



**HAL**  
open science

# Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystemes : application à la mesure du champ magnétique

Laurent Latorre

► **To cite this version:**

Laurent Latorre. Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystemes: application à la mesure du champ magnétique. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 1999. Français. NNT: . tel-00397734

**HAL Id: tel-00397734**

**<https://theses.hal.science/tel-00397734v1>**

Submitted on 23 Jun 2009

**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.

ACADEMIE DE MONTPELLIER  
**UNIVERSITE MONTPELLIER II**

– SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC –

**THESE**

présentée à l'Université Montpellier II, Sciences et Techniques du Languedoc

pour obtenir le diplôme de DOCTORAT

**SPECIALITE** : ELECTRONIQUE, OPTRONIQUE ET SYSTEMES

**Formation doctorale** : Systèmes Automatiques et Micro-électronique

**Ecole doctorale** : Sciences Pour l'Ingénieur

**Evaluation des techniques microélectroniques contribuant  
à la réalisation de microsystèmes :  
application à la mesure du champ magnétique**

par

**Laurent LATORRE**

Soutenue le 25 Juin 1999 devant le jury composé de :

<b>M. D. ESTEVE</b> , Directeur de Recherches CNRS, LAAS, Toulouse	Président du Jury, Rapporteur
<b>M. H. BALTES</b> , Professeur, Physical Electronics Laboratory, ETH Zurich	Rapporteur
<b>M. Y. BERTRAND</b> , Professeur, Université Montpellier II	Directeur de thèse
<b>M. P. HAZARD</b> , Ingénieur, Schneider Electric, Nanterre	Examineur
<b>M. P. NOUET</b> , Maître de Conférences, Université Montpellier II	Examineur
<b>M. F. PRESSECQ</b> , Ingénieur, Centre National d'Etudes Spatiales, Toulouse	Examineur



## *Avant-propos*

Je voudrais en premier lieu exprimer mes remerciements à Monsieur le Professeur Gaston Cambon, Directeur du Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Micro-électronique de Montpellier (LIRMM) pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.

Je remercie Monsieur Christian Landrault, Directeur de Recherche CNRS à l'Université Montpellier II, pour m'avoir accueilli dans le Département de Microélectronique dont il est le responsable.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Messieurs Yves Bertrand, Professeur à l'Université Montpellier II, et Pascal Nouet, Maître de Conférences, sous la responsabilité desquels ces travaux ont été réalisés, pour leur aide et l'expérience dont ils m'ont fait profiter tout au long de la préparation de cette thèse.

Que Monsieur Henry Baltes, Professeur au Physical Electronics Laboratory (PEL) de l'ETH Zurich, et Monsieur Daniel Esteve, Directeur de recherche au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) de Toulouse me permettent de leur témoigner toute ma gratitude pour avoir consacré une partie de leur temps à la lecture de ce manuscrit, et pour avoir accepté d'être présent à ce jury en tant que rapporteur.

Je remercie Monsieur Philippe Hazard, Ingénieur Schneider Electric, pour le soutien qu'il a apporté à cette étude et pour son point de vue industriel. Pour les mêmes raisons, je remercie Monsieur Francis Presseccq, Ingénieur CNES, et lui exprime toute ma gratitude pour l'opportunité qu'il m'offre de compléter ma formation par une étude post-doctorale aux Etats-Unis.

Je tiens à exprimer toute mon amitié à mes camarades pour les bons moments que nous avons passés ensemble, ainsi qu'à toutes les personnes du laboratoire qui nous permettent de travailler dans les meilleures conditions : Régis pour sa gestion des équipements de test et de mesure, mais aussi Josette, Nicole, Martine, Nadine... et tous les autres.

Enfin, que ma famille soit remerciée pour le soutien qui a rendu ce travail possible. Je dédie ce travail à ma femme Isabelle et à mes enfants François et Juliette qui m'apportent équilibre et envie de réussir.



# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	<b>9</b>
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>CAPTEURS DE CHAMP MAGNETIQUE ET TECHNOLOGIES DES MEMS</b>	<b>13</b>
<b>1. CAPTEURS DE CHAMP MAGNETIQUE</b>	<b>14</b>
<b>1.1. Rappels d'électromagnétisme</b>	<b>14</b>
1.1.1. Unités	14
1.1.2. Effets du champ magnétique	14
<b>1.2. Les microcapteurs magnétiques</b>	<b>18</b>
1.2.1. Classification des capteurs de champ magnétique	18
1.2.2. Les microcapteurs magnéto-galvaniques	19
1.2.3. Les microcapteurs magnétiques de type "MEMS"	21
<b>1.3. Conclusion</b>	<b>23</b>
<b>2. TECHNOLOGIES DES MEMS</b>	<b>24</b>
<b>2.1. Les techniques de gravures compatibles CMOS</b>	<b>25</b>
2.1.1. La technologie CMOS	25
2.1.2. Usinage d'éléments mécaniques	26
<b>2.2. Le "front side bulk micromachining" (FSBM)</b>	<b>27</b>
2.2.1. Principes technologiques	27
2.2.2. Applications	29
2.2.3. Etude comparative de structures élémentaires "capteur de champ magnétique"	31
<b>2.3. Le cantilever "U-Shape"</b>	<b>34</b>
<b>2.4. Evolution de la technologie FSBM en France</b>	<b>35</b>
<b>3. CONCLUSION</b>	<b>40</b>

<b>CHAPITRE II</b>	
<b>APPROCHE DE MODELISATION DU CANTILEVER "U-SHAPE"</b>	<b>43</b>
<b>1. ANALYSE COMPORTEMENTALE</b>	<b>45</b>
1.1. Généralités	45
1.2. Modèle électromécanique	46
1.2.1. Expression tensorielle de la piézorésistivité	46
1.2.2. Etude des coefficients de piézorésistivité du polysilicium	47
1.3. Modèle mécanique	48
1.3.1. Comportement mécanique d'une poutre hétérogène	48
1.3.2. Modèle mécanique statique d'une poutre cantilever	51
1.3.3. Modèle mécanique dynamique d'une poutre cantilever	54
1.4. Modèle global	57
<b>2. ANALYSE PARAMETRIQUE</b>	<b>58</b>
2.1. Les paramètres de conception	58
2.1.1. Les données technologiques	58
2.1.2. Les paramètres de dessin	59
2.2. Les paramètres du modèle mécanique	60
2.2.1. Le coefficient de raideur : k	60
2.2.2. La masse : M	60
2.2.3. Le coefficient d'amortissement : D	62
2.2.4. La force de Laplace : $F_{ext}$	64
2.3. Conclusion	64
<b>3. REDACTION D'UN MODELE VHDL ANALOGIQUE</b>	<b>65</b>
3.1. généralités	65
3.2. Exemple de description	66
3.3. Exploitation	67
<b>4. CONCLUSION</b>	<b>69</b>

<b>CHAPITRE III</b>	
<b>METHODOLOGIE DE CARACTERISATION ET APPLICATION</b>	<b>71</b>
<b>1. METHODOLOGIE DE CARACTERISATION</b>	<b>73</b>
1.1. Présentation des véhicules de test	73
1.2. Procédure d'identification des paramètres mécaniques et électromécaniques	76
1.2.1. Etude dans le domaine statique	76
1.2.2. Etude dans le domaine dynamique	78
1.3. Conclusion	83
<b>2. RESULTATS EXPERIMENTAUX</b>	
<b>(APPLICATION DE LA METHODE DE CARACTERISATION)</b>	<b>84</b>
2.1. Etude statistique des paramètres mécaniques et électromécaniques	84
2.1.1. Rendement de fabrication	84
2.1.2. Résultats de caractérisation en statique	86
2.1.3. Résultats de caractérisation en dynamique	87
2.2. Etude avec amplification intégrée	88
2.2.1. Présentation du circuit d'amplification	88
2.2.2. Résultats de caractérisation en statique	90
2.3. Etudes complémentaires	94
2.3.1. Coefficient d'amortissement	94
2.3.2. Etude dans le vide	96
<b>3. CONCLUSION</b>	<b>98</b>
<b>CHAPITRE IV</b>	
<b>VALIDATIONS ET PERSPECTIVES</b>	<b>101</b>
<b>1. VALIDATION DES MODELES THEORIQUES</b>	<b>103</b>
1.1. Coefficient de raideur	103
1.2. Masse	105
1.3. Fréquence de résonance	106
1.3. Coefficient d'amortissement	107
1.4. Conclusion	109

<b>2. POSITIONNEMENT DE LA TECHNOLOGIE</b>	<b>110</b>
2.1. Hypothèses	110
2.2. Utilisation statique et basse fréquence	111
2.2.1. Sensibilité statique	111
2.2.2. Bande passante et temps de réponse	113
2.2.3. Produit Gain Bande	114
2.3. Utilisation en régime résonant	115
2.3.1. Bande en régime résonant	115
2.3.2. Sensibilité en régime résonant	116
2.3.3. Produit Gain Bande	117
2.4. Conclusion : applications envisageables	118
2.4.1. Capteur de champ magnétique	118
2.4.2. Analyse spectrale	119
<b>3. ETUDE DE SOLUTIONS ALTERNATIVES</b>	<b>120</b>
3.1. Actuation par la force de Laplace de structures capacitives	120
3.2. Actuation magnétique de structures piézo-resistives	121
3.2.1. Principe de fonctionnement	121
3.2.2. Fabrication d'un démonstrateur	122
3.2.3. Résultats préliminaires	125
<b>4. CONCLUSION</b>	<b>126</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>129</b>
<b>REFERENCES</b>	<b>133</b>
<b>PUBLICATIONS ET CONFERENCES</b>	<b>137</b>
<b>PUBLICATIONS SOUMISES A COMITE DE LECTURE</b>	<b>137</b>
<b>COMMUNICATIONS ET AUTRES PUBLICATIONS</b>	<b>138</b>

