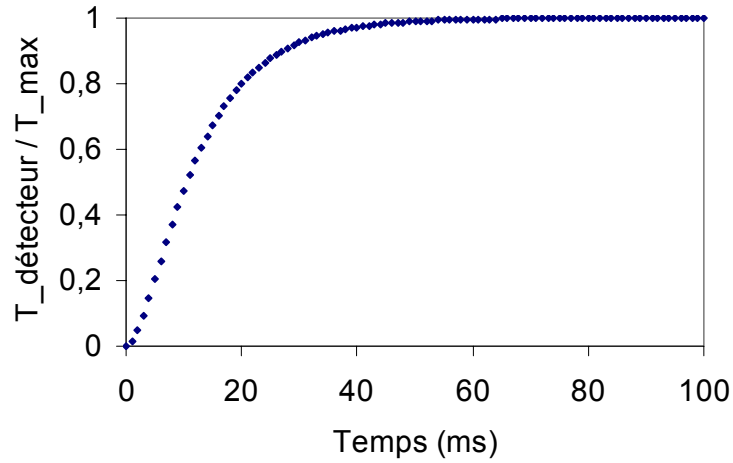


Figure 3.23 : Réponse de l'accéléromètre à un échelon d'accélération (calculé)

Le temps de réponse de l'accéléromètre est de 34 ms, soit 4ms de plus que le temps de réponse du fluide.

La réponse en fréquence du capteur thermique est donnée par la figure 3.24. La bande passante à -3dB est obtenue à 14,5Hz, soit 1,5Hz de moins que la fréquence de coupure du fluide.

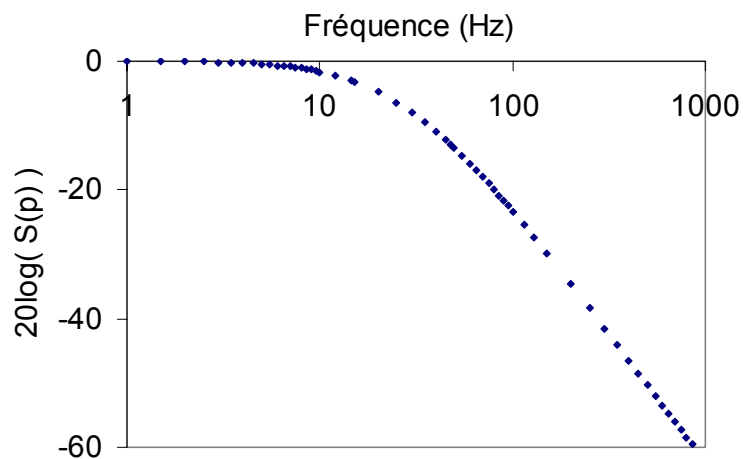


Figure 3.24 : Diagramme de Bode de l'accéléromètre thermique (calculé)

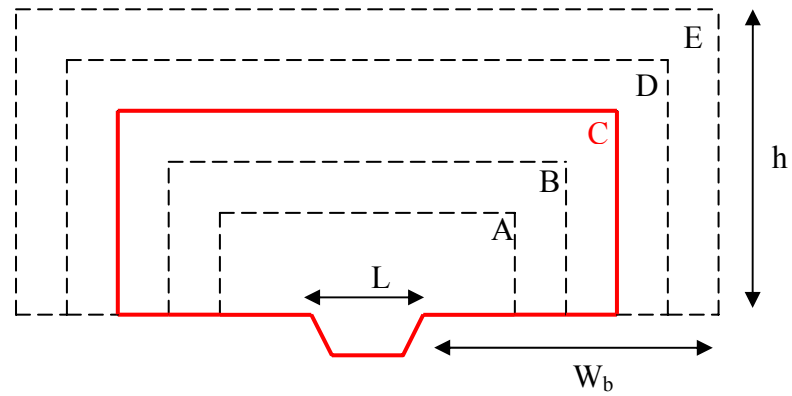
Nous venons d'étudier dans ce paragraphe la réponse temporelle du capteur. Deux phénomènes déterminent le temps de réponse de l'accéléromètre : le temps nécessaire au fluide pour atteindre une température stabilisée lors de l'accélération et le temps nécessaire aux détecteurs pour atteindre une valeur stable. La réponse de l'accéléromètre est dominée par la réponse du phénomène le plus lent. Dans notre cas, c'est le fluide qui limite la réponse de l'accéléromètre.

Nous verrons dans le paragraphe suivant que l'on peut diminuer le temps de réponse du fluide en fabriquant une plus petite cavité.

III.6 Influence de la taille de la cavité

Dans ce paragraphe nous étudierons l'effet de la taille de la cavité sur les performances de l'accéléromètre. Le capteur est composé de deux cavités, une inférieure et une supérieure (le boîtier). Ces deux cavités ont une influence sur les performances du capteur. La cavité inférieure étant figée lors de la conception, nous n'étudierons ici que les effets de la cavité supérieure sur le capteur.

La géométrie du boîtier est un paramètre capital pour les performances de l'accéléromètre à détection thermique. Nous avons étudié son influence sur la sensibilité et le temps de réponse du capteur. Nous avons simulé le comportement du fluide pour différentes dimensions de cavité supérieure (figure 3.25). Le boîtier *C* représente le boîtier obtenu après encapsulation de notre prototype



	A	B	C	D	E	F	G	H
W_b (mm)	1	2	4	6	8	10	13	16
h (mm)	0,75	1,5	3	4,5	6	7,5	9,75	12
Section capot (mm ²)	1,21	3,91	13,77	29,65	51,54	79,42	132,50	199,08

Figure 3.25 : Différentes sections de capot simulées

La figure 3.26 donne la variation de la sensibilité du capteur en fonction des différentes sections simulées, pour une accélération de 1g. Le point rouge correspond à la section du boîtier du prototype étudié. Nous pouvons voir que la sensibilité est croissante avec la taille de la cavité. Ceci s'explique par le fait que plus la taille du boîtier est grande, plus les mouvements de convection y sont importants, donc il y a plus d'échange de chaleur. On définit la couche limite thermique comme étant la limite à partir de laquelle la température dans le fluide est constante. C'est dans cette région qu'a lieu l'échange thermique. Pour une petite cavité, cette couche limite est fixée par le boîtier. Pour un très grand volume, la couche limite thermique est inférieure à la taille du boîtier. L'amplitude des échanges thermiques atteignent donc une valeur limite.

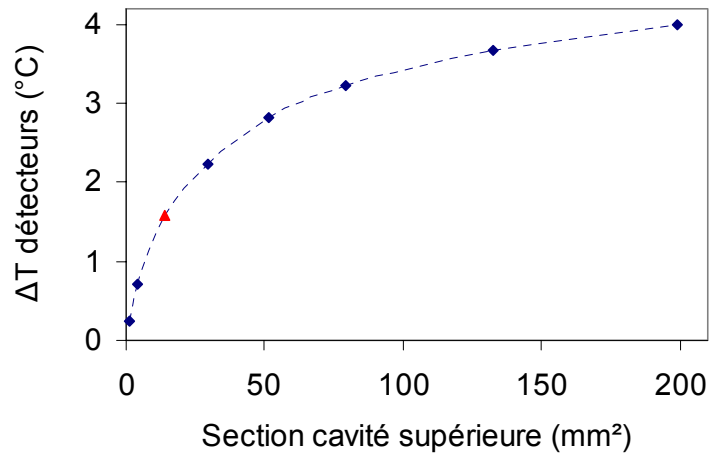


Figure 3.26 : Sensibilité du capteur en fonction de la taille du boîtier (accélération 1g)

Le temps de réponse du capteur dépend lui aussi de la taille du boîtier. La figure 3.27 donne la réponse du système à un échelon d'accélération pour différentes tailles de boîtier. Pour la plus petite section simulée (section A), la constante de temps est de 1,4ms. Pour les dimensions de cavité inférieure que nous avons choisi, la constante de temps maximum serait d'environ 15ms pour de grandes tailles de boîtier (figure 3.28).

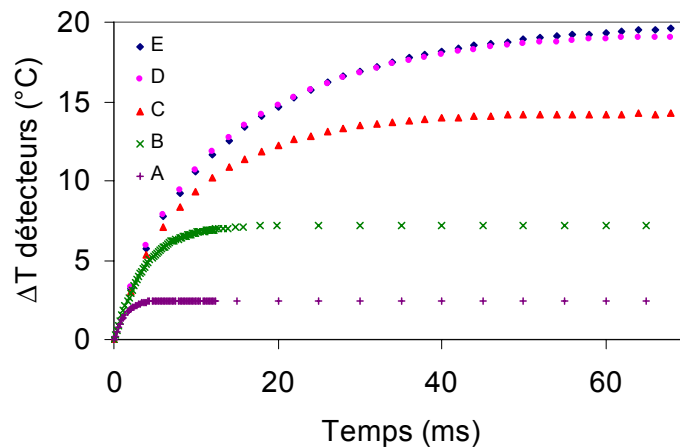


Figure 3.27 : Réponse du capteur à un échelon d'accélération de 10g, en fonction de la taille du boîtier

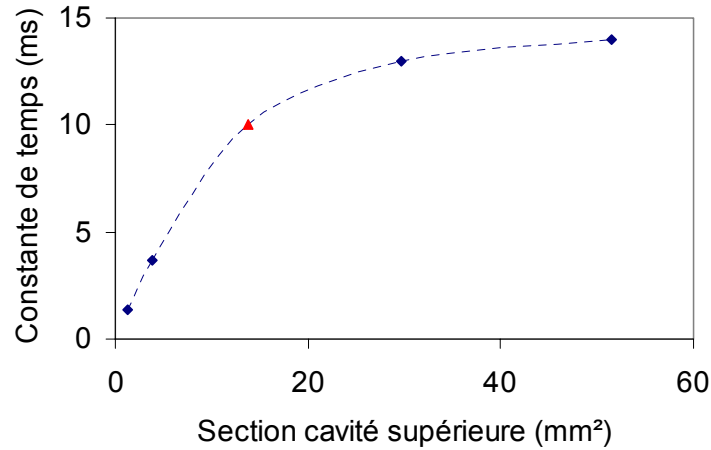


Figure 3.28 : Constante de temps du capteur pour différentes tailles de boîtier

La constante de temps de l'accéléromètre augmente avec la taille du capot, elle se stabilise cependant pour des capots de tailles importantes. Pour un grand boîtier, le temps nécessaire à l'établissement du gradient de température est compensé par la vitesse croissante des mouvements de convection. Ceci explique la *saturation* de la constante de temps pour les boîtiers de taille de plus en plus importante.

Nous avons vu plus haut l'importance de la taille du boîtier sur les performances de l'accéléromètre. La figure 3.29 nous montre les mouvements de convection à l'intérieur du boîtier pour une géométrie donnée. Nous voyons que les mouvements de convection décrivent un cercle au dessus de la résistance chauffante. Ce cercle est limité par la première paroi rencontrée, ici c'est la hauteur du capot qui limite les mouvements de convection. Pour une hauteur donnée il n'est pas nécessaire d'avoir une largeur du boîtier très grande. Ici, le maximum de convection se trouve dans un carré de côté h , la hauteur du boîtier.

La figure 3.30 nous montre que la sensibilité du capteur évolue peu lorsque la somme de la moitié de la largeur de la cavité et de la largeur W_b du boîtier est supérieure à la moitié de la

hauteur du capot :

$$h = W_b + \frac{L}{2} \quad (3.29)$$

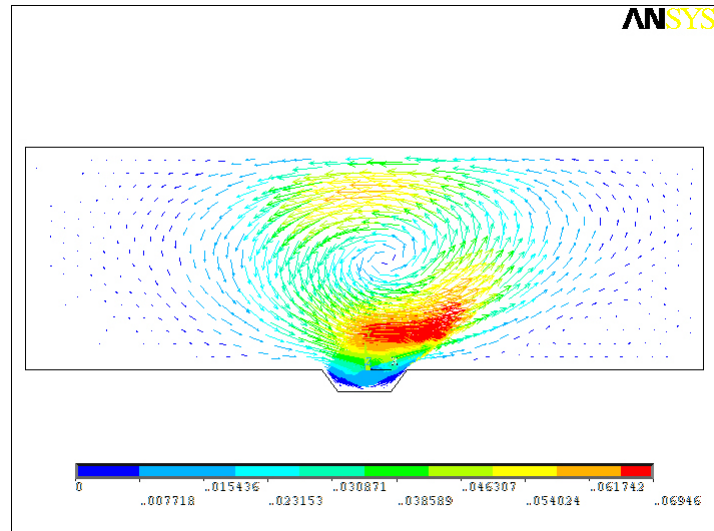


Figure 3.29 : Mouvement convectif de l'air dans le boîtier

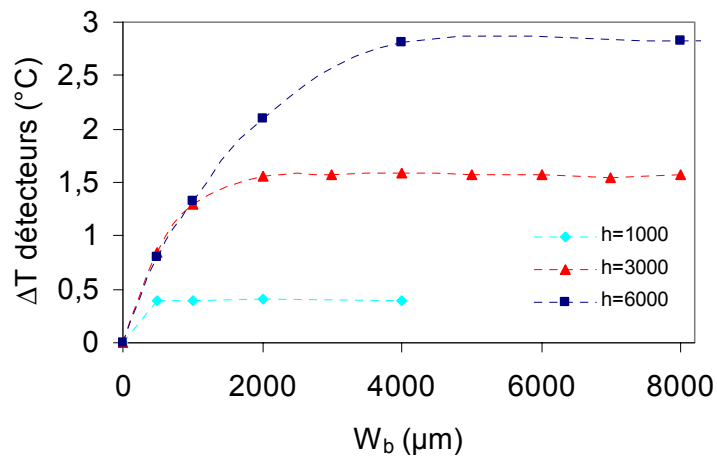


Figure 3.30 : Sensibilité de l'accéléromètre en fonction de la hauteur h et de la largeur W_b du boîtier

L'influence du boîtier a été étudiée dans cette partie. La sensibilité de l'accéléromètre augmente avec la taille du boîtier, mais le temps de réponse augmente lui aussi. Selon l'application visée, un compromis est à définir entre la sensibilité et la rapidité du capteur.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons évalué un capteur utilisant la transduction thermique pour la mesure de l'accélération dans le plan horizontal.

Dans une première partie nous avons expliqué les différents effets thermiques mis en œuvre dans ce type d'accéléromètre (conduction, convection et radiation). Cependant les phénomènes radiatifs sont négligés, la température de fonctionnement de la résistance chauffante étant trop faible.

Un prototype d'accéléromètre à détection thermique a été conçu et réalisé. La seconde partie de ce chapitre concerne les résultats expérimentaux obtenus à partir de ce prototype. Une résolution de 30mg et une sensibilité de 375mV/g ont été mesurées.

Un démonstrateur de l'accéléromètre a été réalisé. La figure 3.31 est une photo du démonstrateur. La sortie analogique du capteur est filtrée avant d'être convertie en un signal numérique. Le signal numérique est enfin traité par un microcontrôleur pour allumer une série de LEDs suivant l'intensité de l'accélération ou l'angle d'inclinaison.