# INTRODUCTION GENERALE

Le sujet de cette étude est l'évaluation des techniques microélectroniques pouvant conduire à la réalisation d'un capteur de champ magnétique d'un genre nouveau. Elle a été menée au sein du Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (L.I.R.M.M.) dans le département de Microélectronique. Les thèmes de recherche développés par ce département concernent principalement la modélisation, la synthèse, et le test des circuits microélectroniques. L'étude des microsystèmes était une activité nouvelle pour le laboratoire qui ne dispose dans ce domaine d'aucun moyen de fabrication propre. Concernant la modélisation des circuits microélectroniques, l'émergence des technologies de micro-usinage compatibles avec les procédés VLSI nous conduit à considérer un nouveau type de composant : la structure mécanique. C'est donc avec une approche résolument "système monolithique" que nous abordons l'étude des microsystèmes. Plus particulièrement, la fabrication de microstructures en compatibilité avec le procédé CMOS sera au centre de nos préoccupations. Dans ce cadre là, nous avons recherché des partenaires industriels qui ont fourni le cahier des charges et un support à cette étude. L'arrivée des microsystèmes dans les applications spatiales [EST97], [EST98] suscite l'intérêt du CNES (Centre National d'Etudes Spatiales) pour les technologies de micro-usinage. Le groupe SCHNEIDER ELECTRIC envisage, lui, l'utilisation de technologies nouvelles pour le développement de produits liés à la mesure du champ magnétique.

Le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales), dans le cadre de ses recherches menées autour du thème des micro et nano-satellites, envisage l'utilisation de ces nouvelles technologies pour la fabrication de composants de taille et de poids réduits. Si aujourd'hui un certain nombre de technologies microélectroniques ont été qualifiées pour les applications spatiales, ce n'est pas le cas des technologies permettant la réalisation de structures mécaniques sur silicium. L'étude d'un capteur de champ magnétique est un moyen, pour le CNES, d'obtenir des informations sur la stabilité du processus de fabrication et la fiabilité des structures mécaniques issues de ce processus. Deux qualités qui conditionnent l'utilisation de composants en milieu spatial.

Le groupe SCHNEIDER ELECTRIC s'intéresse aux technologies émergentes susceptibles de transformer ses produits. Dans ce contexte de veille technologique, un capteur de champ

magnétique d'un genre nouveau, basé sur la déformation de structures mécaniques sera envisagé comme une alternative au capteur à effet Hall, aujourd'hui envisagé par le groupe dans certaines applications liées à la distribution électrique. Le caractère économique du processus de fabrication utilisé est un critère particulièrement important aux yeux de cet industriel. A titre indicatif, le coût de production d'une application complète basée sur la mesure du champ magnétique doit avoisiner la dizaine de francs pour être compétitive par rapport aux solutions existantes.

L'objectif de nos travaux consistait à l'identification d'un procédé technologique permettant de développer des véhicules de test avec des coûts et des délais raisonnables. Une fois la technologie identifiée, nous devons évaluer le procédé à travers :

- ses rendements de fabrication et la fiabilité des composants mécaniques réalisés,
- les performances, dans le cadre de la mesure du champ magnétique, d'une solution basée sur l'utilisation de structures mécaniques,
- l'apport d'un circuit électronique de traitement associé au plus proche de l'élément sensible d'un système de mesure.

Le premier chapitre de cette thèse présente un état de l'art sur les capteurs de champ magnétique et les technologies de micro-usinage qui permettent la fabrication de structures mécaniques sur silicium.

Concernant les capteurs de champ magnétique, on s'intéressera plus particulièrement aux microcapteurs que l'on peut intégrer à l'aide de technologies compatibles avec les procédés de fabrication microélectroniques. Un bilan des performances potentielles de chaque solution sera finalement dressé.

Concernant les technologies de micro-usinage, on donnera un aperçu des techniques de gravure qui permettent la fabrication de structures mécaniques associées de manière monolithique à un circuit électronique de traitement. Pour des raisons économiques, la technologie appelée "gravure du substrat par la face avant" (FSBM pour "Front Side Bulk Micromachining") a été choisie comme support à notre développement. Cette technologie fera donc l'objet d'une description détaillée, accompagnée d'exemples de réalisation. Une comparaison des sensibilités pour trois structures élémentaires nous conduit au choix d'une structure cantilever optimisée appelée cantilever "U-Shape" pour la réalisation d'un capteur de champ magnétique.

Le second chapitre est consacré à l'étude théorique en vue de la modélisation de la structure cantilever "U-Shape". L'objectif est de fournir au concepteur de microsystemes des outils de développement permettant d'intégrer les structures mécaniques dans le flot de conception microélectronique. Différents aspects de la modélisation seront abordés.

L'analyse comportementale permet d'établir les relations qui régissent le comportement de la structure au niveau mécanique et électromécanique, dans les domaines statique et dynamique. L'analyse paramétrique permet d'exprimer tous les paramètres de la précédente modélisation à l'aide de données disponibles à la conception.

La finalité de cette partie de l'étude est la rédaction de modèles de simulation compatibles avec les outils standards de la microélectronique.

Le troisième chapitre traite la caractérisation des structures "U-Shape". Dans une première partie est exposée la méthodologie qui conduit à la caractérisation de tous les paramètres de modélisation. La seconde partie présente les résultats relatifs à la mise en œuvre de cette méthodologie sur un nombre significatif de structures.

Sur l'aspect méthodologique, on présentera en premier lieu les véhicules de test. Seront ensuite détaillées les différentes étapes expérimentales qui permettent l'extraction des paramètres mécaniques et électromécaniques des modèles statiques et dynamiques.

Concernant la mise en œuvre de cette méthodologie, la caractérisation systématique d'une centaine de structures "U-Shape" nous permettra tout d'abord de tirer un bilan statistique pour chacun des paramètres extraits. L'étude plus particulière de structures disposant d'une amplification intégrée montre ensuite les performances que l'on peut attendre de la solution "cantilever U-Shape" pour l'application "capteur de champ magnétique".

Le quatrième et dernier chapitre est composé de trois parties. La première partie concerne la validation des modèles analytiques. Pour cela, les résultats théoriques seront comparés aux résultats expérimentaux.

La seconde partie utilise conjointement les résultats de caractérisation et les modèles théoriques pour positionner la technologie FSBM en terme de performance par rapport aux solutions existantes. Cette étude permet d'identifier les applications pour lesquelles l'utilisation de structures mécaniques apporte des améliorations significatives.

Enfin, la troisième partie est consacrée à la présentation de solutions alternatives au cantilever "U-Shape" déformé sous l'action d'une force de Laplace. Plus particulièrement, l'étude d'un cantilever soumis à l'action d'un barreau ferromagnétique sera abordée. Cette étude nous conduit à la fabrication d'un démonstrateur. Les résultats préliminaires qui seront présentés offrent des perspectives encourageantes à ces travaux.

## CHAPITRE I

# CAPTEURS DE CHAMP MAGNETIQUE ET TECHNOLOGIES DES MEMS

Il serait difficile de prétendre dresser un état de l'art complet sur les deux vastes sujets que sont les capteurs de champ magnétique et les technologies des microsystèmes électromécaniques (MEMS), aussi l'objectif de cette première partie est-il plus modeste. Cette étude concerne la conception d'un capteur de champ magnétique intégré sur silicium. Nous nous intéresserons donc tout d'abord aux microcapteurs de champ magnétique susceptibles d'être fabriqués de manière compatible avec les technologies de la microélectronique. En préambule à cette présentation, un rappel de quelques notions fondamentales d'électromagnétisme est indispensable à une meilleure compréhension des phénomènes physiques exploités par les capteurs. Cet exposé sera l'occasion de comparer les performances des différentes solutions concurrentes. Ces caractéristiques seront considérées par la suite comme une référence permettant de situer avec plus de pertinence les nouvelles technologies par rapport aux capteurs existants.

Concernant les technologies des microsystèmes, ce chapitre sera l'occasion de justifier un certain nombre de choix. Tout d'abord, l'analyse des technologies de micro-usinage compatibles avec les procédés de fabrication microélectronique montre que seule la gravure du substrat par la face avant permet aujourd'hui, en France, la réalisation de prototypes MEMS pour des coûts et des délais raisonnables. Ensuite, considérant cette technologie comme hypothèse de travail, une présentation détaillée du mécanisme de gravure sera exposée avec des exemples de réalisation issus de la littérature. Enfin, une étude comparative des composants mécaniques élémentaires obtenus par ce procédé nous permettra d'introduire la structure qui servira de transducteur électromagnétique : le cantilever "U-Shape".

## 1. Capteurs de champ magnétique

### 1.1. Rappels d'électromagnétisme

#### 1.1.1. Unités

Le champ magnétique est noté  $\vec{H}$  et s'exprime en *Ampère* par mètre (A/m). Le champ d'induction magnétique  $\vec{B}$  s'exprime en *Tesla* (T). On utilise parfois le *Gauss* (G):

$$1 \text{ G} = 10^{-4} \text{ T}$$

Dans un milieu de perméabilité magnétique relative  $\mathbf{m}$  le champ magnétique et le champ d'induction sont liés par la relation :

$$\vec{B} = \mathbf{m} \vec{H} = \mathbf{m}_0 \cdot \mathbf{m}_r \cdot \vec{H}, \text{ avec } \mathbf{m}_0 = 4 \cdot \mathbf{p} \cdot 10^{-7} \text{ H / m} = 1.257 \text{ mH / m} \quad (1.1)$$

Avec :  $\mathbf{m}_0$  la perméabilité magnétique du vide,

$\mathbf{m}_r$  la perméabilité magnétique du milieu, relative à celle du vide.

Pour définir le champ d'induction magnétique, il suffit de considérer l'un de ses effets. Prenons par exemple l'action de  $\vec{B}$  sur une particule chargée en mouvement. Cette action se caractérise par une force  $\vec{F}$  définie par la relation vectorielle :

$$\vec{F} = q(\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (1.2)$$

Avec :  $q$  la charge portée par la particule en *Coulomb* (C),

$v$  la vitesse de la particule en mètre par seconde (m/s),

F la force en *Newton* (N).

#### 1.1.2. Effets du champ magnétique

##### 1.1.2.1. Force de Lorentz

La force définie précédemment (1.2) porte le nom de "force de Lorentz". En fait, dans le cas général d'une particule chargée soumise à des actions d'origines électrique et magnétique, la force de Lorentz comprend deux termes. L'un, indépendant de la vitesse, est dû à l'action du champ électrique. L'autre, perpendiculaire à la vitesse, est induit par le champ magnétique :

$$\vec{F} = q \cdot \vec{E} + q(\vec{v} \wedge \vec{B}) \quad (1.3)$$

Avec :  $E$ , le champ électrique en Volt par mètre (V/m)

La force de Lorentz est à l'origine de nombreux phénomènes électromagnétiques : Force de Laplace, Effet Hall, Magnétorésistivité... La force de Laplace (appelée "*Lorentz force*" dans la littérature internationale) est souvent utilisée pour l'actuation des microstructures mécaniques dans les MEMS. L'effet Hall est l'un des effets les plus utilisés dans les microcapteurs de champ magnétique. Ces deux manifestations de la force de Lorentz font donc l'objet de rappels.

### 1.1.2.2. Force de Laplace

L'ensemble des forces de Lorentz qui s'appliquent sur les particules chargées d'un conducteur filiforme de longueur  $L$ , parcouru par un courant  $I$ , et soumis à l'action d'un champ d'induction magnétique  $\vec{B}$ , crée une force appelée "force de Laplace" qui s'écrit :

$$\vec{F} = I.L.(\vec{l} \wedge \vec{B}) \quad (1.4)$$

Où  $\vec{l}$  est un vecteur unitaire qui définit l'orientation du courant électrique, donc du mouvement des particules. La principale application de la Force de Laplace est le moteur électrique.

### 1.1.2.3. Effet Hall

Soit un conducteur, de section droite rectangulaire et de côtés  $a$  et  $b$ , parcouru par un courant électrique. Ce conducteur étant soumis à l'action d'un champ magnétique, chacune des charges  $q$  subit l'action d'une force de Lorentz (équation (1.2)). Sur la figure 1.1. la force de Lorentz entraîne un mouvement de charges positives vers la face supérieure du conducteur où elles s'accumulent [BER86].

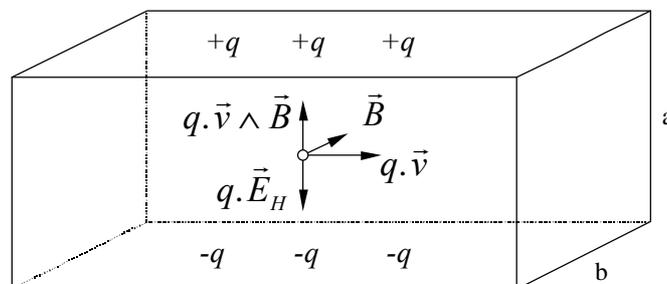


Figure 1.1. : Equilibre des forces qui donnent naissance à l'effet Hall

La face inférieure se charge donc avec une polarité opposée. Ce mouvement des charges n'est que transitoire car le champ électrique qui apparaît entre les faces supérieure et inférieure exerce sur les charges une force opposée  $qE_H$  qui maintient l'ensemble en équilibre dynamique. Ainsi, à l'équilibre on a:

$$q\vec{E}_H + q\vec{v} \wedge \vec{B} = 0$$

d'où

$$\vec{E}_H = -\vec{v} \wedge \vec{B}$$

En supposant  $\vec{v}$  perpendiculaire à  $\vec{B}$ , la différence de potentiel entre les faces supérieure et inférieure vaut :

$$\Delta V = V_S - V_i = \int_i^s E_H dl = avB$$

Et finalement, en considérant la géométrie et le courant qui circule dans le conducteur, il

vient:  $v = \frac{j}{nq} = \frac{I}{abnq}$ , soit

$$\Delta V = \left( \frac{1}{nq} \right) \frac{IB}{b} \tag{1.5}$$

$\Delta V$  est appelée différence de potentiel de Hall et  $E_H$  champ de Hall.

La constante  $R_H = \frac{1}{nq}$  est appelée constante de Hall.

La mesure de la d.d.p. de Hall peut donc renseigner sur le nombre et la nature des porteurs de charges dans un matériau. Cependant, l'application la plus courante de l'effet Hall est la mesure du champ magnétique puisque la tension observée est directement proportionnelle au champ magnétique  $B$ .

### 1.1.3. Quelques ordres de grandeur

- *Champ d'induction magnétique terrestre (en France) :*
  - Composante horizontale :  $B=0,2\text{G}$  ou  $B=20\mu\text{T}$
  - Composante verticale :  $B=0,4\text{ G}$  ou  $B=40\mu\text{T}$
  
- *Champ d'induction magnétique rayonné par les conducteurs électriques :*
  - Champ d'induction magnétique à la distance  $R$  (dans l'air) d'un conducteur rectiligne parcouru par un courant électrique  $I$  :  $B = \frac{\mu_0 I}{2\pi R}$ . Soit pour  $I=1\text{A}$  à la distance de  $1\text{cm}$ ,  $B=20\mu\text{T}$
  - Champ d'induction magnétique dans un solénoï de de longueur  $L$  composé de  $N$  spires parcourues par un courant électrique  $I$  :  $B = \mu_0 \frac{N}{L} I$ . Soit par exemple pour le solénoï de que nous utilisons au laboratoire,  $N=1600$ ,  $L=20\text{cm}$  et  $I=10\text{A}$  donc  $B=100\text{mT}$ .

## 1.2. Les microcapteurs magnétiques

Dans cette étude, nous serons amenés à concevoir un capteur de champ magnétique d'un genre nouveau, basé sur l'utilisation de structures mécaniques. Une présentation succincte des capteurs de champ magnétique existants sur le marché permet de montrer les caractéristiques en terme de performance de chaque solution pour mieux identifier les points sur lesquels la solution mécanique constitue une alternative intéressante.

### 1.2.1. Classification des capteurs de champ magnétique

Une classification habituelle des capteurs de champ magnétique est représentée figure 1.2. [GAR94], [ROU94]. Sont systématiquement écartés de la classe des microcapteurs les capteurs utilisant des éléments volumineux, comme des enroulements dans le cas du flux-gate ou des pièces ferromagnétiques (noyaux, aimants permanents...).

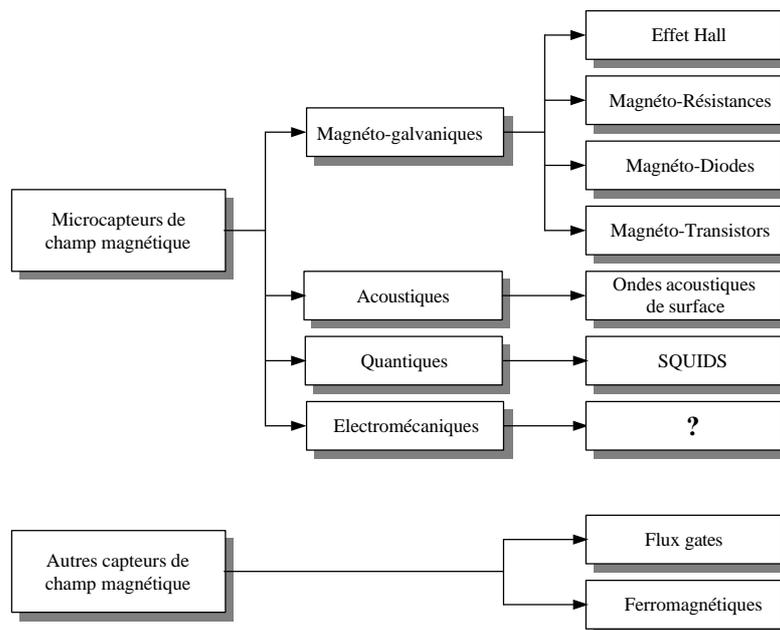


Figure 1.2. Une classification des capteurs de champ magnétique selon l'effet physique utilisé

La classe des microcapteurs de champ magnétique concerne principalement les capteurs utilisant la force de Lorentz, phénomène magnéto-galvanique qui se manifeste sous diverses formes dans les capteurs à effet Hall, les magnéto-résistances, les magnéto-transistors et les magnéto-diodes. Plusieurs matériaux ayant une perméabilité magnétique voisine de 1 peuvent être utilisés pour la fabrication de ces capteurs : Si, Ge, GaAs, InSb, InAs, InP. Les capteurs

de cette catégorie attirent particulièrement notre attention dans la mesure où la plupart d'entre eux peuvent être intégrés à l'aide de technologies standards de la microélectronique. Ce n'est pas le cas des capteurs acoustiques ou quantiques, pour lesquels des procédés de fabrication particuliers sont employés et qui, dans le cas des SQUIDS, nécessitent des conditions de mise en œuvre spéciales (température de supraconductivité).