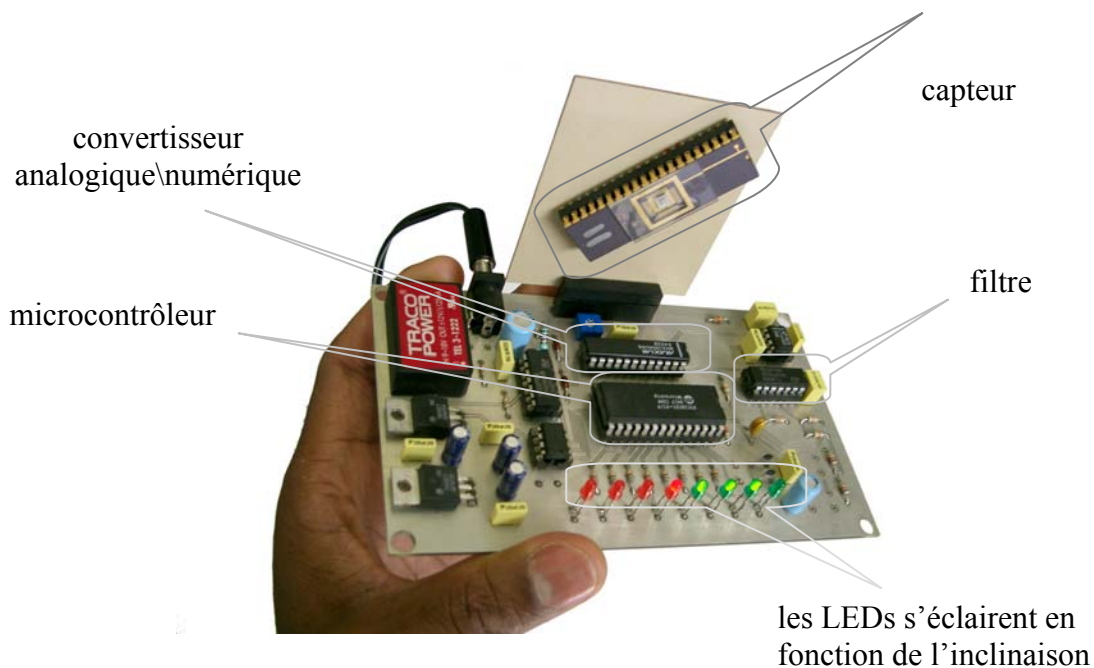


Figure 3.31 : Photo du démonstrateur Accéléromètre/Inclinomètre

Pour aller plus loin dans la compréhension des phénomènes, nous avons utilisé la simulation à éléments finis. Les résultats de simulation sont en bonne adéquation avec les résultats expérimentaux. La simulation a ensuite permis d'étudier les performances de l'accéléromètre à détection thermique (sensibilité, linéarité, temps de réponse, etc.). L'influence de la géométrie du boîtier sur les performances du capteur a enfin été étudiée dans une dernière partie.

Nous avons proposé dans le chapitre 2 une structure piézorésistive pour la mesure de l'accélération verticale. Le chapitre 3 a été consacré à la transduction thermique, cette transduction permet la mesure de l'accélération dans le plan horizontal. Nous proposons dans le chapitre qui suit d'étudier un accéléromètre pouvant mesurer l'accélération dans les trois directions. Une structure piézorésistive basée sur les mécanismes parallèles sera évaluée pour l'accéléromètre 3-axes. Un second accéléromètre alliant les deux types de transduction, thermique et piézorésistive, sera proposé.

Chapitre IV

Etude préliminaire d'un accéléromètre trois axes

IV.1 Introduction

Une solution pour la mesure de l'accélération verticale a été présentée dans le second chapitre. La structure étudiée utilise une détection piézorésistive. Nous avons proposé la transduction thermique pour la mesure de l'accélération latérale dans le troisième chapitre. L'objectif de cette thèse est l'étude de l'intégration d'accéléromètre trois axes sur la technologie CMOS. Nous réalisons dans ce chapitre une étude préliminaire d'accéléromètres trois axes. Deux solutions seront présentées. La première solution est une structure à transduction piézorésistive uniquement. Cette structure basée sur les mécanismes parallèles est capable de mesurer l'accélération latérale et verticale. Une seconde solution est un accéléromètre combinant les deux principes de transductions (piézorésistive et thermique). Comme vu dans les précédents chapitres, la structure piézorésistive sert à mesurer l'accélération verticale tandis que la structure thermique permet de mesurer l'accélération latérale.

IV.2 Accéléromètre 3-axes à détection piézorésistive

Une première étude pour la mesure d'accélération dans le plan à l'aide de structure piézorésistive a été menée en avec le département de Robotique de notre laboratoire. La détection est basée sur le principe des mécanismes parallèles utilisés en robotique. Ces mécanismes servent à contrôler le mouvement de pièces dans le plan (T_x, T_y, θ_z) , où T_x et T_y sont des déplacements latéraux, et θ_z est une rotation de la pièce. La figure 3.1 décrit le mécanisme parallèle. Le triangle est mobile dans le plan (déplacement suivant T_x, T_y, θ_z). Il est attaché à 3 bras par 3 pivots. Ces mêmes bras étant connectés à des coulisses. Pour un robot les coulisses sont motorisées (3 translations).

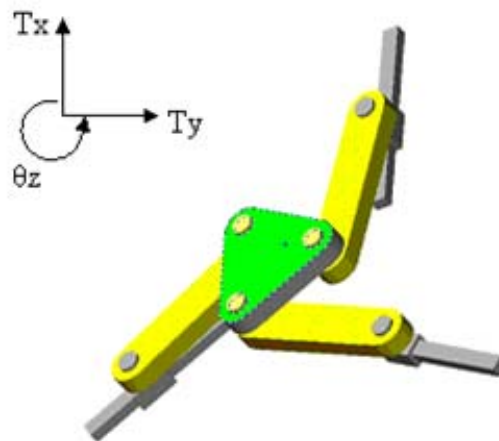


Figure 3.1 : Principe du mécanisme parallèle

Pour la mesure de l'accélération, le principe inverse est utilisé. Les coulisses n'étant pas motorisées, lors d'une accélération la partie centrale est en mouvement. Celui-ci est alors détecté au niveau des coulisses. Nous avons essayé de transposer ce mécanisme pour la réalisation d'un microsystème capteur d'accélération (figure 3.2-a). Les articulations (pivots et coulisses) sont remplacées par des poutres déformables. Pour améliorer la sensibilité du capteur, la masse sismique a été augmentée et les pivots sont conçus pour permettre le mouvement de toute la structure (figure 3.2-b).

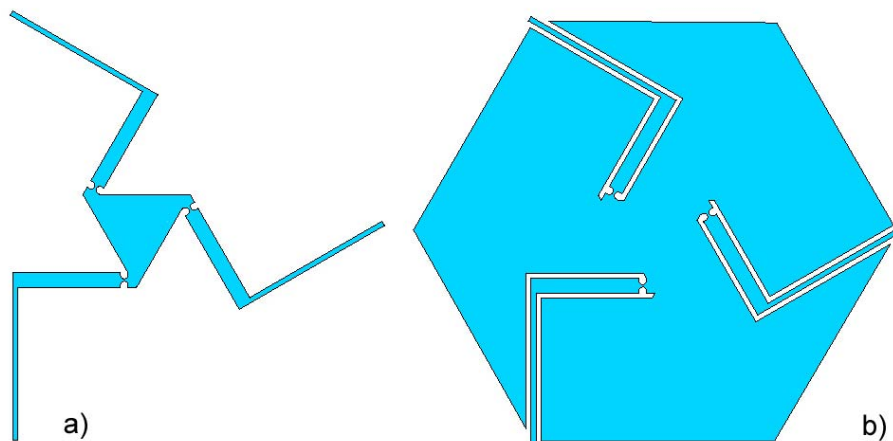


Figure 3.2 : a) Transposition du principe à l'échelle microscopique
b) Design final de l'accéléromètre

IV.2.1 Simulation des performances de la structure piézorésistive

Nous avons étudié les performances d'une telle structure possédant une géométrie réalisable dans le cadre d'une conception MEMS utilisant la même technologie CMOS que celle utilisée dans nos précédentes études (AMS $0,8\mu\text{m}$; épaisseur $5,2\mu\text{m}$). La structure est inscrite dans un hexagone d'un rayon de 1 mm. La largeur des poutres déformables est de $20\mu\text{m}$, la longueur est de $680\mu\text{m}$. Les niveaux de contraintes simulées pour une accélération latérale de $1g$ sont de 55880 Pa . La figure 3.3 représente la déformation de la structure lors d'une accélération latérale. Les contraintes simulées lors d'une accélération angulaire de $1g$ sont de 22412 Pa . La figure 3.4 nous montre la déformation de la structure lors d'une accélération angulaire. Pour une accélération verticale de $1g$ (figure 3.6) nous obtenons une contrainte de 539705 Pa . Ces chiffres sont à comparer avec les 46775 Pa préalablement obtenus pour les structures en forme de T (tableau 2.6).

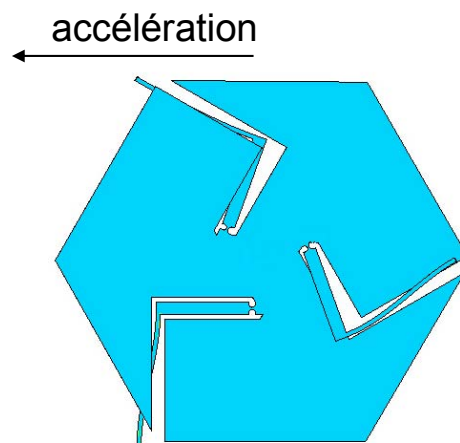


Figure 3.3 : Déformation de la structure lors d'une accélération latérale

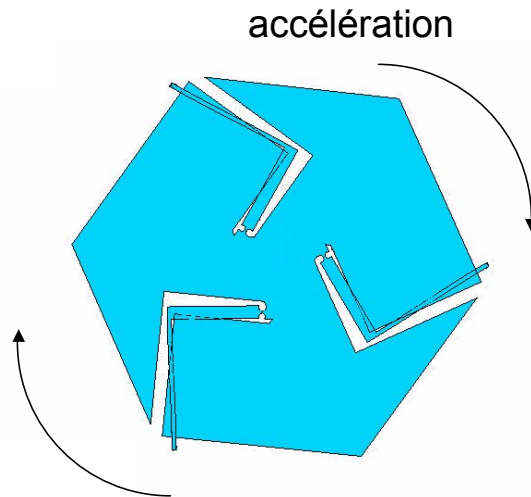


Figure 3.4 : Déformation de la structure lors d'une accélération angulaire

Il est intéressant de remarquer que lors de ces déformations la structure sort du plan. Pour une accélération angulaire la structure s'enfonce telle un tire-bouchon. La figure 3.5 illustre cette singulière déformation. Le code des couleurs correspond à l'enfoncement z de la structure.

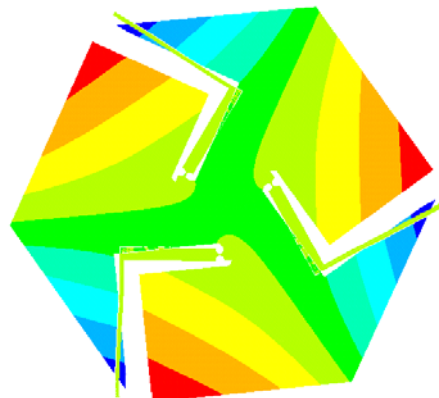


Figure 3.5 : Enfoncement de la structure lors d'une accélération angulaire

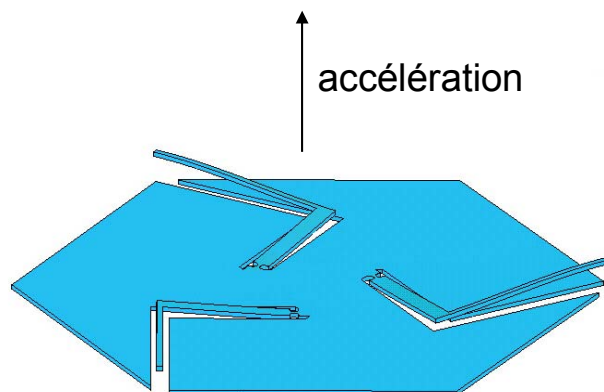


Figure 3.6 : Déformation de la structure lors d'une accélération verticale

Les contraintes dans cette structure sont proches de celles rencontrées dans la structure en forme de T lors de la mesure des accélérations verticales.

La technologie AMS $0,8\mu\text{m}$ est amenée à disparaître dans un futur proche. Une technologie CMOS très similaire à celle que nous utilisons jusqu'à présent pourrait être envisagée. Cette technologie permet notamment de réaliser des structures suspendues de $15\mu\text{m}$ d'épaisseur. Nous avons mené la même étude pour cette technologie qui offre plus de masse sismique (plus d'épaisseur). L'augmentation de la masse sismique s'accompagne d'une augmentation de la raideur des bras déformables conduisant à une sensibilité quasi identique pour une accélération latérale ou angulaire. La sensibilité reste alors sensiblement la même.

Si on considère uniquement le plan horizontal, tripler l'épaisseur de la structure revient à multiplier la raideur par trois. Comme la masse est elle aussi multipliée par trois, la sensibilité reste pratiquement la même. Les résultats sont synthétisés dans le tableau 4.1.

Tableau 4.1. Sensibilité des structures pour une accélération de 1g

	Contrainte pour 1g (Pa)		
	Mécanisme parallèle (épaisseur structure $5\mu\text{m}$)	Mécanisme parallèle (épaisseur structure $15\mu\text{m}$)	T-Shape (épaisseur $5\mu\text{m}$)
Accélération latérale	55 880	49 980	-
Accélération angulaire	22 412	21 504	-
Accélération verticale	539 705	148 213	36091

Cependant pour une accélération suivant la direction verticale, la contrainte maximale à l'encastrement s'exprime de la manière suivante :

$$\sigma = \frac{T}{I}(ep/2) \quad (4.1)$$

où $ep/2$ est la distance à la fibre neutre (ep est l'épaisseur de la structure)

T est le moment fléchissant, $T = F.L = (m.A)L = (d * ep * S * A)L$, avec L , la longueur de la poutre, S la surface, d la densité et F la force subie par la structure.

et I est l'inertie de section, $I = \frac{ep^3.W}{12}$, avec W est la largeur de la poutre

$$\text{Nous obtenons : } \sigma = \frac{6.d.S}{ep.W} = \frac{\beta}{ep} \quad (4.2)$$

où β est une constante.

Si l'épaisseur de la structure est multipliée par trois, alors la contrainte obtenue lors d'une accélération sera divisée par trois. Dans le tableau 4.1, la contrainte obtenue en simulation avec la structure de 15 μm d'épaisseur pour une accélération verticale est environ trois fois plus faible que celle obtenue avec la structure de 5 μm . Ceci vérifie bien le résultat analytique.

Les contraintes présentées dans le tableau sont les contraintes mesurées sur un seul bras. Contrairement à la structure en forme de T , cette structure à mécanisme parallèle possède trois ponts de Wheatstone. Pour une accélération angulaire, par exemple, la tension de sortie du capteur est multipliée par trois. On aurait ainsi une sensibilité trois fois supérieure à celle annoncée dans le tableau 4.1.

Le tableau 4.1 nous montre que cette structure est clairement sensible aux accélérations dans les trois axes. Elle nécessite toutefois des ouvertures sur la surface de l'hexagone pour permettre la gravure par la technologie FSBM. Lors d'une accélération verticale, la déformation des bras est la même, la contrainte dans les trois bras est rigoureusement identique. Le même phénomène se produit pour une accélération angulaire. L'inconvénient est donc la difficulté de discriminer une accélération angulaire d'une accélération verticale. Une solution consisterait à câbler judicieusement les ponts de Wheatstone. Nous proposons une solution illustrée par la figure 3.7.