Si les microcapteurs de type MEMS n'apparaissent pas encore dans les classifications rencontrées dans la littérature, c'est sans doute parce qu'il en existe peu actuellement. Deux exemples de réalisations seront tout de même présentés dans ce chapitre.

### 1.2.2. Les microcapteurs magnéto-galvaniques

Aujourd'hui, les capteurs magnéto-galvaniques dominent largement en nombre et en applications le marché de la détection ou de la mesure magnétique. A la base de leur fonctionnement, on retrouve toujours le même effet : la force de Lorentz modifie la trajectoire des porteurs de charges. Beaucoup de travaux ont été menés ces dernières années pour améliorer ces capteurs dont les principaux points faibles sont la sensibilité, la dynamique et la dérive en température [ROU95].

L'intégration sur silicium de ces capteurs n'est pas une nouveauté. Les magnéto-transistors sont réalisés à partir de technologies microélectroniques bipolaires. Il est possible d'améliorer la consommation de ces transistors en associant au processus de fabrication une gravure de type "face arrière" électrochimique [CAS95]. La structure est réalisée à l'aide d'une couche épitaxiée contenant un excès de donneurs (dopage de type N). En éliminant le substrat P sous le magnéto-transistor, on élimine le transistor vertical parasite, et donc les courants de fuite qu'il induit.

On trouve d'autre part des capteurs à effet Hall fabriqués en technologie standard CMOS selon diverses architectures [KOR86] [POP91]. La figure 1.3 montre par exemple comment réaliser une structure élémentaire à effet Hall sur la base d'un transistor MOS canal N. Lorsque le transistor est polarisé au delà de sa tension de seuil, il apparaît sous la grille, entre les diffusions de drain et de source un canal de conduction de type N dans le substrat P.

L'épaisseur de ce canal (qui correspond au "b" de l'équation (1.5)) est de quelques nanomètres ce qui est très intéressant pour la réalisation d'un capteur à effet Hall. Il suffit d'ajouter à la structure standard de transistor les diffusions permettant la mesure de la différence de potentiel de Hall.

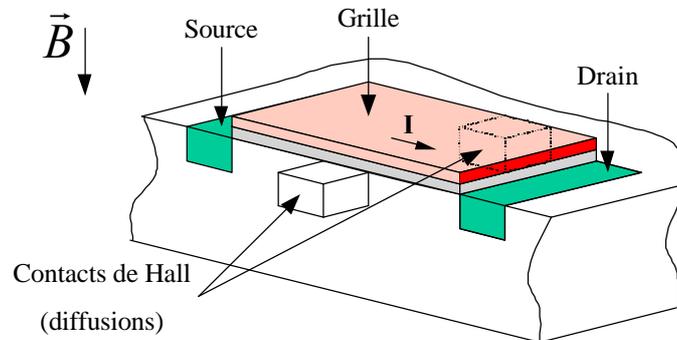


Figure 1.3 : Le canal du transistor MOS pour la réalisation de capteur à effet Hall

Une autre structure de capteur réalisable en technologie CMOS est proposée par [MAL95]. Le courant circule dans un puits n- pris en sandwich entre le substrat et une diffusion p+. Si la forme du capteur s'apparente à celle d'un capteur à effet Hall, la mesure du champ magnétique est obtenue par une différence de courant comme dans le cas des magnéto-transistors, et non par une différence de potentiel. L'association d'un circuit électronique permet, par un contrôle du courant dans le capteur, d'ajuster la sensibilité et la résolution.

Généralement, la tension mesurée entre les contacts de Hall est affectée d'un offset important qui pose des problèmes lorsque l'on souhaite mesurer les petits champs magnétiques. Des études montrent qu'il est possible de diminuer l'effet de cet offset en moyennant les tensions mesurées sur une ou plusieurs paires de contacts (par amélioration du principe de permutation orthogonale) [MUN90] [MUN92].

Une application possible de ces capteurs est la mesure de courant sans contact, grâce notamment à une dynamique de mesure importante. L'embarquement sur ces puces d'un capteur de température rend possible la compensation des dérives en température.

### 1.2.3. Les microcapteurs magnétiques de type "MEMS"

Si la force de Laplace est utilisée dans les microsystèmes mécaniques, c'est le plus souvent à des fins d'actuation et non à des fins de mesure [SHI95] [SHE96]. Des capteurs basés sur la déformation de structure sous l'action de cette force ont cependant été développés. Nous allons en présenter deux.

Le premier est illustré par la figure 1.4 [DON91]. L'une des raisons de son développement est l'insuffisance des capteurs magnéto-galvaniques à mesurer les faibles champs, tel les champs magnétiques naturels terrestres (de l'ordre du nanoTesla).

Le conducteur déposé sur la poutre suspendue est parcouru par un courant alternatif. Sous l'action d'un champ magnétique, ce conducteur est le siège d'une force de Laplace, également alternative, qui produit une vibration de la poutre. L'effet de vibration est amplifié, si la fréquence du courant est égal à la fréquence propre mécanique de la poutre.

La vibration est traduite électriquement par le biais de jauges piézorésistives diffusées dans le silicium monocristallin et montées en pont de Wheatstone. Le signal, de même fréquence que le courant, est modulé en amplitude par le champ magnétique extérieur. La résonance de la poutre amplifie son mouvement, et donc la sensibilité du capteur.

Ce signal est démodulé et amplifié pour alimenter une self de façon à créer un champ magnétique opposé au champ externe. Cet asservissement permet de maintenir la poutre immobile. La mesure du courant injecté dans la self permet la mesure du champ magnétique extérieur.

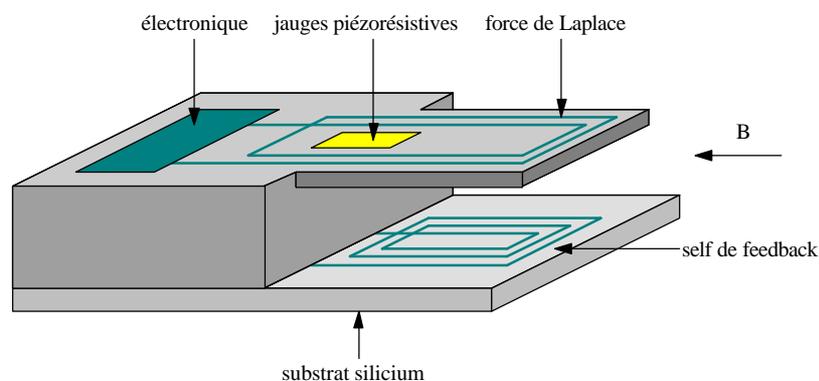


Figure 1.4 : Capteur magnétique de type MEMS utilisant une structure cantilever [DON91]

La poutre est gravée sur un substrat silicium, sur lequel sont implantées l'électronique de traitement, les jauges piézorésistives et la boucle de courant qui génère les forces. Afin d'obtenir l'épaisseur désirée, la poutre est gravée dans le silicium monocristallin à l'aide de techniques de gravures évoluées, procédant à une élimination de matière par la face arrière du substrat ainsi que par la face avant. Le substrat est ensuite connecté, par les techniques classiques de montage, au boîtier céramique dans lequel la bobine de contre-réaction a été préalablement déposée. L'asservissement du système conduit donc à une solution hybride.

Les résultats montrent pour ce capteur une résolution de l'ordre de 10 nT pour un courant de 20 mA et une fréquence d'excitation de 10 kHz. Le facteur Q est égal à 280 dans l'air mais pourrait être amélioré dans le vide pour obtenir des résolutions de l'ordre du nT.

Le deuxième exemple est également constitué d'un résonateur mécanique, sous la forme d'un cadre, excité par des forces de Laplace [KAD98]. La détection des vibrations est cette fois capacitive. Les électrodes sont placées par paire, l'une diffusée dans le substrat silicium, l'autre maintenue au-dessus de la première grâce à un "couvercle" en Pyrex collé au substrat comme le montre la figure 1.5. Deux paires d'électrodes jouent le rôle de capacités de mesure. A la vibration du cadre s'oppose un couple électrostatique généré par les deux autres paires d'électrodes.

Cet asservissement permet d'augmenter considérablement la plage de mesure : pour un champ variant de 1nT à 100μT le système est compensé avec des tensions allant de 0,76mV à 2,39V. Ici, c'est à la fois la mesure capacitive et le choix de l'asservissement qui conduisent à l'hybridation du système sous la forme d'un couvercle collé sur la puce.

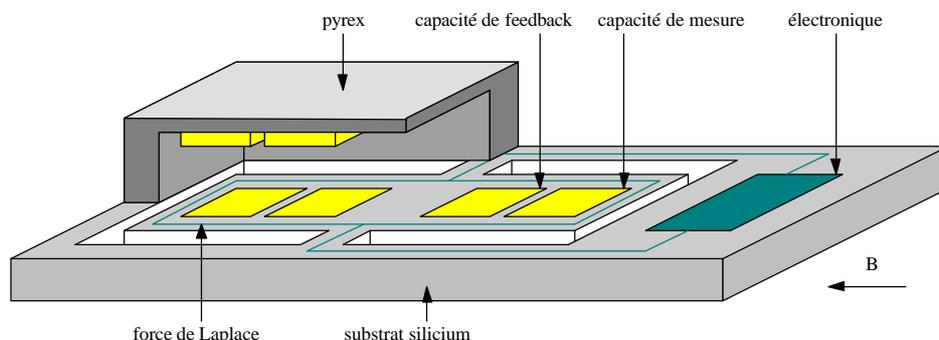


Figure 1.5 : Capteur capacitif de type MEMS utilisant un cadre oscillant [BOS94]

### 1.3. Conclusion

A la lecture des différentes publications, il apparaît clairement que le marché du capteur de champ magnétique est dominé principalement par les capteurs dits magnéto-galvaniques, c'est-à-dire utilisant l'effet Hall ou un effet dérivé. La possibilité d'intégrer ces capteurs sur silicium avec des processus de fabrication standards (CMOS, Bipolaire) a permis l'adjonction à faible coût d'une électronique complexe capable de traiter le signal et de compenser les insuffisances de ces capteurs. D'un autre côté, l'émergence des technologies microsystèmes permet le développement de circuits originaux, basés sur la déformation de structures mécaniques microscopiques.

Le tableau 1.6 dresse un bilan de performances des microcapteurs de champ magnétique.

	Etendue de mesure (T)	Sensibilité	Technologies	Observations
Effet HALL	$10^{-3} - 10^{-9}$	5 à 10 %/T 200 V/T (commercial)	GaAs - CMOS	Bonne linéarité mais l'intégration sur la technologie CMOS réduit la sensibilité.
Magnéto - transistors	$> 10^{-3}$	0,5 à 7 %/T	Bipolaire - CMOS	Plus difficiles à réaliser et très sensibles à la température. Les performances peuvent être améliorées par les techniques de gravure du substrat.
Magnéto - diodes	$> 10^{-3}$	5 à 25 V/T	SOS - CMOS	La technologie CMOS offre une sensibilité 5 fois supérieure à la technologie SOS.
Magnéto - résistances	$10^{-1} - 10^{-10}$	500 %/T	InSb/NiSb	Moins linéaires mais plus sensibles que l'effet Hall.
SQUIDs	$10^{-6} - 10^{-14}$		Yba2Cu3O7	Très sensibles mais la mise en œuvre impose une température de supraconductivité.
[DON91]	$10^{-9}$		MEMS	Voir §I.1.2.3
[BOS94]	$10^{-8} - 10^{-9}$		MEMS	Voir §I.1.2.3

Tableau 1.6 : Caractéristiques typiques des microcapteurs de champ magnétique [GAR94]

## 2. Technologies des MEMS

Il a été démontré que le silicium utilisé en fabrication microélectronique possédait d'excellentes propriétés mécaniques, notamment un module d'élasticité proche de celui de l'acier inoxydable et une résistance à la fatigue considérable grâce à sa structure cristallographique régulière [PET82]. Dès lors, l'utilisation de ce matériau pour la réalisation de structures mécaniques microscopiques est devenue évidente. Le silicium étant la matière première de la microélectronique, on profite alors, pour la fabrication de ces structures, des technologies mises au point pour la réalisation de circuits intégrés électroniques. Ces technologies permettent le traitement par lot de la fabrication des composants, conduisant ainsi à des coûts de production avantageux.

A la fabrication de capteurs ou d'actionneurs électromécaniques on associe généralement une électronique de traitement ou de commande. Cette association peut se faire sur un seul et même substrat, on parle alors d'intégration monolithique. Dans le cas contraire, plusieurs composants fabriqués sur différents substrats sont connectés entre eux et on parle d'intégration hybride. L'intégration hybride est nécessaire lorsque les procédés de fabrication mécanique et électronique sont incompatibles. Aussi, dans le but d'éliminer les coûts d'assemblage liés au caractère hybride d'un microsystème, un certain nombre de procédés de gravure ont été développés en compatibilité avec la fabrication des circuits intégrés.

## **2.1. Les techniques de gravures compatibles CMOS**

### 2.1.1. La technologie CMOS

La technologie CMOS est une technologie micro-électronique destinée à la fabrication de circuits numériques et analogiques à partir d'éléments de base tels que les transistors MOS, diodes, résistances et capacités. Physiquement, un circuit CMOS se présente comme une superposition de différents matériaux destinés à la fabrication des composants de base ou à leur interconnexion. Une coupe transversale typique d'un circuit CMOS est représentée figure 1.7. Sur cette figure sont représentées quelques structures habituelles des circuits CMOS (transistor, via, contact, plot... ) :

- Le transistor MOS (ici de type N) peut être considéré comme un interrupteur entre deux zones de diffusion N+ (appelées "source" et "drain"). Cet interrupteur se ferme lorsqu'un potentiel suffisant est appliqué sur le polysilicium (appelé "grille"). Pour assurer le fonctionnement du transistor, la grille est déposée sur un oxyde mince après ouverture de l'oxyde recouvrant le substrat. Cette ouverture d'oxyde est appelée "zone active". Dans les circuits analogiques, il est possible d'utiliser le polysilicium et les diffusions pour la fabrication de résistances. La grille d'un transistor forme d'autre part une capacité non négligeable avec le substrat.
- Les couches métalliques permettent l'interconnexion des composants entre eux. Le premier métal peut être connecté au polysilicium ou à une diffusion grâce à une structure appelée "contact" définie par une ouverture de l'oxyde recouvrant les transistors. Le second métal peut être connecté au premier grâce à une structure appelée "via" définie par une ouverture de l'oxyde recouvrant le premier métal.
- Enfin, le circuit est connecté à l'extérieur grâce à une structure appelée "plot de contact" définie par une ouverture de l'oxyde supérieur sur le dernier métal.

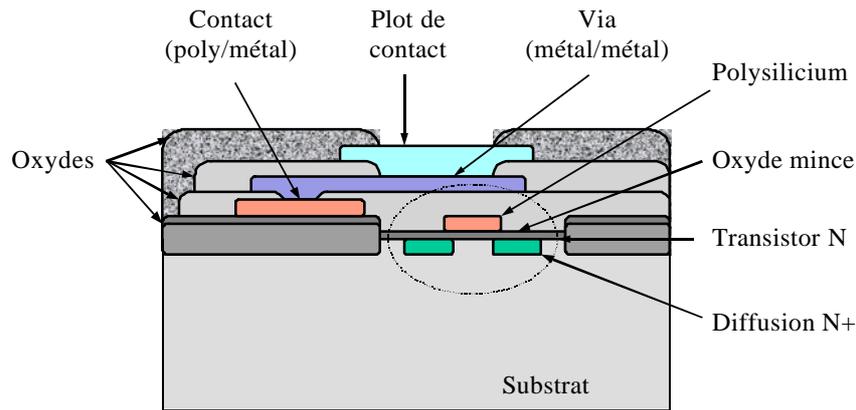


Figure 1.7 : Structures typiques d'un circuit CMOS dans une technologie à 1 niveau de polysilicium et 2 niveaux de métaux.

### 2.1.2. Usinage d'éléments mécaniques

Pour tirer parti des avantages économiques de la technologie CMOS industrielle, il n'est pas question d'en modifier le processus par l'insertion d'étapes de gravures spécifiques. L'usinage monolithique de structures mécaniques est donc envisagé après le déroulement normal de la fabrication. On parle alors de "procédé de gravure post-CMOS" ou de "post-process".

Considérant alors les différents matériaux en présence et les ouvertures dans les couches diélectriques que la technologie CMOS permet, on peut envisager diverses formes de gravures, comme le montre le tableau 1.8. [BAL96]. On distingue les procédés de gravure en surface (a et b), qui autorisent la fabrication de structures capacitives pouvant être actionnées par des forces électrostatiques et les procédés de gravure en volume (c et d) plutôt utilisés pour la réalisation de membranes piézorésistives ou de poutres.

Le début du travail présenté ici coïncide avec la mise à disposition, en France, par le service CMP (Circuit Multi-Projets), d'une filière de fabrication MEMS utilisant la gravure du substrat par la face avant (FSBM pour "Front Side Bulk Micromachining"). Dès lors, cette technologie s'est imposée pour des raisons évidentes de disponibilité et de coût de prototypage.