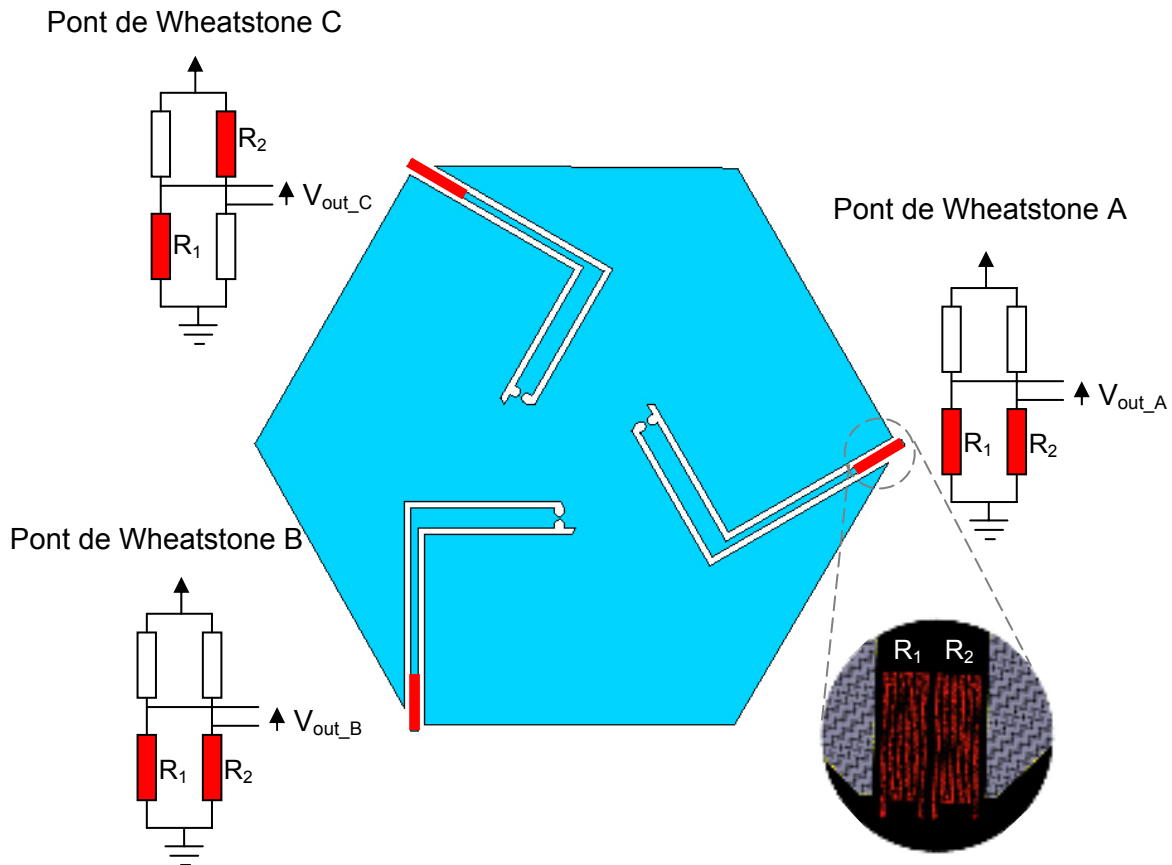














Figure 3.7 : Câblage des ponts de Wheatstone







Lors d'une accélération angulaire, les contraintes subies dans les bras de la structure sont symétriquement opposées par rapport à l'axe de la fibre neutre (la fibre neutre se trouvant sur la section verticale séparant les résistances R_1 et R_2). Il en résulte une augmentation de la valeur de R_1 et une diminution de la valeur de R_2 . Pour une accélération verticale, la fibre neutre se trouve dans le plan horizontal de la poutre : la variation des résistances R_1 et R_2 est la même.

Le tableau 4.2 nous montre les tensions de sorties des ponts de Wheatstone en fonction du type d'accélération subie. Pour une accélération angulaire, la tension de sortie du pont de Wheatstone C V_{out_C} est nulle ; le contraire se produit lorsque l'accélération est verticale, V_{out_A} et V_{out_B} sont nulles. Ces deux états des tensions de sortie des ponts de Wheatstone permettent de dissocier l'accélération angulaire de l'accélération verticale.

Pour une accélération latérale, la contrainte à l'encastrement des trois bras n'étant pas la même, les tensions de sortie des ponts de Wheatstone sont différentes.

Tableau 4.2. Tension de sortie des ponts de Wheatstone en fonction de l'accélération

	Accélération angulaire			Accélération verticale		
	R ₁	R ₂	V _{out}	R ₁	R ₂	V _{out}
Wheatstone_A			$V_{out_A}=V_{out_B}$			0
Wheatstone_B			$V_{out_B}=V_{out_A}$			0
Wheatstone_C			0			V_{out_C}

	Accélération latérale		
	R ₁	R ₂	V _{out}
Wheatstone_A			$V_{out_A} \neq V_{out_B}$
Wheatstone_B			$V_{out_B} \neq V_{out_A}$
Wheatstone_C			0

Dans le chapitre 2, nous avons estimé par simulation la résolution du capteur avec les structures en forme de *T*. Si nous considérons la même technologie et le même circuit de conditionnement du signal, nous pouvons faire une estimation au premier ordre de la résolution de cette nouvelle structure. En considérant une électronique comprenant le préamplificateur du chapitre 2, nous obtiendrions des résolutions de 0,03g pour une accélération latérale. La résolution serait de 0,08g pour une accélération angulaire, et elle serait de 0,003g pour une accélération verticale. Le tableau 4.3 synthétise ces résultats.

Tableau 4.3. Résolution des structures piézorésistives

	Contrainte (Pa) à l'encastrement	Résolution (g) sans préampli faible bruit	Résolution (g) avec préampli faible bruit
T-Shape B	36091	0,35 (simulé)	0,05 (simulé)
Arrow-Shape			
accélération latérale	55880	0,22	0,03
accélération angulaire	22412	0,56	0,08
accélération verticale	539705	0,023	0,003

Pour une accélération dans le plan, la structure *hexagonale* possède des performances analogues à celles des structures en forme de *T* mesurant des accélérations verticales. Pour une accélération verticale, la structure *hexagonale* offre une bien meilleure sensibilité.

IV.3 Combinaison des transductions thermique et piézorésistive

La transduction thermique offrant une meilleure sensibilité pour la détection de l'accélération dans le plan horizontal, nous proposons de l'associer à la détection piézorésistive (dans la direction verticale) pour obtenir un système capable de mesurer l'accélération dans les trois directions.

IV.3.1 Mesure de l'accélération latérale : Transduction thermique

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la taille du boîtier était un paramètre essentiel pour les performances de l'accéléromètre à détection thermique. Nous nous plaçons ici dans le cas d'un produit microsystème, pour lequel le boîtier est lui aussi

micro-usiné par FSBM. Le boîtier est alors une cavité micro-usinée sur un autre wafer, le wafer est ensuite retourné et reporté sur les structures par *flip-chip bonding*. La hauteur du boîtier est de même dimension que la profondeur de la cavité. La figure 3.7 schématise l'accéléromètre entièrement micro-usiné par la technologie FSBM.

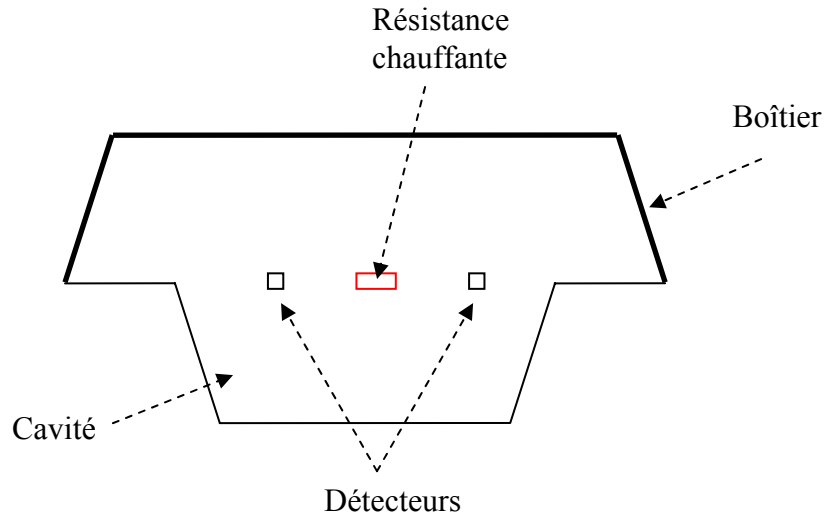


Figure 3.7 : Accéléromètre thermique micro-usiné

Les dimensions sont celles de l'accéléromètre décrit au chapitre précédent, à la différence qu'ici la hauteur du boîtier est de la même valeur que la profondeur de la cavité (300 μ m). Nous avons simulé les performances de cet accéléromètre. La sensibilité est de 0,057 $^{\circ}$ C/g (figure 3.8) soit 25 fois inférieure à celle de l'accéléromètre thermique du chapitre précédent. Si la même électronique d'amplification est employée, nous pouvons prévoir une sensibilité de 14mV/g et une résolution de 0,9g.

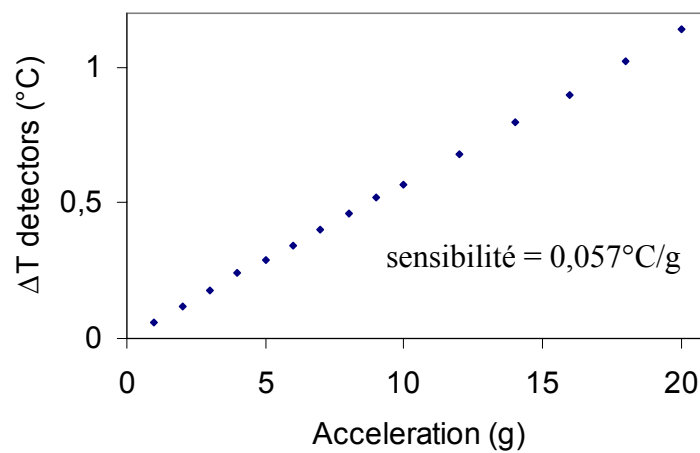


Figure 3.8 : Sensibilité du capteur à l'accélération

La figure 3.9 nous montre la réponse du fluide à l'intérieur de la cavité pour une accélération de 10g. La constante de temps est cette fois-ci de 450 μ s. Nous avons vu plus haut que la constante de temps des détecteurs était de 3,3ms. Dans ce cas, ce sont donc les détecteurs qui limiteront la réponse du système total. Pour améliorer la réponse du système il faudrait fabriquer des détecteurs moins volumineux qui échangeraient plus vite la chaleur. Le cas optimum est obtenu lorsque la constante de temps des détecteurs est négligeable à celle du fluide.

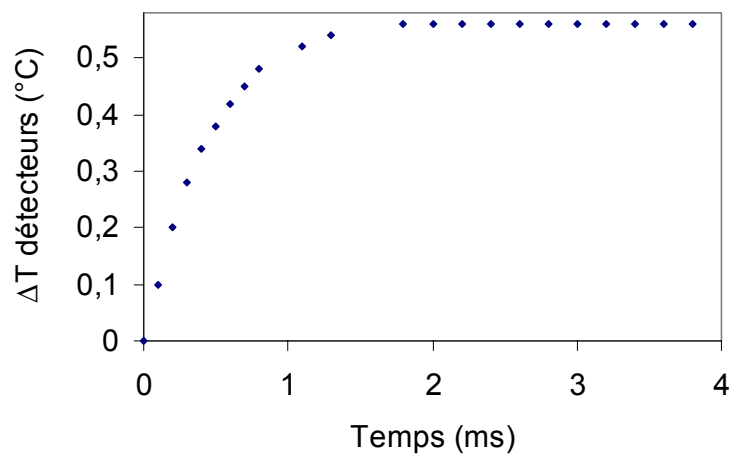


Figure 3.9 : Réponse du fluide à un échelon d'accélération de 10g

La réponse simulée de l'accéléromètre est donnée à la figure 3.10 : la constante de temps est de 3,8ms, le temps de réponse de 10,4ms, la première fréquence de coupure f_1 est de 48Hz et la deuxième fréquence de coupure f_2 vaut 354Hz.

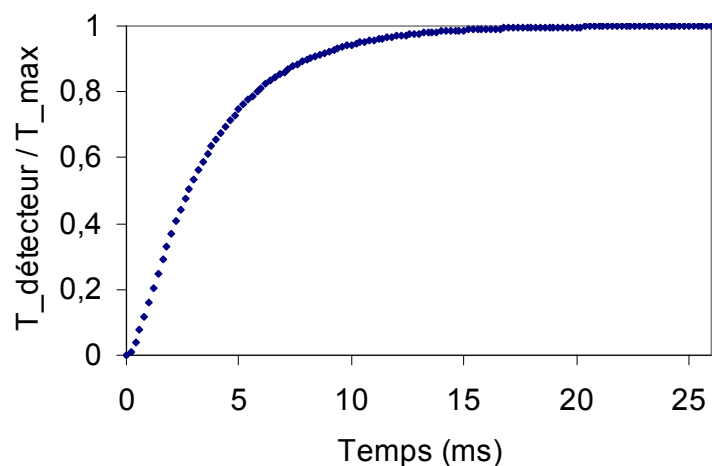


Figure 3.10 : Réponse de l'accéléromètre à un échelon d'accélération

La réponse en fréquence du capteur thermique est donnée par dans la figure 3.11. La bande passante à -3dB est obtenue à 47,5Hz.

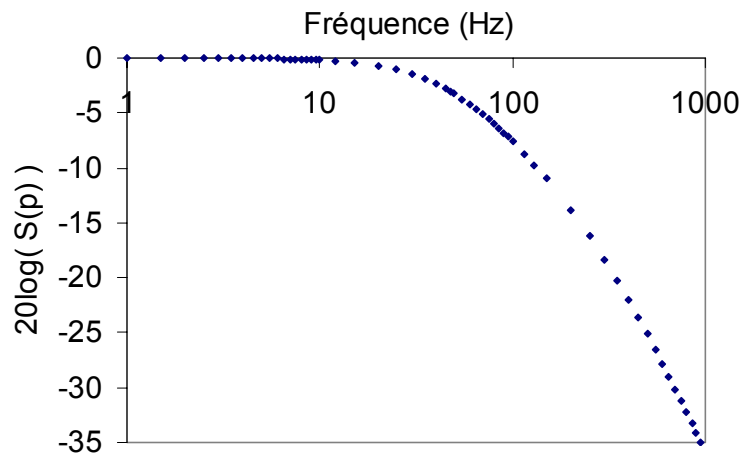


Figure 3.11 : Diagramme de Bode de l'accéléromètre thermique

La sensibilité et la résolution de cet accéléromètre sont très inférieures à celles du prototype du chapitre précédent. La résolution peut cependant être améliorée en utilisant une électronique faible bruit. Les détecteurs ont une résistance de 34k Ω . Pour une température de résistance chauffante de 711K, les détecteurs sont à 370K. La densité de bruit du pont de Wheatstone calculée est de $26,4 nV/\sqrt{Hz}$. La bande passante du capteur étant de 47,5Hz, le niveau de bruit à la sortie du pont de Wheatstone est environ de 0,18 μ V. La résolution est le produit de la tension du bruit par la sensibilité, la résolution intrinsèque de ce capteur est donc de 13 μ g. On peut donc espérer améliorer les performances par la conception d'une électronique on-chip faible bruit.

Le temps de réponse peut lui aussi être amélioré, en concevant des détecteurs plus fins. Dans le cas où la constante de temps des détecteurs serait la même que la celle du fluide (450 μ s), le temps de réponse de l'accéléromètre serait de 2,2ms.

IV.3.2 Mesure de l'accélération verticale : Transduction piézorésistive

Une structure pour la mesure de l'accélération verticale a été proposée dans le second chapitre. Cette structure est composée d'une masse suspendue au bout d'une poutre. Pour améliorer la sensibilité de cette structure nous proposons d'augmenter la masse du corps d'épreuve en utilisant l'espace maximum offert par la cavité. Le plateau qui était carré prend alors une forme de flèche "Arrow-Shape" (figure 3.12).