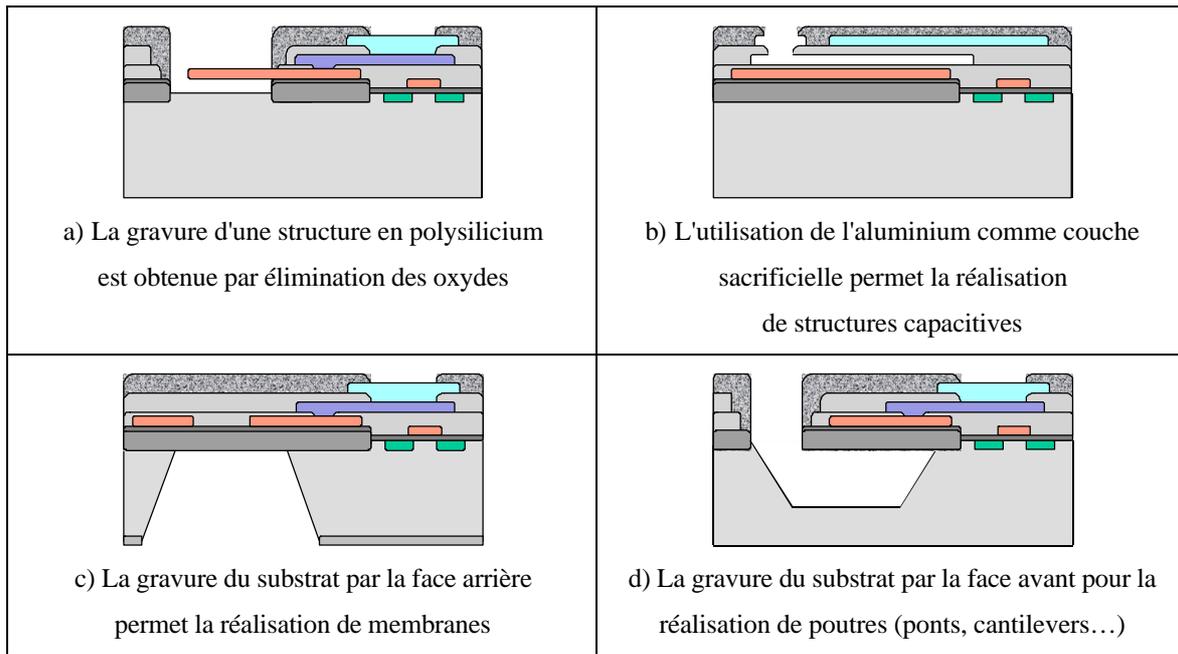


Tableau 1.8 : Les différents procédés de gravure post-CMOS

## 2.2. Le "front side bulk micromachining" (FSBM)

### 2.2.1. Principes technologiques

La technologie CMOS prévoit naturellement l'ouverture de chacun des oxydes recouvrant le substrat. Lors de la conception des masques de fabrication, la superposition de ces ouvertures d'oxydes permet de définir des zones de substrat exemptes de tout dépôt (figure 1.9).

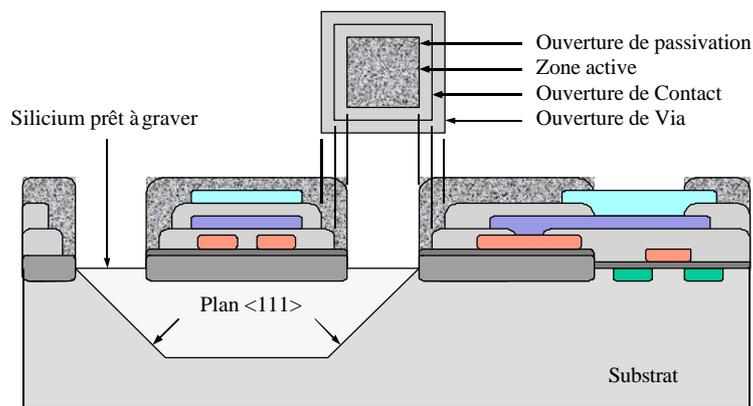


Figure 1.9 : Définition de la surface à graver par superposition des ouvertures d'oxydes

La figure 1.9 montre le résultat d'une attaque anisotrope par voie humide. Ce résultat est obtenu par une simple immersion de la puce dans une solution adéquate. Une solution est caractérisée par sa cinétique de gravure et sa sélectivité vis-à-vis des matériaux qui subissent le bain. Lorsque la cinétique de gravure du substrat est identique dans toutes les directions on parle de gravure isotrope (figure 1.10).

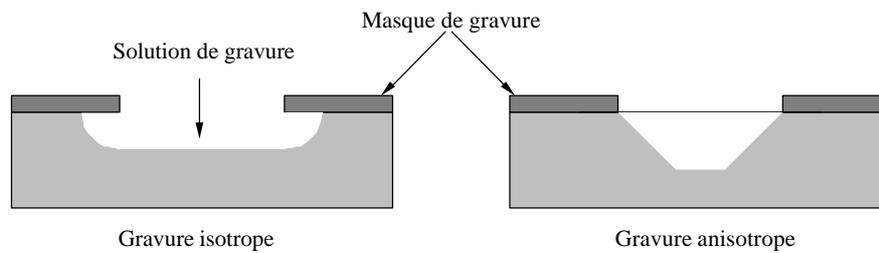


Figure 1.10 : Comparaison des résultats de gravure isotrope et anisotrope par voie humide

Dans le silicium, qui possède une structure cristallographique régulière, les attaques anisotropes font apparaître des plans liés aux orientations du cristal. Ces plans représentent les directions où la cinétique de gravure est la plus faible. On représente la structure cristallographique cubique du silicium dans un système d'axe 3D  $\langle xyz \rangle$ . Un plan est nommé par son vecteur normal. Si on considère un substrat de silicium P  $\langle 100 \rangle$ , couramment utilisé en micro-électronique, les méplats du wafer sont alignés avec les axes cristallographiques  $\langle 011 \rangle$  et  $\langle 0\bar{1}1 \rangle$  (figure 1.11). Au cours d'une attaque anisotrope, on peut classer les plans selon une vitesse de gravure décroissante :  $\langle 100 \rangle$ ,  $\langle 110 \rangle$ ,  $\langle 111 \rangle$ . Les différences de vitesse de gravure étant très importantes, ce sont donc les plans  $\langle 111 \rangle$  qui apparaissent après gravure [PAR97].

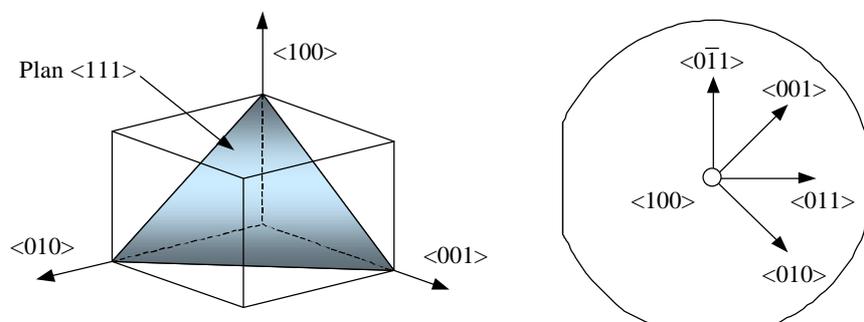


Figure 1.11 : Les orientations cristallographiques du silicium et repérage sur un wafer de type P(100)

L'attaque anisotrope permet donc de prévoir avec une bonne précision la géométrie de la cavité après gravure, d'où son utilisation courante. La solution utilisée initialement par le service CMP était EDP (Ethylene Diamine Pyrocatechol and Water). Par la suite, elle a été remplacée par TMAH (Tetra Methyl Amonium Hydroxyde Water) qui préserve l'aluminium des plots de contact et qui donne de meilleurs résultats de gravure dès lors que le procédé est bien maîtrisé. Une autre solution couramment utilisée dans les gravures anisotropes est KOH (Hydroxyde de Potassium). Son utilisation avec les circuits VLSI n'est possible que pour des gravures par la face arrière. En effet, cette solution est très agressive pour l'aluminium des plots de contact et pour la couche de passivation des circuits électroniques.

### 2.2.2. Applications

Le service CMP a développé la gravure FSBM à partir de technologies CMOS et AsGa. Il propose à ses clients différentes structures représentées sur les figures 1.12 et 1.13. Ces structures ne sont pas directement associées à des applications. Les ponts peuvent être utilisés comme source ou capteur de chaleur dans la mesure où ils se trouvent thermiquement isolés du substrat. Les autres structures, cantilevers ou membranes, sont des transducteurs électromécaniques susceptibles de transformer une déformation mécanique en signal électrique par l'intermédiaire de résistances en polysilicium que l'on peut utiliser comme jauges piézorésistives.

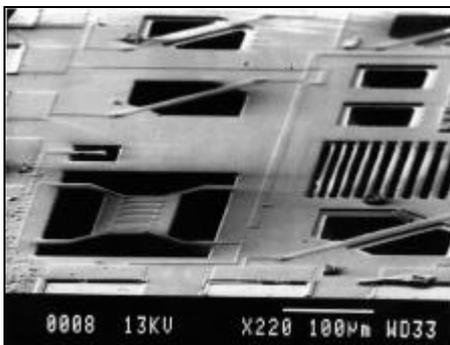


Figure 1.12 : Structures élémentaires sur un circuit CMOS (source CMP)

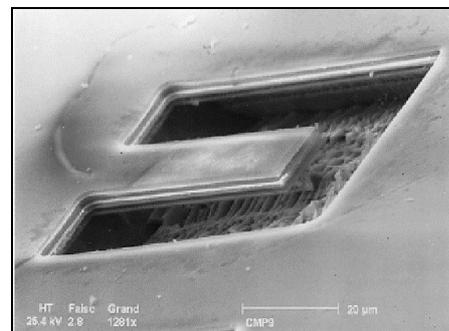


Figure 1.13 : Exemple de cantilever sur un circuit AsGa (source CMP)

L'isolation thermique des structures suspendues a été exploitée pour la fabrication de thermopiles (effet Seebeck) appliquées à la mesure du rayonnement infrarouge [KAR96] [SAN96].

Une résistance en polysilicium peut dissiper une énergie électrique sous forme de chaleur (effet Joule) ou au contraire traduire une variation de température par une variation de résistance. De ce fait, il est possible d'utiliser des structures telles que les ponts pour implanter des capteurs de température que l'on peut dériver en anémomètres à fil chaud ou capteurs de débit [BAL91], [SCH98] (figure 1.15).

Côté actuateurs, la principale application est, dans le domaine de l'optique, l'orientation de miroirs. Basés sur la vibration de poutres cantilevers, ces miroirs sont actionnés par la force de Laplace [SHE96] (figure 1.16), ou par la déformation d'une poutre composite sous l'effet des variations de température liées au passage d'un courant dans une résistance en polysilicium [BAL91] (figure 1.14).

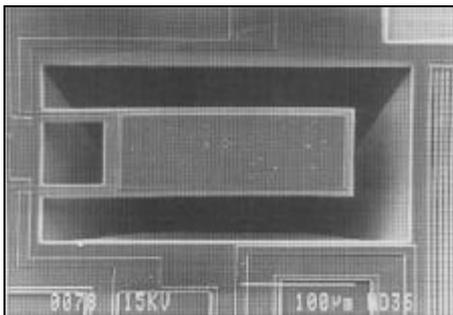


Figure 1.14 : Miroir orientable [BAL91]

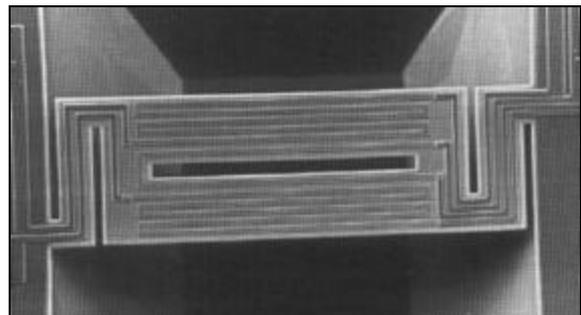


Figure 1.15 : Capteur de débit [BAL91]

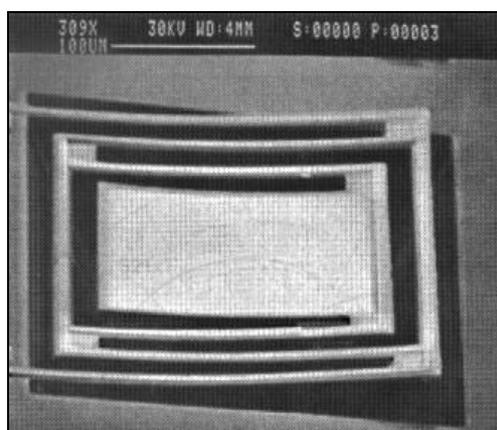


Figure 1.16 : Miroir orientable [SHE96]. La structure originale appelée "Cantilever in Cantilever" permet d'additionner la déformation angulaire de chaque Cantilever

A travers ces différents exemples on observe que le choix de la technologie FSBM nous limite dans le nombre de structures envisageables. Concernant l'application "capteur de champ magnétique" faisant l'objet de notre étude, on retiendra les structures cantilevers et ponts, la "membrane" FSBM pouvant être considérée comme un pont particulier disposant d'une surface suspendue supérieure à celle du pont classique.

Comme le montre la structure "cantilever in cantilever", la force de Laplace peut être utilisée comme moyen d'excitation d'une poutre. Si la déformation de cette poutre est traduite électriquement par l'intermédiaire d'une jauge en polysilicium, l'information que l'on obtient traduit l'évolution d'un champ magnétique extérieur au système. On peut donc exprimer, au premier ordre, la sensibilité d'une structure comme le rapport d'une contrainte sur une force, ( $s/F$  avec  $F=I.B.L_{Laplace}$ ) ou bien comme le rapport d'une contrainte sur un champ magnétique ( $s/B$ ), pour une longueur ( $L_{Laplace}$ ) et un courant ( $I$ ) donné.

Un calcul simplifié de la sensibilité ( $s/I.B$ ) sur trois structures FSBM élémentaires est maintenant présenté. L'objectif de ce calcul est de nous guider dans le choix d'une structure pour l'appliquer au capteur de champ magnétique.

### 2.2.3. Etude comparative de structures élémentaires "capteur de champ magnétique"

Les calculs qui suivent utilisent des notions et des résultats de résistance des matériaux dont les rappels font l'objet du deuxième chapitre.

#### 2.2.3.1. Le cantilever

Soit une poutre cantilever de longueur  $L$ , de largeur  $W$  et d'épaisseur  $t$  (figure 1.17). Sous l'action d'une force ( $F=I.B.W$ ) s'appliquant sur l'extrémité libre du cantilever, cette poutre subit un moment fléchissant qui est maximum au niveau de l'encastrement. La contrainte longitudinale subie par une jauge en ce point s'écrit :

$$s = \frac{(I.B.W).L}{W.t^3/12} u \quad (1.6)$$

où  $u$  est la distance verticale (en mètres) entre la jauge et la fibre neutre de la poutre. Dans une poutre de section homogène, la fibre neutre est située au centre dans l'épaisseur.

Soit la sensibilité statique de la poutre cantilever au premier ordre:

$$S_{stat,cant} = \frac{\mathbf{s}}{I \cdot B} = \frac{12 \cdot L \cdot \mathbf{u}}{t^3} \quad (1.7)$$

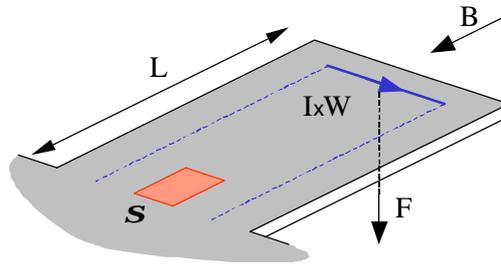


Figure 1.17 : Sensibilité au champ magnétique de la structure cantilever

### 2.2.3.2. Le pont en flexion

Le moment fléchissant d'une poutre encastree aux deux extremités et soumise à une charge répartie  $p = F/L = I \cdot B$ , est maximum au milieu et s'écrit [MUL77] (figure 1.18):

$$M_f = \frac{F \cdot L}{24} = \frac{I \cdot B \cdot L^2}{24} \quad (1.8)$$

Une jauge au milieu du pont subit alors une contrainte maximale :

$$\mathbf{s} = \frac{I \cdot B \cdot L^2}{24 \left( W \cdot t^3 / 12 \right)} \mathbf{u} \quad (1.9)$$

Soit :

$$S_{stat,pontf} = \frac{\mathbf{s}}{I \cdot B} = \frac{L^2 \cdot \mathbf{u}}{2 \cdot W \cdot t^3} \quad (1.10)$$

En écrivant le rapport des sensibilités (équations 1.7 et 1.9) :  $\frac{S_{stat,cant}}{S_{stat,pontf}} = \frac{24 \cdot W}{L}$ ,

on constate donc que pour une longueur  $L$  équivalente, un pont doit présenter un rapport de dimension de 24 pour être aussi sensible qu'un cantilever. En tenant compte des règles de dessin d'une technologie CMOS standard, une largeur minimale de  $10 \mu\text{m}$  conduit à un pont de  $240 \mu\text{m}$  de long.

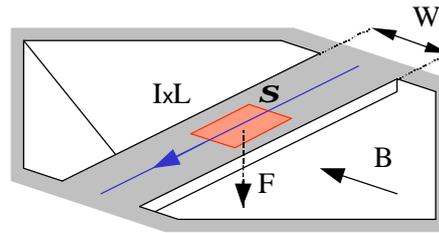


Figure 1.18 : Sensibilité au champ magnétique de la structure pont en flexion

### 2.2.3.3. Le pont en torsion

La torsion d'un arbre de section rectangulaire est un problème mécanique complexe [TIM68]. Une étude rigoureuse du problème montre que la contrainte de cisaillement maximum se produit au milieu des grands côtés de la section rectangulaire et s'exprime par :

$$t = \frac{Mt}{0,333 \cdot W \cdot t^2} = \frac{I \cdot B \cdot L^2}{0,333 \cdot W \cdot t^2} \quad (1.11)$$

soit :

$$S_{stat,torsion} = \frac{3 \cdot L^2}{W \cdot t^2} \quad (1.12)$$

en supposant que le moment de torsion  $Mt$  est produit par une boucle de courant de forme carrée et de côté  $L$  (figure 1.19). Si le coefficient de piézorésistivité transversale est du même ordre de grandeur que le coefficient de piézorésistivité longitudinale, on peut écrire :

$$\frac{S_{stat,can}}{S_{stat,torsion}} = \frac{4 \cdot W \cdot u}{t \cdot L} \approx \frac{2 \cdot W}{L} \quad (1.13)$$

La caractérisation d'une telle structure peut renseigner sur le coefficient de piézorésistivité transversale du polysilicium.