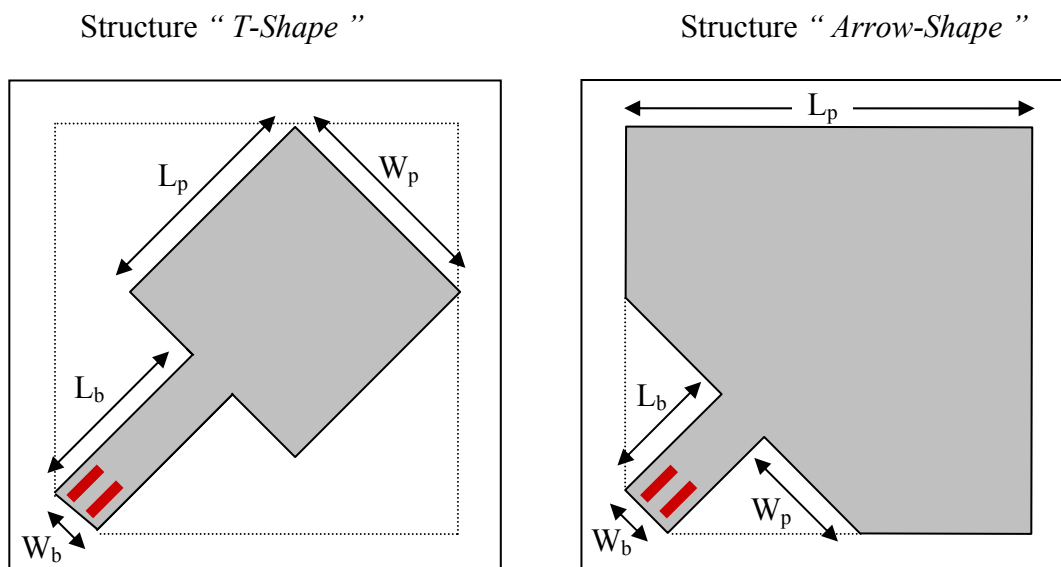


Figure 3.12 : Augmentation de la masse sismique de la structure piézorésistive

Les structures en forme de flèche sont plus sensibles à l'accélération. Elles souffrent cependant d'un inconvénient, la libération d'une telle surface lors de la micro-gravure FSBM nécessite des ouvertures dans la structure. La figure 3.13 nous montre les résultats de simulation de la gravure de la structure avec ou sans ouverture (ACES[®]). La solution de gravure utilisée est le TMAH (Tetra Methyl Amonium Hydroxyde and water), les vitesses de gravure selon les plans d'attaque du silicium sont données dans la littérature [Virginiasemi]. La structure sans ouverture reste attachée au substrat malgré un temps de gravure de 210min alors que la structure avec ouvertures est quant à elle libérée.

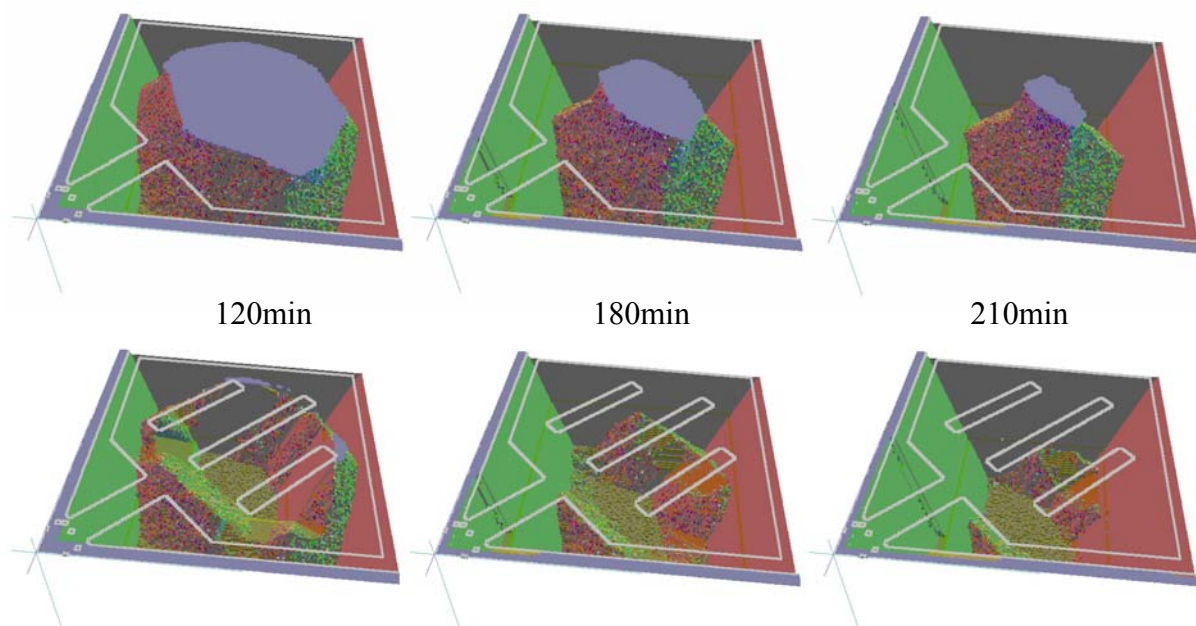


Figure 3.13 : Simulation de la gravure des structures avec et sans ouvertures

Le tableau 4.4 compare les sensibilités simulées des structures en forme de *T* et en forme de flèche avec ouvertures. La sensibilité est augmentée de 40% par rapport à la sensibilité de la structure B en forme de *T* du chapitre 2.

Tableau 4.4. Comparaison des sensibilités des structures en forme de *T* et en forme de flèche

	T-Shape A	T-Shape B	Arrow-Shape A	Arrow-Shape B
Géométrie : $L_b * W_b$ (μm)	480*80	480*40	350*80	200*80
$L_p * W_p$ (μm)	280*280	280*280	630*350	630*200
Contrainte encastrement (Pa) pour une accélération de 1g	21307	36091	43821	50748
Fréquence résonance (kHz)	4,33	3,22	3,23	3,43

Un prototype d'accéléromètre à détection piézorésistive contenant les structures en forme de flèche a été fabriqué. Ce circuit contient les deux structures en forme de flèche A et B, la figure 3.14 est une photo des structures accompagnées de leurs électroniques.

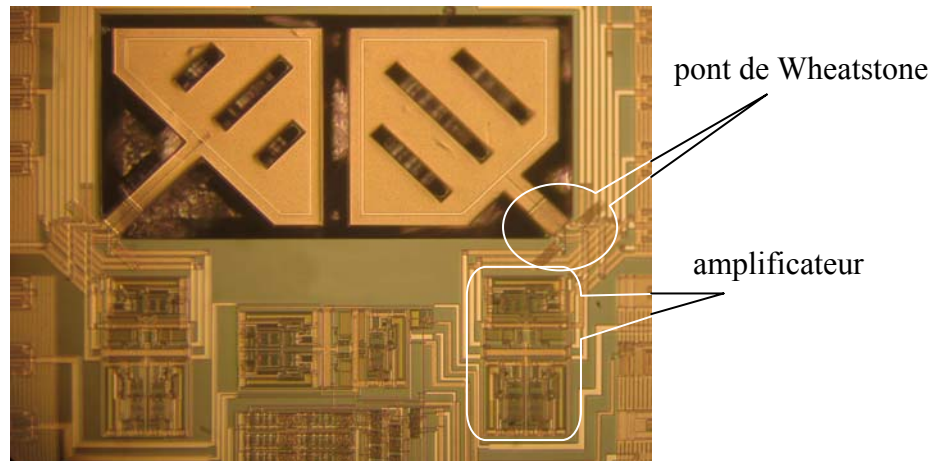


Figure 3.14 : Photo de l'accéléromètre en forme de flèche

Malgré les soins apportés à la conception de ce dernier prototype, les structures n'ont pas été libérées lors du micro-usinage (figure 3.15). Le temps de gravure nécessaire à la libération des structures n'a pas été respecté par le sous-traitant. Ces structures devraient néanmoins avoir une sensibilité de 40% supérieur à celle de la structure B en forme de *T*, ce dernier étant toutefois deux fois moins large. La structure étant plus sensible, elle bénéficierait d'un meilleur rapport signal sur bruit. Ici, le pont de Wheatstone et l'électronique d'amplification sont les mêmes que ceux utilisés pour la structure A en forme de *T*. Le niveau de bruit de l'électronique est donc le même. Si on considère la résolution théorique de la structure en forme de flèche A (ayant le même pont de Wheatstone que les nouvelles structures), on atteint une résolution théorique de 0,063g pour la structure en forme de flèche.

$$Résolution_{Arrow-Shape} = \frac{Sensibilité_{T-Shape}}{Sensibilité_{Arrow-Shape}} Résolution_{T-Shape} = 0,063g$$

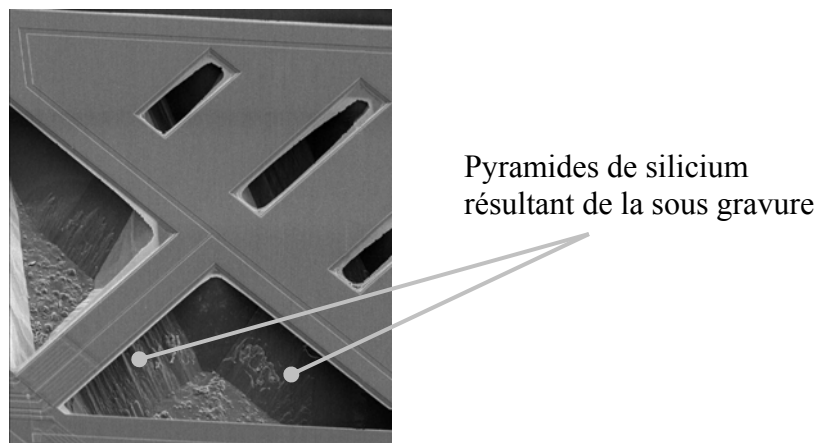


Figure 3.15 : Photo d'une structure en forme de flèche non libérée

IV.4 Conclusion

Une étude préliminaire de solutions conduisant à un accéléromètre trois axes a été menée dans ce dernier chapitre.

Une première solution est un accéléromètre à détection entièrement piézorésistive faisant appel à une structure basée sur les mécanismes parallèles rencontrés en robotique. Les niveaux de contraintes simulés sont du même ordre de grandeur que les niveaux de contrainte rencontrés dans les structures en forme de *T*. Cette structure associée à une électronique permet la mesure de l'accélération dans les trois directions.

La seconde solution consiste à allier deux types de transduction : piézorésistive et thermique pour la détection de l'accélération suivant les trois axes. Cette solution est proposée dans la deuxième partie. L'accélération dans le plan horizontal est mesurée à l'aide de structures thermiques. Nous avons ici étudié un exemple d'accéléromètre faible coût où le boîtier serait lui aussi micro-usiné et reporté sur les structures par *flip-chip bonding*. La constante de temps pour la mesure de l'accélération latérale est de 3,8ms avec une résolution de 0,9g. Pour améliorer cette résolution, un boîtier plus volumineux doit être utilisé. L'amélioration de la résolution se fait cependant au détriment du temps de réponse. Un compromis est à trouver selon l'application visée.

Cette seconde solution présente l'inconvénient de posséder deux types de transductions n'ayant pas les mêmes performances. Dans le cas d'une application où la mesure de l'accélération requiert les mêmes performances dans les trois directions, il faudra considérer la partie du capteur ayant les performances les moins bonnes. Ce sont elles qui limiteront les performances totales de l'accéléromètre trois-axes.

Conclusion générale

Conclusion générale

La technologie FSBM (Front-Side Bulk Micromachining) est une technologie de fabrication de microsystèmes monolithiques faibles coûts. Il s'agit d'un procédé de traitement à posteriori d'un circuit intégré CMOS qui permet de libérer des structures mécaniques permettant de réaliser des transducteurs. Cette technologie facilement accessible a des concepteurs de systèmes intégrés est disponible dans les mêmes conditions que des procédés CMOS traditionnels. Elle permet d'associer sur un même substrat un capteur et son électronique de traitement. Les avantages escomptés sont alors :

- diminution du bruit et donc augmentation de la résolution grâce à une électronique on-chip,
- diminution des coûts liés à la fabrication,
- réalisation de capteurs intelligents.

Le marché des accéléromètres concerne des grands volumes de production qui sont actuellement basés sur l'utilisation de technologies coûteuses et spécifiques à l'application. L'utilisation de la technologie FSBM ouvrirait des potentialités énormes en terme de réduction des coûts. A ce jour, cette technologie a été délaissée au profit d'autres qui permettent d'aboutir à des capteurs très performants, mais plus chers.

L'objectif de cette thèse était d'une part, l'évaluation de la technologie CMOS associée à la micro-gravure par FSBM pour la conception d'accéléromètres microsystèmes, et d'autre part, de mettre en place un flot complet de conception, modélisation et caractérisation pour de tels capteurs.

Après un état de l'art sur les différents types de transductions MEMS utilisés pour la mesure de l'accélération, nous avons retenu deux techniques compatibles avec la technologie CMOS-FSBM.

Le premier principe est la mesure piézorésistive. Il s'agit de mesurer la déformation d'une poutre au bout duquel est fixée une masse, par les variations de résistances de jauges de contraintes logées à l'encastrement. Un modèle de cet accéléromètre à détection piézorésistive a été proposé. Ce modèle a été validé par des simulations par éléments finis. Un prototype du capteur a été conçu et fabriqué. Ses performances bien que moyennes permettent la mesure de l'accélération verticale dans de nombreuses d'applications.

Le deuxième principe retenu est la transduction thermique. Il est basé sur le transfert de chaleur par convection. Une résistance chauffante suspendue au dessus d'une cavité est encadrée par deux détecteurs de température. L'accélération crée une dissymétrie du gradient de température qui se traduit par une variation de résistance des détecteurs. Cette structure permet la mesure de l'accélération dans le plan horizontal. Une étude sur les performances de tels systèmes a été conduite à l'aide de simulations par éléments finis. Un prototype d'accéléromètre à détection thermique a été conçu et réalisé. De très bonnes performances (en comparaison avec la structure piézorésistive) ont été obtenues.

L'accélération est une grandeur vectorielle, pour avoir une information exacte sur le mouvement les accéléromètres trois-axes sont nécessaires. Une étude préliminaire d'un accéléromètre trois-axes a enfin été menée. Deux solutions ont été proposées. La première

Conclusion générale

repose sur les mécanismes parallèles utilisés en robotique, elle est basée sur une structure entièrement piézorésistive. Cette structure permet non seulement la mesure de l'accélération suivant les trois directions, mais elle est aussi sensible aux accélérations angulaires dans le plan horizontal.

La seconde solution proposée est un accéléromètre alliant les deux types de transductions piézorésistive et thermique pour la mesure de l'accélération dans les plans horizontaux et verticaux. Une nouvelle structure piézorésistive pour la mesure de l'accélération verticale a été proposée, tandis qu'une étude sur un capteur thermique entièrement usiné par FSBM (le boîtier y compris) a été menée.

Cette étude a clairement démontré la faisabilité de capteurs d'accélération utilisant la technologie CMOS-FSBM. Leur intégration dans le flot de conception standard de la microélectronique a été démontrée. Un modèle analytique de l'accéléromètre à détection thermique est toujours en cours de développement.

Résumé en italien

Riassunto

1 Introduction

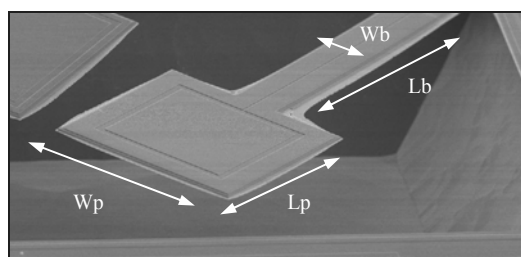
La Front Side Bulk Micromachining (FSBM) è la tecnica meno costosa per rilasciare strutture meccaniche su un die CMOS. Tale tecnica, che ha oramai raggiunto un certo livello di maturità, permette di realizzare dispositivi low-cost con grande affidabilità. L'obiettivo del mio lavoro di tesi è la progettazione di un sistema tri-assiale accelerometrico low-cost in tecnologia CMOS-FSBM.

Il sensing dell'accelerazione lungo l'asse perpendicolare al piano è stato investigato attraverso l'utilizzo di dispositivi piezo elettrici. Abbiamo dimostrato che tale dispositivo può essere utilizzato in applicazioni di misure inerziali in quanto la bassa sensibilità è controbilanciata dal basso rumore nei gauges. Al fine di ottenere un comportamento atteso delle performance dell'intero sistema (ovvero il sensore e l'elettronica dedicata), sono state effettuate delle simulazioni a livello di sistema. Il circuito elettronico è simulato a livello transistor, d'altro canto è stato sviluppato un modello comportamentale in Analog-HDL del cantilever generalmente rappresentato da sistemi meccanici del secondo ordine (massa M , molla K smorzatore D). Modelli accurati di K e M saranno presentati in questo lavoro di tesi e il modello finale è reso valido da simulazioni FEM.

Per l'accelerazione lungo il piano, abbiamo studiato un principio di trasduzione basato sulla trasmissione del calore per convezione da parte di un riscaldatore (implementato con un resistore) sospeso. Il progetto del sistema è basato sull'utilizzo di tre resistori in polisilicio, ciascuno dei quali inserito in un ponte multilayer CMOS. Il profilo di temperatura simmetrico prodotto dal riscaldatore viene reso asimmetrico dall'azione dell'accelerazione che si vuole misurare. Tale variazione di temperatura è tradotta in una variazione di resistenza. Un prototipo è stato realizzato e caratterizzato. I risultati sperimentali hanno confermato le simulazioni FEM. L'obiettivo di questo lavoro è quello di fornire alcune regole pratiche per aiutare la progettazione di tali tipi di accelerometri piuttosto che determinare un modello completo del sistema.

2 Sensing accelerazione perpendicolare al piano

Il sensore proposto è basato su di un cantilever, la cui estremità è costituita da un piatto sospeso, come mostrato in figura 1. L'accelerazione è misurata attraverso due strain gauges in polisilicio che convertono lo spostamento verticale della struttura meccanica in una variazione di tensione.



	Dispositivo A	Dispositivo B
Lb × Wb (μm)	480 × 80	480 × 40
Lp × Wp (μm)	280 × 280	280 × 280

Fig. 1. Parametri di Design del dispositivo

La FSBM è un post-processo CMOS che produce strutture meccaniche sospese costituita da layers della tecnologia CMOS depositati su substrato. La Tabella 1 riporta le proprietà meccaniche di ogni layer del processo CMOS adottato.

Layer	Thickness (μm)	Young Modulus (GPa)	Density (kg/m ³)
Field Oxyde	0.6	70	2500
Gate Oxyde	25.10 ⁻³		2500
Polysilicon 1/2	0.4	162	2300
Contact Oxyde	0.6	90	2500
Metal 1	0.1	72	2700
Via Oxyde	1	81	2500
Metal 2	1	74	2700
Passivation	1	131	3100

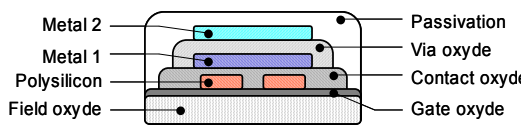


Tabella 1. Proprietà dei layers CMOS

2.1 Modeli

Nel seguito vengo considerate delle strutture omogenee che hanno le stesse proprietà meccaniche per quanto riguarda il movimento verticale, stesso modulo di Young E , stesso momento di inerzia $I = \frac{W \cdot e p^3}{12}$ (1)

Pertanto per questa sezione equivalente, è possibile dedurre un modulo di Young equivalente E_{eq} e una massa per unità di superficie ρ_s .

$$E_{eq} = \frac{\sum_i E_i \left(\frac{t_i^3}{12} + t_i \cdot b_i \right)}{t_{total}^3 / 12} \approx 75.1 GP \quad (2); \quad \rho_s = \sum t_i \cdot d_i \approx 13.810^{-3} kg/m^2 \quad (3)$$

Dove t_i è lo spessore totale della struttura (5.2 μm), b_i è la distanza tra il layer i e la fibra neutra (situata nel centro di gravità della sezione equivalente omogenea).

L'uscita in tensione del sensore è direttamente allo spostamento della trave z . L'espressione di z è determinata in funzione del carico applicato. Consideriamo una trave uniformemente caricata come rappresentato in Figura 2, il carico q_b e q_p rappresentano la forza gravitazionale risultante prodotta dalla massa stessa del sensore.

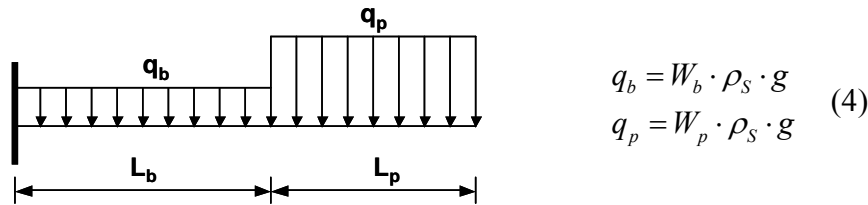


Fig. 2: Modello di carico del sensore

Lo spostamento z (a distanza x dal punto di attacco della trave) è ottenuto integrando la torsione $T(x)$ lungo la lunghezza del cantilever. Nell'espressione (5) E è equivalente al modulo di Young e I è il momento di inerzia della sezione $I=I_b$. Il momento di inerzia della sezione del piatto è dato dall'espressione (6).

$$E.I \frac{d^2 z}{dx^2} = T(x) \quad (5) \quad ; \quad I_p = I_b \frac{W_p}{W_b} = I \frac{W_p}{W_b} \quad (6)$$

La torsione lungo il cantilever è dato da:

$$x \in [0, L_b]: \quad T(x) = q_b \frac{(L_b - x)^2}{2} + q_p L_p \left(L_b + \frac{L_p}{2} - x \right) \quad (8) \quad ; \quad x \in [L_b, L_b + L_p]: \quad T(x) = q_p \frac{(L_b + L_p - x)^2}{2} \quad (7)$$

Riassunto

L'espressione del incurvamento z è ottenuta dalla risoluzione dell'equazione(5). E' stato scelto il centro del piatto come punto di riferimento di applicazione della forza ($x = Lb + Lp/2$).

L'espressione diventa:

$$z_{plate} = q_p \frac{2 Lp^4}{45 EI (W_p / W_b)} + q_b \frac{Lb^4}{8EI} + q_p \frac{Lp Lb^3}{3EI} + q_p \frac{Lp^2 Lb^2}{2EI} + q_b \frac{Lb^3 Lp}{12EI} + q_p \frac{Lp^3 Lb}{4EI} \quad (9)$$

Da questa equazione è possibile dedurre l'espressione della rigidità e della massa equivalente del modello. La rigidità è definita da (10), dove M è la massa equivalente situata al centro del

$$\text{piatto } K = \frac{M \cdot g}{z_{plate}} \quad (10)$$

Formalmente la massa è un carico distribuito; il nostro sistema meccanico del secondo ordine ipotizza una singola forza localizzata. Al fine di determinare l'espressione puntuale della massa equivalente, ipotizziamo la stessa tensione di uscita sia nel caso di massa distribuita che di massa equivalente puntuale. La tensione di uscita risulta direttamente proporzionale alla torsione secondo le seguenti equazioni:

$$T_{Distributed Mass} (x = 0) = T_{Lumped Mass} (x = 0) \quad (11)$$

Dove la torsione in caso di massa distribuita è:

$$T_{Distributed Mass} (x = 0) = q_b \frac{Lb^2}{2} + q_p \frac{Lp^2}{2} q_b + q_p LbLp \quad (12)$$

e la torsione in caso di massa concentrata è:

$$T_{Lumped Masse} (x = 0) = (M_{Lumped} \cdot g) \cdot \left(Lb + \frac{Lp}{2} \right) \quad (13)$$

E quindi:

$$M_{Lumped} = \rho_s \cdot \left(\frac{Wb \cdot Lb^2 + Wp \cdot Lp^2 + 2Wp \cdot Lb \cdot Lp}{2Lb + Lp} \right) \quad (14)$$

Le espressioni di z (9), K (10) e M (14) rappresentano il modello statico del sensore.

2.2 Validazioni del modello : Simulazioni FEM

Al fine di validare le espressioni della massa e della costante elastica (rigidità) K proposte, diversi set di simulazioni FEM sono state implementate attraverso l'utilizzo di ANSYS®. In particolare sono state effettuati due tipi di analisi. Un'analisi di tipo statico, dove è stato applicato il carico statico uniforme, rappresentato dalla forza gravitazionale, sulla massa distribuita. Questa analisi ha permesso di determinare la curvatura del cantilever e la distribuzione dello stress lungo il cantilever stesso. La seconda analisi è una analisi armonica, che produce le frequenze dei diversi modi di vibrazione. In Tabella 2 sono confrontati i risultati delle simulazioni con i parametri calcolati.

Strutture	Modello		ANSYS®	
	A	B	A	B
Rigidità (N.m)	0.95	0.46	n/a	n/a
Massa (kg)	$1.29 \cdot 10^{-9}$	$1.18 \cdot 10^{-9}$	n/a	n/a
Sensibilità (nm/g)	13.2	25.1	13.4	25.5
Freq. di risonanza (kHz)	4.33	3.15	4.3	3.06

Tabella 2: Confronto tra le simulazioni FEM e il modello

2.3 Simulazioni a livello di sistema

La sensibilità intrinseca del dispositivo T-Shape non compete con i sensori attualmente sul mercato come precedentemente sottolineato. Tuttavia con l'utilizzo di un approccio monolitico come la FSBM, il sistema deve essere considerato nel suo complesso, il sensore e il circuito di condizionamento dedicato. L'obiettivo di questa sezione è quello di presentare le performance del sistema globale costituito dal sensore e dall'elettronica di condizionamento. L'amplificatore utilizzato è noto come amplificatore per strumentazione, costituito da tre amplificatori operazionali disponibili, come celle, nelle librerie standard, per un guadagno complessivo di circa 1000. Lo schematico del sistema simulato è rappresentato in Figura 3.

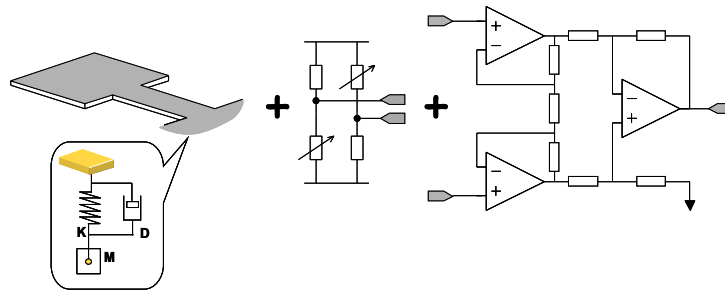


Figura 3. Sistema simulato: la struttura T-Shape rappresentata dal modulo elettromeccanico dell'Analog HDL e dall'amplificatore descritto a livello transistor.

Una sensibilità di 13.3mV/g per il T-Shape A e di 27.87mV/g per il T-Shape B sono state ottenute dalle simulazioni.

2.4 Risultati

Il setup sperimentale è mostrato in Figura 4. Il chip, con il relativo package, è fissato su uno shaker mono-assiale il quale è capace di applicare una vibrazione sinusoidale con ampiezze che vanno da 0.1g fino a 20g a varie frequenze fino a 200Hz. E' possibile inoltre sottoporre il sistema a shocks di 200g fino a 2000g.

Il segnale di uscita del sistema è acquisito mediante oscilloscopio.

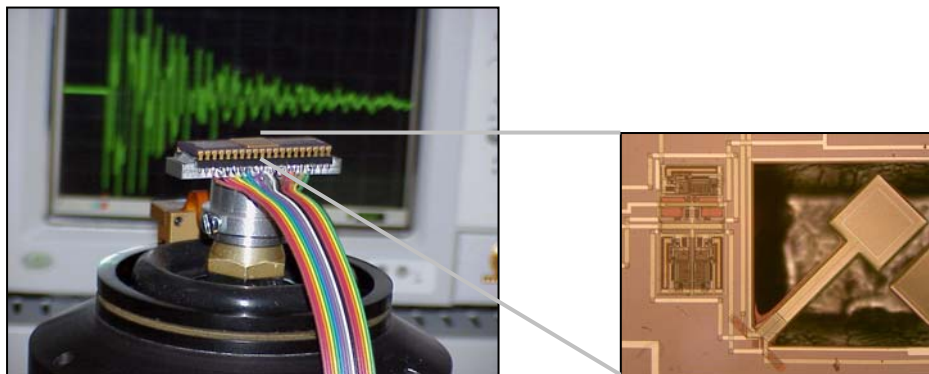


Figura 4. Dispositivo fissato sullo shaker

Tale setup è stato utilizzato per studiare la risposta del sensore ad accelerazioni improvvise(shock) e sinusoidali. I risultati sono presentati di seguito.

Figura 5 mostra i risultati ottenuti a seguito di un'accelerazione sinusoidale di 20g a 100Hz. La curva sottile è riferita al T-Shape B, la curva spessa al T-Shape A.

Riassunto

Le sensibilità dei sensori è presentata in Figura 6 , dove il guadagno dell'amplificatore per strumentazione è stato fissato a 1000. Per ciò che riguarda la risposta ad accelerazioni sinusoidali, una sensibilità di 14.1mV/g e di 22.4mV/g sono state osservate rispettivamente per il T-Shape A e il T-Shape B. I sistemi presentano una risoluzione una risoluzione di 1g a 100Hz.

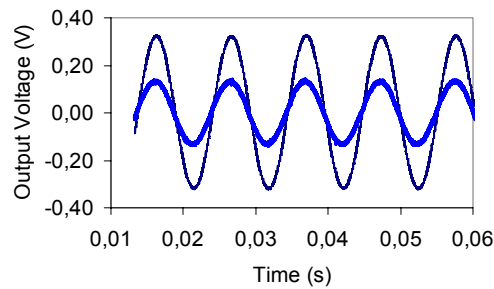


Figura 5. Risposta del sensore ad una vibrazione di 20g @ 100Hz

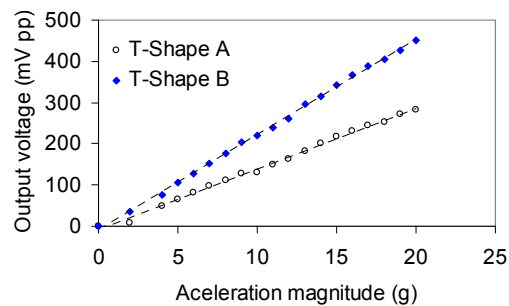


Figura 6. Sensibilità dei due dispositivi a vibrazioni di 100Hz

3 Sensing accelerazione lungo il piano

Per la misura di accelerazioni lungo il piano (x,y), è stato utilizzato un approccio basato sulla trasmissione del calore per convezione. In letteratura sono presenti poche informazioni sui modelli comportamentali, sull'ottimizzazione, e la loro integrazione in tecnologia CMOS. Lo scopo di questo studio è quello di fornire informazioni riguardo l'integrazione in tecnologia CMOS di accelerometri basati sulla trasmissione del calore per

convezione. E' inoltre stato progettato e realizzato un prototipo. In fine i risultati sperimentali hanno confermato le simulazioni FEM.

3.1 Progetto e realizzazione del prototipo

Il design del sensore è basato sull'utilizzo di tre resistori in polisilicio, ognuno dei quali incluso in un ponte multilayer CMOS: un riscaldatore è affiancato da due sensori di temperatura come mostrato in Fig. 7. A causa dell'accelerazione lungo il piano del sensore il profilo di temperatura creato dal riscaldatore diventa asimmetrico e il gradiente di temperatura viene convertito in una variazione di resistenza in corrispondenza dei sensori.

I sensori sono posti in un ponte di Wheatstone bridge e connessi ad un amplificatore per strumentazione a guadagno programmabile (20\100\1000) on-chip. Le dimensioni del riscaldatore sono $40 \times 1040 \mu\text{m}$ e quelle dei sensori $30 \times 700 \mu\text{m}$. La distanza tra il riscaldatore e i sensori è di $200 \mu\text{m}$. Un pad di alluminio è stato concepito al centro del riscaldatore per rendere uniforme la temperatura del riscaldatore. Un dispositivo di dimensioni ridotte (di circa il 30%) è stato inoltre progettato al fine di impostare uno studio di tipo parametrico.

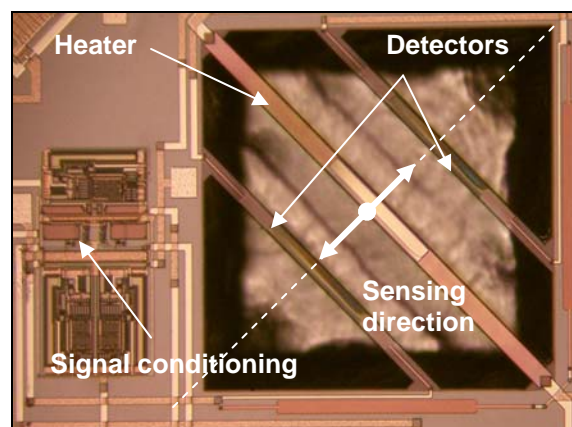


Fig. 7.Foto del sensore

3.2 Risultati sperimentali

Fig. 8 mostra la sensibilità del sensore all'inclinazione ($\pm 1g$). Tale caratteristica è ottenuta imponendo una potenza di 35mW al riscaldatore. In queste condizioni la temperatura del riscaldatore raggiunge $438 \text{ }^\circ\text{C}$ (dedotto dal coefficiente in temperatura del polisilicio della

Riassunto

resistenza (TCR)). La differenza di temperatura tra i sensori è calcolata dalla tensione di uscita (considerando il ponte di Wheatstone e il guadagno dell'amplificatore). E' stato ottenuto un valore di 1.53°C/g . In fine è stata osservata una risoluzione angolare di circa 1.7° (su un escursione di 90°) (SNR=1), corrispondente a una risoluzione di 30mg.

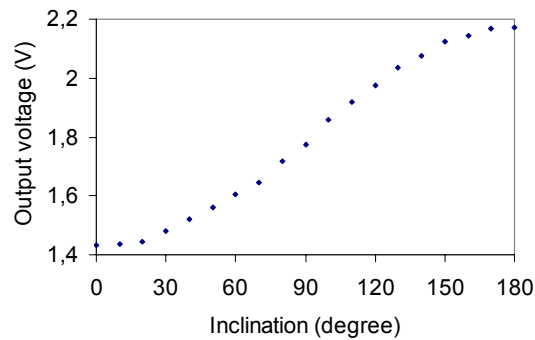


Fig. 8. Uscita del sensore a seguito di una inclinazione (Guadagno=1000)

L'uscita del sensore a seguito di un'accelerazione sinusoidale di 40Hz è presentato in Fig. 9. Una sensibilità di 375mV/g è stata ottenuta durante gli esperimenti. Il sensore esibisce una buona linearità fino a 10g. L'errore di linearità come percentuale di tutta la scala è minore del 2%. Un comportamento non lineare è atteso per accelerazioni elevate, perché la differenza di temperatura tra i sensori non può eccedere $T_{heater}-T_{room}$. Di fatto gli esperimenti hanno mostrato che la non linearità si manifesta molto prima del limite fisico.

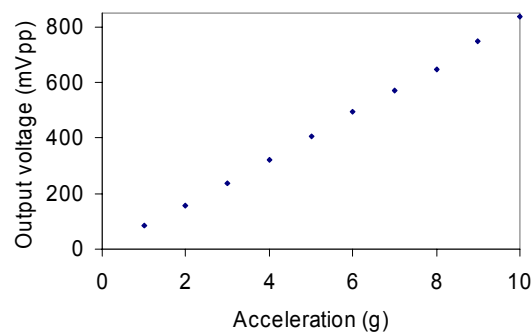


Fig. 9. Uscita del sensore a seguito di una accelerazione sinusoidale (Guadagno=100)

3.3 Modelli termici e simulazioni

Abbiamo simulato il trasferimento del calore per convezione che avviene all'interno del sensore mediante il simulatore FEM, ANSYS®. I risultati ottenuti con l'approccio 2D, rappresentato dalle soluzioni lungo la sezione del sensore (vedi la linea puntata di fig. 1) sono qui presentati. Il solver utilizzato è il FLOTRAN CFD e la mesh utilizza l'elemento FLUID 141. Le velocità sono ottenute dal principio di conservazione del momento, la pressione da quello della conservazione di massa e la temperatura è dedotta da quello di conservazione dell'energia. I parametri geometrici utilizzati sono coerenti con i parametri costruttivi del prototipo (Fig. 7). La profondità della cavità è 300 μm . Utilizzando tale modello una differenza di temperatura di 1.37°C è stata ottenuta per una accelerazione di un 1g e una temperatura del riscaldatore di 438°C. Tale risultata concorda bene con la differenza di temperatura sperimentalmente ottenuta (1.53°C/g).

La Fig. 10 illustra la distribuzione di temperatura dovuta ad una accelerazione di 200g verso sinistra. Fig. 5 mostra la variazione di temperatura lungo la sezione descritta in Fig. 7. Il grafico di Fig. 11 è ottenuto sottraendo la curva di temperatura con una accelerazione 1g dalla curva di temperatura in assenza di accelerazione. Possiamo notare l'incremento della temperatura, dovuto all'accelerazione nella parte sinistra della cavità, e nello stesso tempo la diminuzione della stessa nella parte destra. La parte centrale del grafico, dove la differenza di temperatura è nulla, corrisponde alla posizione del riscaldatore. Tale curva permette inoltre di determinare la posizione ottimale dei sensori, posti dove la differenza di temperatura assume il valore massimo. Tale posizione ottima corrisponde al punto medio della distanza tra il riscaldatore e il confine della cavità. La posizione ottima è a 280 μm da tale confine. Definiamo adesso la sensibilità del sensore come la differenza di temperatura tra i sensori nel punto di ottimo.

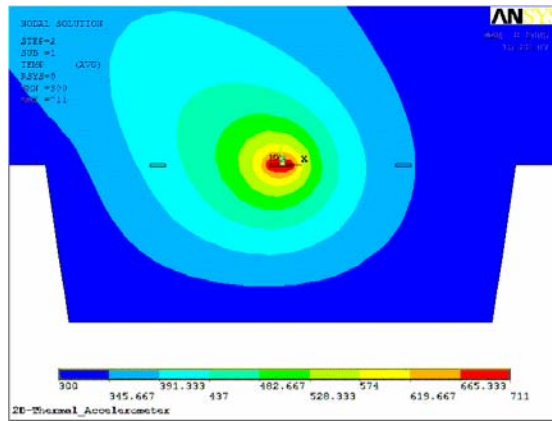


Fig. 10. Distribuzione di temperatura per una accelerazione di 200g verso sinistra

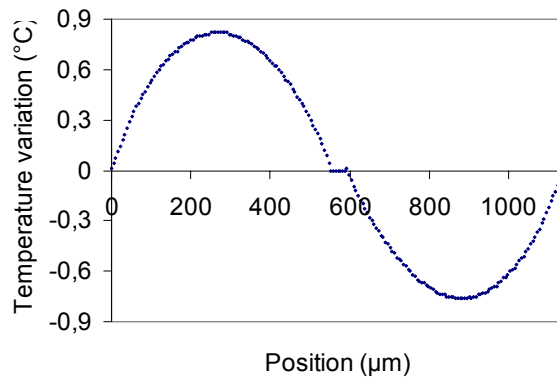


Fig. 11. Variazione di temperatura per una accelerazione di 1g verso sinistra

La sensibilità del sensore è funzione della temperatura del riscaldatore. Fig. 12 rappresenta la sensibilità del sensore in funzione della temperatura del riscaldatore, in condizioni di temperatura ambiente. La sensibilità cresce con la temperatura del riscaldatore. Per ottenere la massima sensibilità il dispositivo deve operare in regime di massima potenza del riscaldatore. Il sensore presentato presenta una temperatura di esercizio di 400°C che è vicina a quella massima.

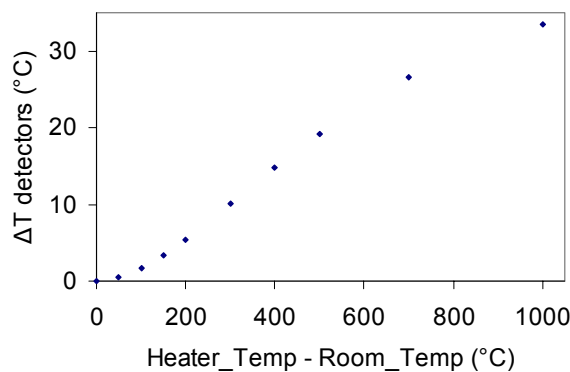
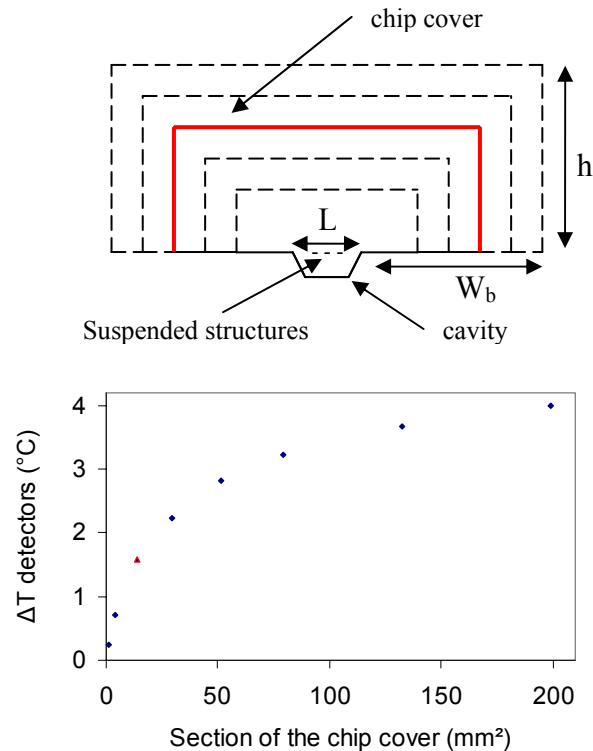


Fig. 12. Sensibilità del sensore vs temperatura del riscaldatore per una accelerazione di 10g

Riassunto

Come mostrato in Fig. 10, il massimo trasferimento di calore avviene nella parte superiore del dispositivo. Il volume del cover del dispositivo è un parametro essenziale dell'accelerometro termico. Fig. 13 mostra la sensibilità dell'accelerometro in funzione della posizione della sezione del cover. La sensibilità del sensore incrementa con le dimensioni del cover. In Fig. 13, i punti rossi corrispondono alla sensibilità del dispositivo realizzato.



**Fig. 13. Sensibilità del sensore vs sezione del chip cover
Per un'accelerazione di 1g**

Nella precedente sezione è stata messa in evidenza l'importanza delle dimensioni del package. Fig. 14 mostra la velocità del fluido in corrispondenza di un input di 200g verso sinistra. È possibile osservare il cerchio percorso dal fluido sopra il riscaldatore. Il top del package limita il cerchio. Fig. 15 rappresenta la sensibilità del sensore in funzione della forma del cover stesso. Per una data altezza non è necessario avere un package molto largo. La forma ottima

viene realizzata quando: $h = W_b + \frac{L}{2}$.

Come discusso in, La cavità di silicio blocca il fenomeno convettivo del fluido nella regione inferiore del sensore. Pertanto il volume del packaging influenza la convezione solo nella regione superiore e incide largamente sulla sensibilità del dispositivo. Tale sensibilità sarebbe incrementata dall'utilizzo di una cavità più larga (utilizzando il back-side etching per

esempio). In tal modo la differenza massima di temperatura sarebbe minore e più vicina al piano dei sensori (avere una simmetria orizzontale attorno al piano dei sensori sarebbe ideale)

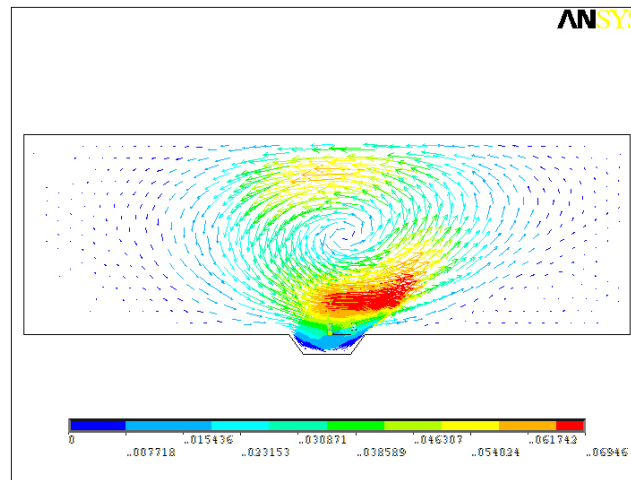


Fig. 14. Vettori di velocità del fluido

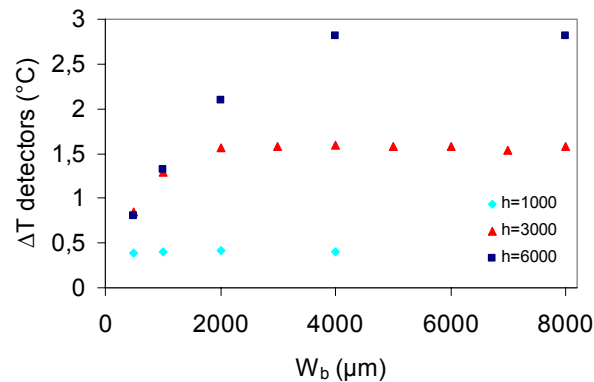


Fig. 15. Sensibilità per package differenti

E' stato inoltre studiato il tempo di risposta del fluido nella cavità. Il fluido ha un tempo di risposta di 30ms (Fig. 16). Considerando la costante di tempo del detectors (3,3ms), è possibile calcolare il tempo di risposta globale del sistema. L'accelerometro presenta un tempo di risposta di 34ms, Le frequenze di cut-off sono: 16Hz e 48Hz (Fig. 17).

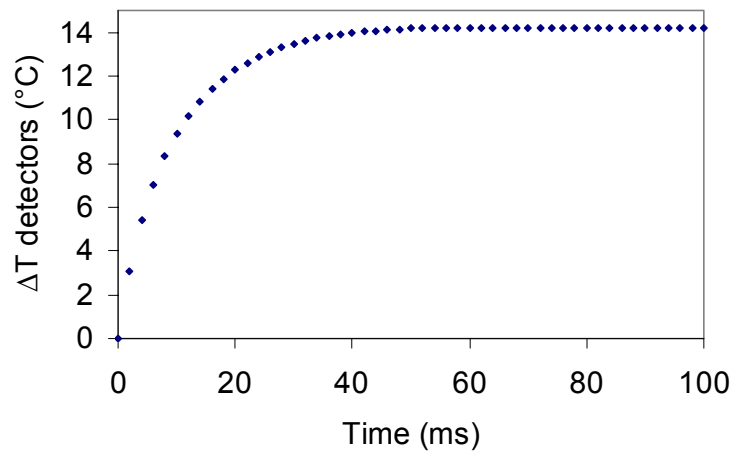


Fig. 16. Tempo di risposta del fluido nella cavità

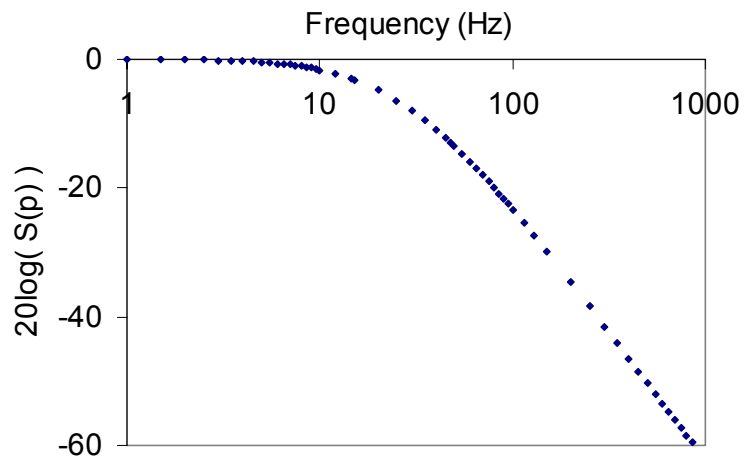


Fig. 17. Diagramma di Bode dell'accelerometro

4 Conclusioni

Questo studio ha investigato un accelerometro triassiale in tecnologia CMOS. In questo lavoro vengono fornite soluzioni per il sensing di accelerazioni lungo e perpendicolarmente al piano. In maniera complementare alla massa sismica piezoresistiva, il principio di trasduzione basato sulla convezione del calore consente lo sviluppo di sistemi low-cost per il sensing 3D. Abbiamo presentato dei modelli, delle simulazioni FEM e la caratterizzazione dei dispositivi realizzati. I prototipi realizzati esibiscono una sensibilità di 375mV/g con una risoluzione di 30mg nell'accelerazione laterale. Le performance del sensore per quanto riguarda il sensing verticale dell'accelerazione presentano una sensibilità di circa 22,4mV/g e una risoluzione di 1g. L'elettronica utilizzata è semplicemente costituita da un amplificatore per strumentazione. Si deduce pertanto che le performance possono essere incrementate attraverso l'utilizzo di elettronica on-chip dedicata. (amplificatori low-noise etc.).

Références bibliographiques

[Aaron03] Aaron A. Geisberger, Niladri Sarkar, Matthew Ellis and George D. Skidmore ;
“*Electrothermal properties and modelling of polysilicon microthermal actuators*” ; Journal of
Microelectromechanical Systems, Vol.12, No. 4, August 2003

[Abbaspour-Sani94] Ebrahim Abbaspour-Sani, Ruey-Shung Huang, and Chee Yee Kwok ;
“*A novel electromagnetic accelerometer*” ; Electron Device Letters, IEEE, Volume:
15, Issue: 8, Aug. 1994, pp.272-273

[ADXL150/250] “*+/- 5g to +/- 50g, low noise, low power, single/dual axis iMEMS
accelerometers*” ; ADXL150/ADXL250 datasheet ; Analog Devices

[Aikele01] M. Aikele, K. Bauer, W. Ficker, F. Neubauer, U. Prechtel, J. Schalk, H. Seidel
Resonant accelerometer with self-test ; Sensors and Actuators A 92 (2001) 161-167

[AMS0.8µm] “*0,8 µm CMOS Process Parameters*” ; AMS 0,8 µm datasheet ;
Austria Mikro Systeme,

[S. Astié, A. M. Gué, E. Scheid, J. P. Guillemet, “Design of a low power SnO₂ gaz sensor
integrated on silicon oxynitride membrane”, Sens.Actuators B 67, p. 84-88 (2000)

[Barth98] P. W. Barth, F. Pourahmadi, R. Mayer, J. Poydock, and K. Petersen; “*A monolithic
silicon accelerometer with integral air damping and overrange protection*” in *Tech. Dig.
Solid-State Sensors and Actuators Workshop*, Hilton Head Island, SC, June 1988, pp. 35–38.)

[Bedö00] G. Bedö, W. Kraus, R. Müller; “*Comparison of different micromechanical vacuum
sensors*” ; Sens. Actuators A 85, p. 181-188 (2000)

[Berouille02] V. Berouille, L. Latorre, P. Nouet; “*Micromachined CMOS Magnetic Field
Sensors with Low-Noise Signal Conditioning*” ; IEEE MEMS’2002; Las-Vegas, USA, Jan. 20-
24, 2002, pp.256-259.

[Binning86] G. Binning and H. Rohrer; “*Scanning tunneling microscopy*” ; IBM J. Res.
Develop., vol. 30, pp. 355-369, 1986

[Burns96] D. W. Burns, R. D. Horning, W. R. Herb, J. D. Zook, H. Guckel; “*Sealed-cavity
resonant microbeam accelerometer*” ; [Sensors and Actuators A: Physical](#) Volume: 53, Issue:
1-3, May, 1996, pp. 249-255

[Carnegie Mellon – Course Project] www.andrew.cmu.edu/course/24-351/project/project.doc
[Chau95]: K.H.L. Chau, S.R. Lewis, Y. Zhao, R. T. Howe, S.F. Bart and R.G. Marcheselli;
“*An integrated force balance capacitive accelerometer for low g application*” ; The 8th
International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, and Eurosensors IX;
Stockholm, Sweden; June 25-29, 1995

Références bibliographiques

- [Chen80] Xiangdong Chen; Kou-Chen Liu; Ouyang, Q.C.; Jayanarayanan, S.K.; Banerjee, S.K.; “*Hole and electron mobility enhancement in strained SiGe vertical MOSFETs*”; *Electron Devices*, IEEE Transactions on , Volume: 48 , Issue: 9 ; Sept. 2001
Pages:1975 – 1980
- [Chen82] P. L. Chen, R. S. Muller, *et al.*, “*Integrated silicon microbeam PI-FET accelerometer*” *IEEE Trans. Elec. Devices*, 29(1), 27-32, 1982.
- [Danel90] S. Danel, F. Michel, and G. Delapierre; “*Micromachining of quartz and its application to an acceleration sensor*” ; *Sensors Actuators*, vol. A21/A23, pp. 971–977, 1990.
- [Dardalhon02] M. Dardalhon, V. Berouille, L. Latorre, P. Nouet, G. Perez, J.M. Nicot, C. Oudea ; “*Reliability Analysis of CMOS MEMS structures obtained by Front Side Bulk Micromachining*”, European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis, Rimini, Italy, October 7-11, 2002.
- [Dardalhon03] M. Dardalhon ; “*Contribution a l’analyse de la fiabilité de microsystèmes*” ; Thèse de Doctorat ; 17 décembre 2003, Université Montpellier II, France
- [Datas01] Jean-Marc Datas ; “*Précis de résistance des matériaux*” ; Cépaduès Editions ; Septembre 2001
- [Dauderstadt 98] U.A. Dauderstädt, P.J. French ; “*A thermal accelerometer*” ; Annual Workshop on Semiconductor Advances for future Electronics and Sensors ISBN : 90-73461-15-4 , STW, 1998 10 26-01:019 : pp 10-105
- [DeVoe97] Don L. DeVoe and Albert P. Pisano; “*A fully surface-micromachined piezoelectric accelerometer*”; International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers’97, Chicago, June 16-19, 1997
- [Doscher00]: James Doscher ; “*Using iMEMS accelerometers in instrumentation applications - technical note*” ; *Analog Devices*
- [Dumas04] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre, P. Nouet ; “*Electrically-Induced thermal Stimuli for MEMS testing*”; in proc of European Test Symposium (ETS’04),.pp. 60-65, 2004
- [Eyglunent] Bernard Eyglunent, “*Manuel de thermique*”, Hermes Sciences Publications, 2000, ISBN : 2-86601-615-7
- [Forman D.] David Forman ; “ *Small Tech auto applications begin their trip in high-end vehicles*”; http://www.smalltimes.com/document_display.cfm?document_id=5352
- [Gabrielson93] T.B. Gabrielson; “*Mechanical-Thermal Noise in Micromachined Acoustic and Vibration Sensors*”; *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. 40, n°5, May 1993.
- [Giani02] : A.Giani, F. Mailly, F. Pascal-Delannoy, A.Foucaran, and A. Boyer; “*Investigation of Pt/Ti bilayer on SiN_x/Si substrates for thermal sensor applications*”; *Journal of Vacuum Science and Technology A.*, vol.20, N°1, Jan/Feb 2002

Références bibliographiques

[Guldimann01] Benedikt Guldimann, Philippe Dubois, Pierre-Andre Clerc, Nico de Rooij; "*Fiber Optic-MEMS accelerometer with high mass displacement resolution*"; Transducers'01 EurosensorsXV, The 11th International conference on Solid-State Sensors and Actuators, Munich, Germany, June 10-14, 2001

[Grade97] John Grade, Aaron Barzilai, J. Kurth Reynolds, Cheng-Hsien Liu, Aaron Partridge, L.M. Miller, J.A. Podosek, Tom Kenny ; "*Low frequency drift in tunnel sensors*"; International Conference on Solid States Sensors and Actuators, Transducers '97, Vol. 2, 16-19 June 1997 Chicago

[Hartwell98] P. G. Hartwell, F. M. Bertsch, S. A. Miller, K. L. Turner, N. C. MacDonald; "*Single mask lateral tunnelling accelerometer*"; Proceeding of the eleventh annual international workshop on Micro Electro Mechanical Systems. An investigation of micro structures, sensors, actuators, machines and systems (Cat. No.98CH36176), 1998, pp.340-4, New York, USA

[Hiratsuka91] R. Hiratsuka, D.C. van Duyn, T. Otaredian and P. de Vries; "*A novel accelerometer based on a silicon thermopile*"; Solid-State Sensors and Actuators, 1991. Digest of Technical Papers, TRANSDUCERS '91, 1991 International Conference on

[Hu03] G. Q. Hu and W. H. Liao ; "*A feasibility study of a microaccelerometer with magnetorheological fluids*" ; Proceeding of the 2003 IEEE, International Conference on Robotics, Intelligent Systems and Signal Processing, Ghangsha, China, October 2003

[Hokuriku Electric Industry] http://www.hdk.co.jp/top_e.htm

[Hossain00] N. Hossain, J-W Ju, B. Warneke, K.S.J. Pister ; "*Characterization of the Young's Modulus of CMOS Thin Films*"; symposium on Mechanical Properties of Structural Films, Orlando, Florida, November 15-16, 2000.

[Incropera] Frank P. Incropera and David P. DeWitt ; "*Fondamentals of Heat and Mass Transfer*"; John Wiley & Sons, ISBN: 0-471-38650-2

[Kanda82] Y. Kanda ; "*A graphical representation of the piezoresistance coefficients in silicon*"; IEEE Tram. Electron Device, ED-29 (1982) 64-70.)

[Karam96] J.M Karam et al ; "*Microelectronics Compatible Manufacturing Techniques of Microsystems*"; Mechatronics' 96

[Kenny91] T.W. Kenny, S.B. Waltman, J.K. Reynolds, and W.J. Kaiser ; "*Micromachined silicon tunnel sensor for motion detection*"; Appl. Phys. Lett., Vol. 58, No. 1, pp. 100, Jan. 1991

[Kenny94] T.W. Kenny, W.J.Kaiser, H.K.Rockstad, J.K. Reynolds, J.A. Podosek and E.C. Vote; "*WideBandwith Electromechanical Actuators for tunneling displacement transducers*"; Journal of Microelectromechanical systems, Vol.3, No.3, September 1994

[Kourpenis91] K. Kourepenis, A. Petrovich, and M. Weinberg ; "*Low cost quartz resonant accelerometer for aircraft inertial navigation*" in Tech. Dig. 6th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers'91), San Francisco, CA, June 1991, pp. 551-553.

Références bibliographiques

- [Kraft] Mickael Kraft ; “*Micromachined inertial sensors – State of the art and look into the future*” ; University of Southampton
- [Kwon98] Kijin Kwon, Sekwang Park; “*A bulk-micromachined three-axis accelerometer using silicon direct bonding technology and polysilicon layer*” ; [Sensors and Actuators A: Physical](#) Volume: 66, Issue: 1-3, April 1, 1998, pp. 250-255
- [Lammerink90] T.S.J Lammerink, M. Elwenspoek, R.H. Van Ouwerkerk, S. Bouwstra, J.H.J. Fluitman ; “*Performance of thermally excited resonators*” ; Sensors and Actuators A 21-23 (1990) 352-356
- [Latorre99] L. Latorre, P. Nouet, Y. Bertrand, P. Hazard, F. Pressecq , “*Characterization and modeling of a CMOS-compatible MEMS technology*” ; Sensors and Actuators A: Physical, Volume 74, Issues 1-3, 20 April 1999, Pages 143-147.
- [Latorre01] L. Latorre, V. Beroulle, M. Dardalhon, P. Nouet, F. Pressecq, C. Oudea, “*Characterization of CMOS MEMS Technology Scatterings*”, Proc. ISTFA 2001, Santa-Clara (CA), USA, Nov. 11-15, 2001, pp. 373-377.
- [Lemkin97] : Mark A. Lemkin, Bernhard E. Boser, David Auslander, Jim H. Smith ; “*A 3axis force balanced axl using a single proof mass*” ; Transducers'97, International Conference On Solid-State Sensors and Actuators, Chicago, June 16-19, 1997
- [Lemkin99] “*A Three-axis micromachined accelerometer with a CMOS position-sense interface and digital offset-trim electronics*” ; IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.34, n°4, April 1999
- [Leung98] A.M. Leung, J. Jones, E. Czyzewska, J. Chen and B. Woods; “*Micromachined accelerometer based on convection heat transfer*”; IEEE MEMS'1998, The Eleventh Annual International Workshop on , Heidelberg, Germany, 25-29 Jan. 1998, pp. 627–630
- [Liu98] Cheng-Hsien Liu, Aao, M. Barzilai, Joseph Kurth Reynolds, Aaron Partridge, Thomas W. Kenny, John D. Grade, and Howard K. Rockstad ; “*Characterization Of A High-Sensitivity Micromachined Tunneling Accelerometer With Micro-g Resolution*” ; Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, No. 2, June 1998
- [Liu01] Cheng-Hsien Liu and Thomas W. Kenny ; “*A High-Precision, Wide bandwidth micromachined tunnelling accelerometer*” ; Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 10, No. 3, June 2001
- [Lo95] Tommy C.P. Lo, Philip C.H. Chan and Zhenan Tang ; “*Design And Characterization Of A Micro Strain Gauge*” ; TENCON '95. 1995 IEEE Region 10 International Conference on Microelectronics and VLSI ; 6-10 Nov. 1995, Pages:36 – 39
- [Lu95] Crist Lu, Mark Lemkin and Bernard E. Boser ; “*A monolithic surface micromachined accelerometer with digital output*” ; IEEE journal of Solid-States Circuits, vol30, n°12; December 1995,

Références bibliographiques

[Luo00] Hao Luo, Gary K. Fedder and L. Richard Carley ; “*A 1mg lateral CMOS-MEMS accelerometer*” ; Proceedings of The 13th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS '00), January 2000, pp. 502-507.

[Luo02] Hao Luo, Xu Zhu, Hasnain Lakdawala, L. Richard Carley and Gary K. Fedder ; “*A copper CMOS-MEMS Z-axis gyroscope*” ; Proceedings of The 15th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS '02), January 2002, pp. 631-634.

[Mailly02] F. Mailly, A. Giany, A. Martinez, R. Bonnot, P. Temple-Boyer, A. Boyer ; “*Micromachined thermal accelerometer*” ; Sensors and Actuators A (Physical), Vol. A103, no.3, p. 359, Feb. 2003.

[Mailly02a] Frédérick Mailly ; “*Etude et réalisation de microcapteurs thermiques : anémomètre et accéléromètre thermique*” ; Thèse de Doctorat ; 05 juillet 2002, Université Montpellier II, France

[Maruyama90] T. Maruyama, S. Zaima, Y. Koide, Y. Kanda, and Y. Yasuda ; “*Anisotropy of piezoresistance in n-channel inversion layers of metal-oxide-semiconductor transistors on (001)Si*” ; Journal of Applied Physics Vol 68(11) pp. 5687-5691. December 1, 1990)

[Mik01] Mike Bugnacki, John Pyle and Paul Emerald ; “*A micromachined thermal accelerometer*” ; <http://www.sensorsmag.com/articles/0601/98/main.shtml> ; MEMSIC Inc.

[Milanovi98] Veljko Milanovi, Edwin Bodwen, Nim Tea, John Suehle, Beverly Payne, Mona Zghloul, and Michael Gaitan ; “*Convection-based accelerometer and tilt sensor implemented in standard CMOS*” ; International Mechanical Engineering Conference and Exposition, MEMS Symposia, Anaheim, CA, Nov. 18th, 1998

[Najafi03] Najafi, K.; Junseok Chae; Kulah, H.; Guohong He ; “*Micromachined silicon accelerometers and gyroscopes*” ; Intelligent Robots and Systems, 2003. (IROS 2003). Proceedings. 2003 IEEE/RSJ International Conference on ; Volume 3, Oct. 27-31, 2003 Page(s):2353 - 2358

[Navid02] R. Navid, P. Valizdeh and M. Ghovanloo ; “*A high sensitivity intermodulation-based accelerometer*” ; IEEE Conf. Optoelectronic and Microelectronic Materials and Devices, Dec 2002.

[Ning95] Yuebin Ning, Yan Loke, Graham McKinnon ; “*Fabrication and characterization of high g-force, silicon piezoresistive accelerometers*” ; [Sensors and Actuators A: Physical](#) Volume: 48, Issue: 1, May 1, 1995, pp. 55-61

[Oosterbroek99] R.E. Oosterbroek, T.S.J. Lammerink, J.W. Berenschot, G.J.M. Krijnen, M.C. Elwenspoek, A. van den Berg ; “*A micromachined pressure/flow-sensor*” ; Sens. Actuators A 77, p. 167-177 (1999).

[Peterson82] K. R. Petersen ; “*Silicon As Mechanical Material*” ; Proc. of the IEEE, vol.70, 1982.

[Plaza04] Jose A. Plaza, Andreu Llobera, Carlos Dominguez, Jaume Esteve, Iñigo Salinas, Jorge Garcia, and J. Berganzo ; “*BESOI Based Integrated Optical Silicon Accelerometer*” ; *Journal of Microelectromechanical Systems* ; Vol. 13, No. 2, April 2004

Références bibliographiques

[Roylance79] L. M. Roylance and J. A. Angell ; “*A batch-fabricated silicon accelerometer*” ; IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-26, pp. 1911–1917, Dec. 1979.

[Satchell89] D. W. Satchell and J. C. Greenwood ; “*A thermally-excited silicon accelerometer*” ; Sensors Actuators, vol. 17, pp. 241–245, 1989.

[Schröpfer98] Gerold Schröpfer, Wilhem Elfein, Michel de Labachellerie, Henri Porte, Sylvain Ballandras ; “*Lateral Optical Accelerometer Micromachined In (100) Silicon With Remote Readout Based On Coherence Modulation*” ; Sensors and Actuators A 68 (1998) 344-349

[Sensoror] www.sensoror.com

[Spineanu97] Andreea Spineanu, Philippe Bénabès, Richard Kielbasa ; “*A digital piezoelectric accelerometer with sigma-delta servo technique*” ; [Sensors and Actuators A: Physical](#) Volume: 60, Issue: 1-3, May, 1997, pp. 127-133

[Takao97] Hidekuni Takao, Yoshinori Matsumoto and Makoto Ishida ; “*A monolithically integrated three axial accelerometer using stress sensitive CMOS Amplifiers*” ; International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Transducer's97, Chicago, June 16-19, 1997

[Timoshenko] S.P. Timoshenko ; “*Résistance des matériaux – Tome 1 : Théorie élémentaire et problèmes*” ; Dunod 1986 ; ISBN :2-04-010267-1

[Toda02] Risaku Toda, Nobuo Takeda, Takao Murakoshi, Shigeru Nakamura and Masayoshi Esashi ; “*Electrostatically levitated spherical 3-Axis accelerometer*” ; Technical Digest of MEMS'2002, (Las Vegas 2002) p.710

[Tuft82] O.N. Tuft and E.L. Stelzer ; “*Piezoresistive properties of silicon diffused layers*” ; J. Appl. Phys, Vol. 34, No. 2, pp 313-318 ; February 1963

[Uttamchandani92] D. Uttamchandani, D. Liang, and B. Culshaw ; “*A micromachined silicon accelerometer with fiber optic integration*” ; in Proc. SPIE Integrated Optics and Microstructures, 1992, pp. 27–33.

[Virginiasemi] “[Wet-Chemical Etching and Cleaning of Silicon](http://www.virginiasemi.com/pdf/siliconetchingandcleaning.pdf)”
www.virginiasemi.com/pdf/siliconetchingandcleaning.pdf

[Wang02] L. P. Wang, K. Deng, L. Zou, R. Wolf, R. J. Davis, and Trolier McKinstry ; “*Microelectromechanical Systems (MEMS) Accelerometers using Lead Zirconate Titanate Thick Films*” ; Electron Device Letters, IEEE , Volume: 23 , Issue: 4 , April 2002 Pages:182 - 184

[Welser94] J. Welser, J.L. Hoyt and J.F. Gibbons ; “*Electron mobility enhancement in strained-Si n-type metal-oxide-semiconductor field-effect transistors*” ; Electron Device Letters, IEEE , Volume: 15 , Issue: 3 , March 1994 Pages:100 – 102

[Xie00] Huikai Xie, Garry K. Fedder ; “*A CMOS z-axis capacitive accelerometer with comb-finger sensing*” ; *Proceedings of The 13th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS '00)*, January, 2000, pp. 496 - 501

Références bibliographiques

[Xie02] Huikai Xie, Garry K. Fedder ; “Vertical comb-finger capacitive actuation and sensing for CMOS-MEMS” ; Sensors and Actuators A: Physical, Volume 95, Issue 2-3, pp. 212-221, January 2002

[Yazdi98] Navid YAZDI, Farrokh AYAZI and Khalil NAJAFI ; “*Micromachined Inertial Sensors*” ; Proceedings of the IEEE , Volume: 86 , Issue: 8 , Aug. 1998
Pages:1640 – 1659

[Yeh97] Chingwen Yeh and Khalil Najafi ; “*A Low-Voltage Tunneling-Based Silicon Microaccelerometer*” ; IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 44, No. 11, November 1997

[Yole04] “*Status of the MEMS industry 2004*” ; Yole Développement

[Zimmerman95] L. Zimmermann, J. Ph. Ebersohl, F. Le Hung, J.P. Berry, F. Baillieu, P. Rey, B. Diem, S. Renard, P. Caillat ; “*Airbag application : a microsystem including a silicon capacitive accelerometer, CMOS switched capacitor electronics and true self-test capability*” ; Sensors and Actuators A 46-47(1995) 190-195

Publications et Conférences

- [CETCIS'01] A. CHAEHOI, T. TALBERT, C. JOUBERT ; “*Le calcul formel avec Maple V, un complément pour l'enseignement des asservissements*” ; [Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des sciences de l'information et des systèmes CETCIS; 2001 ; Clermont-Ferrand](#) – France ; p105-108, ISBN : 2-9517528-0-6.
- [IMSTW'03] A. CHAEHOI, L. LATORRE, F. AZAIS, P. NOUET ; “*Use of a Statistical Approach for Efficient Implementation of Oscillation Based Test Strategy*” ; IMSTW'03: 9th International Mixed-Signal Testing Workshop, Sevilla (Spain), June 25-27, 2003, pp. 99-103
- [LATW'03] A. CHAEHOI, Y. BERTRAND, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Improving the efficiency of the Oscillation-Based Test Methodology for Parametric Faults*” ; LATW'03: 4th IEEE Latin-American Test Workshop, Natal (Brazil) ; February 16-19, 2003, pp. 234-237
- [Sensors'03] A. CHAEHOI, L. LATORRE, S. BAGLIO, P. NOUET ; “*Piezoresistive CMOS Beams for inertial Sensing*” ; IEEE Sensors'03, Toronto (Canada) ; October 22-24, 2003, pp.142-143
- [Eurosensors'04] A. CHAEHOI, L. LATORRE, P. NOUET ; “*A CMOS MEMS Accelerometer with Bulk Micromachining*” ; Eurosensors'04: 18th European Conference on Solid-State Transducers, Rome (Italy) ; January 28-30, 2004, pp.287-292
- [JNRDM'04] A. CHAEHOI, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Cantilevers piezorésistifs pour capteurs inertiels*” ; 7^{ème} Journées Nationales du Réseau Doctoral de Microélectronique, JNRDM'04 ; 4-6 Mai 2004 – Marseille – France, pp.473-475
- [DOCTISS'05] A. CHAEHOI, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Les accéléromètres MEMS*” ; 13^{ème} session des journées des Doctorants de l'école doctorale Information Structure et Système (I2S), DOCTISS'05, 9 Mars 2005 ; Montpellier ,France
- [EUSPEN'05] A. CHAEHOI, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Design of CMOS Cantilevers for Inertial Sensing*” ; Euspen 2005: 5th international conference and 7th annual general meeting of the European Society for Precision Engineering and Nanotechnology ; Montpellier (France) ; May 8-11 2005, pp341-344
- [CCT-CNES'05] A. CHAEHOI, N. DUMAS, F. MAILLY, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Accéléromètre thermique sur CMOS*” ; Atelier Microsystèmes pour applications embarquées, Centre de Compétence Technique du CNES ; 14-15 juin 2005

- [PRIME'05] A. CHAEHOI, L. LATORRE, P. NOUET ; “*A Monolithic CMOS 3-Axis Axis Accelerometer Combining Piezoresistive and Heat Transfer Effect*” ; IEEE PRIME'05 : Ph.D Research in Microelectronics and Electronics, Lausanne (Switzerland) ; July 25-28, 2005. pp.219-222
- [Eurosensor'05] A. CHAEHOI, L. LATORRE, F. Mailly, P. NOUET ; “*Experimental and Finite –Element Study of Convective Accelerometer on CMOS*” ; Eurosensor'05, Barcelona (Spain) ; September 11-14 ; mp23
- [Sensor'05] A. CHAEHOI, N. DUMAS, F. MAILLY, L. LATORRE, P. NOUET ; “*Absolute Pitch Roll and Yaw Measurement on CMOS*” ; IEEE Sensors'05, Irvine (California) ; October 31-November 03, 2005, (*Accepted to be published*)
- [J3EA'05] A. CHAEHOI, S. GRIEU, T. TALBERT, B. CLAUDET et C. JOUBERT ; “*Utilisation de Maple V dans l'enseignement de l'automatique*” ; J3EA Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes (EDP Sciences, 2005) DOI:10.1051/bib-sfo:2005xxx. (*Accepted to be published*)

Distinctions

[PRIME'05] “A Monolithic CMOS 3-Axis Accelerometer Combining Piezoresistive and Heat Transfer Effect” ; ranked in the top 20% class of 111 accepted presented papers



Conception et Modélisation de MEMS monolithique CMOS en technologie FSBM : Application aux accéléromètres

Aboubacar CHAËHOI

Thèse de Doctorat – Université Montpellier II – Sciences et Techniques du Languedoc – 2005

RESUME

L'association de la microélectronique sur silicium avec la technologie de micro-usinage a rendu possible la réalisation de systèmes sur puces complets. La technologie des MEMS permet le développement de composants intelligents ; elle ajoute à la capacité de calcul de la microélectronique, l'aptitude de percevoir et de contrôler des micro-capteurs et des micro-actuateurs. Le marché des accéléromètres est l'un des domaines des microsystèmes en pleine expansion. On trouve les accéléromètres principalement dans l'automobile, mais ils sont également utilisés dans de nombreux domaines publics et industriels. L'objectif des travaux présentés dans cette thèse est la conception et la modélisation d'accéléromètres avec une technologie à faible coût : la technologie CMOS-FSBM.

Deux types de transductions compatibles avec cette technologie ont été retenus pour nos capteurs, la détection piézorésistive et la détection thermique. Une structure simple pour la transduction piézorésistive a été proposée. Elle permet la détection de l'accélération verticale. Un modèle a été proposé pour ce type d'accéléromètre à détection piézorésistive. Ce modèle est vérifié d'une part par des simulations par éléments finis et enfin par les résultats expérimentaux d'un premier prototype.

Le principe de la transduction thermique est basé sur le transfert de chaleur par convection. Cette transduction permet, elle, la mesure de l'accélération latérale. L'approche de modélisation a été de dégager des règles simples de conception pour ce type d'accéléromètre. Cette modélisation s'appuie, ici aussi, sur des simulations par éléments finis et sur les résultats expérimentaux d'un prototype.

L'étude préliminaire d'un accéléromètre trois-axes a enfin été abordée. Une première structure entièrement piézorésistive a été évaluée. Une seconde solution combinant les deux types de transductions piézorésistive et thermique a été proposée.

MOTS CLES : MEMS, Accéléromètre, monolithique, CMOS, FSBM

Design and modelling of monolithic MEMS accelerometer in CMOS-FSBM technology

ABSTRACT

The market of accelerometers is one of the MEMS field in development. We find accelerometers principally in automobile applications. The target of the presented work is the design and modelling of accelerometer build with a low-cost technology: the CMOS front-Side Bulk Micromachining (FSBM). We have chosen two kinds of transduction that are compatible with the CMOS technology: the piezoresistive transduction and the thermal convection based transduction. A simple device has been proposed for the piezoresistive accelerometer, it allows vertical acceleration sensing. A model for those piezoresistive devices has been proposed and validated by FEM simulations and by experimental results from a fabricated prototype.

The thermal convection based transduction is used to sense lateral acceleration. The aim of the modelling is to obtain some simple rules that will help on designing that kind of sensors. The model is based on FEM simulations and on experimental results.

The preliminary study of a three-axis accelerometer is finally presented. Firstly a totally piezoresistive based device has been evaluated. Then a second solution that combines the two types of transductions (thermal and piezoresistive) has been proposed.

KEY WORDS: MEMS, Accelerometer, monolithic, CMOS, FSBM

Université Montpellier II : Sciences et Techniques du Languedoc
LIRMM : Laboratoire d'Informatique et de Robotique et de Microélectronique de Montpellier
161 Rue ADA – 34392 Montpellier Cedex 5