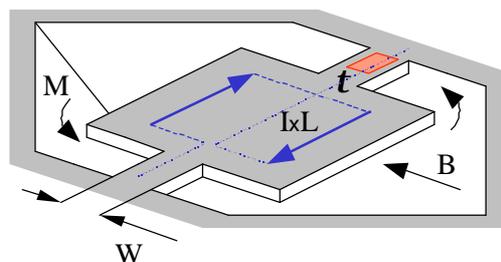


Figure 1.19 : Sensibilité au champ magnétique de la structure pont en torsion

Ces différents résultats nous amènent à considérer la structure cantilever comme la plus indiquée, à la fois comme structure de caractérisation [SET76] et comme élément sensible d'un capteur de champ magnétique pour ses propriétés transductrices. Ce choix se justifie par rapport au pont en torsion dans la mesure où les coefficients de piézorésistivité transversale du polysilicium sont généralement beaucoup plus faibles que les coefficients de piézoresistivité longitudinale [MOS91]. Comparé au pont en flexion, la structure cantilever semble offrir plus de souplesse quant au choix de paramètres géométriques comme le montre la structure présentée maintenant : Le cantilever "U-Shape"

### 2.3. Le cantilever "U-Shape"

La structure finalement retenue est présentée sur les figures 1.20 et 1.21. Il s'agit d'un cantilever "allégé" dont la géométrie offre une dimension  $W_c$  confortable pour la génération de la force de Laplace tout en diminuant la constante de raideur de l'ensemble en flexion pour une meilleure sensibilité.



Figure 1.20 : Photographie d'un cantilever "U-Shape"

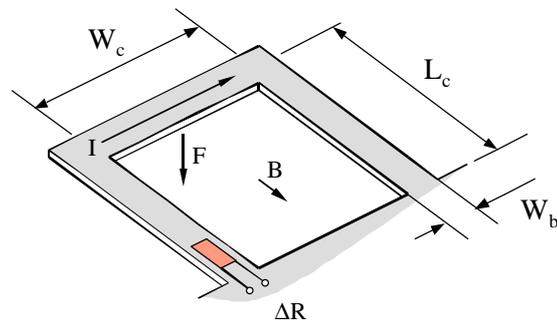


Figure 1.21 : Mise en œuvre du cantilever "U-Shape"

Avec cette nouvelle géométrie, la sensibilité exprimée par la relation (1.7) devient :

$$S_{stat,cant} = \frac{s}{I \cdot B} = \frac{1}{I \cdot B} \times \frac{I \cdot B \cdot W_c \cdot L_c}{2 \cdot W_b \cdot t^3} \cdot u = \frac{12 \cdot L_c \cdot u}{t^3} \times \frac{W_c}{2 \cdot W_b} \quad (1.14)$$

On observe donc un gain de sensibilité (en statique) équivalent au rapport  $\frac{W_c}{2 \cdot W_b}$ .

L'étude approfondie de cette structure, théorique et expérimentale, fait l'objet des chapitres suivants.

Lorsque cette étude a débuté, en Octobre 1996, la filière de fabrication ouverte par le service CMP honorait ses premières commandes. Pour terminer ce chapitre, il est proposé un petit historique concernant l'évolution du FSBM en France, vu du côté de l'utilisateur.

#### **2.4. Evolution de la technologie FSBM en France**

La filière de fabrication microsystèmes est ouverte par le service CMP en 1995. La gravure est alors réalisée par le groupe ESIEE (Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Electronique et Electrotechnique) sur des puces CMOS issues du processus de fabrication ATMEL/ES2 ecpd10 (1 $\mu$ m). La gravure anisotrope est réalisée par voie humide à l'aide d'une solution EDP. Le véhicule de test présenté figure 1.22 est soumis à fabrication le 25 novembre 1996 soit environ un an après l'ouverture de la filière. Ce circuit, dessiné dès les premiers mois de l'étude, est destiné à la caractérisation des propriétés mécaniques des matériaux utilisés ainsi qu'au calcul des coefficients de transfert électromécanique (coefficients piézorésistifs du polysilicium).

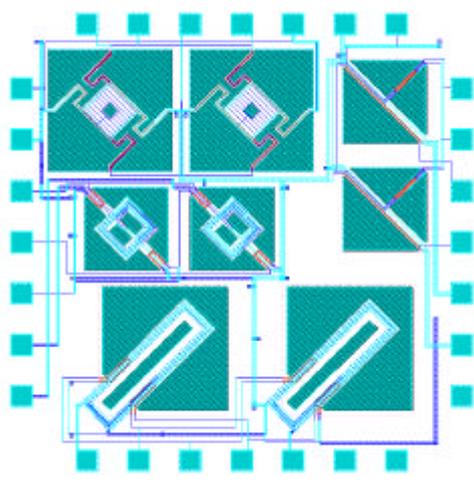


Figure 1.22 : IC1, le premier véhicule de test.

Deux lots de 10 puces sont livrés, correspondants à des conditions de gravure différentes. Les photographies 1.23 faites à l'aide d'un microscope électronique à balayage sont représentatives des résultats de gravure sur le premier lot.

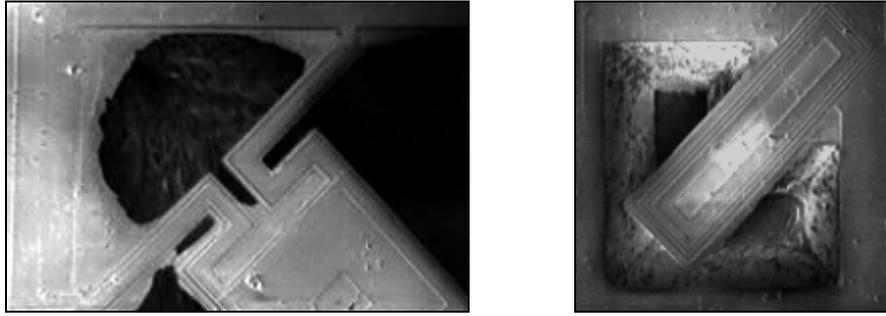


Figure 1.23 : Résultats de gravure sur le premier lot de IC1

Visiblement, l'attaque du substrat n'a pas eu lieu sur la totalité des surfaces prévues sur le dessin des masques. Les résidus visibles sont des oxydes mal éliminés durant la fabrication microélectronique. Ces oxydes protègent le substrat et nuisent à la libération des structures. Côté fondeur, l'élimination des oxydes est suffisante pour assurer les différents contacts. Le processus CMOS est figé, il n'est donc pas possible de résoudre le problème à la base.

Suite à ces résultats, une étape préalable de nettoyage des oxydes résiduels par un trempage des puces dans l'acide fluorhydrique dilué (HF) durant quelques secondes a été ajoutée. Les photographies 1.24 sont représentatives des résultats de gravure sur le deuxième lot de 10 puces.

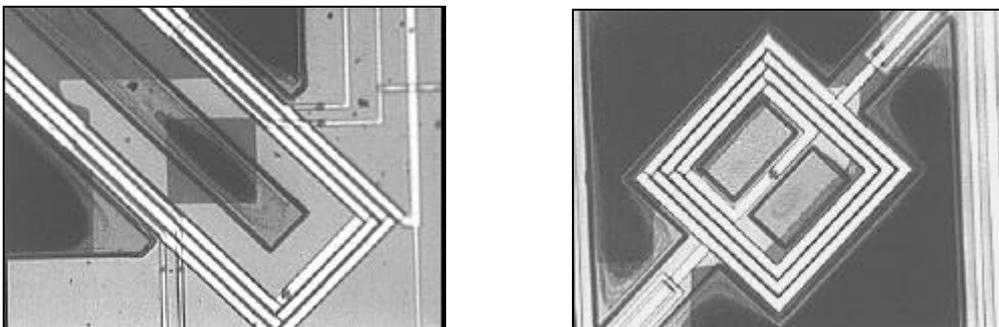


Figure 1.24 : Résultats de gravure après nettoyage des oxydes par HF

Sur ces photographies faites à l'aide d'un microscope optique, on constate une légère amélioration concernant l'élimination des oxydes. Malheureusement, sur le lot aucune structure n'a été totalement libérée, comme l'indique la couleur claire visible sous les structures qui traduit l'existence de silicium.

Un deuxième circuit (IC2) est soumis à fabrication le 14 avril 1997 sur la même base CMOS. Sur ce circuit présenté figure 1.25 on trouve sensiblement les mêmes structures que sur le premier. Le carré central est une zone destinée à l'implantation d'un capteur d'humidité. Cette tentative s'inscrit dans le cadre d'un projet mené en collaboration avec le CEM2 (Centre d'électronique et de microélectronique de Montpellier) de l'Université de Montpellier II. Comme en témoignent les photographies de la figure 1.26, ce circuit n'a même pas été soumis au processus de gravure tant l'élimination des oxydes est insuffisante.

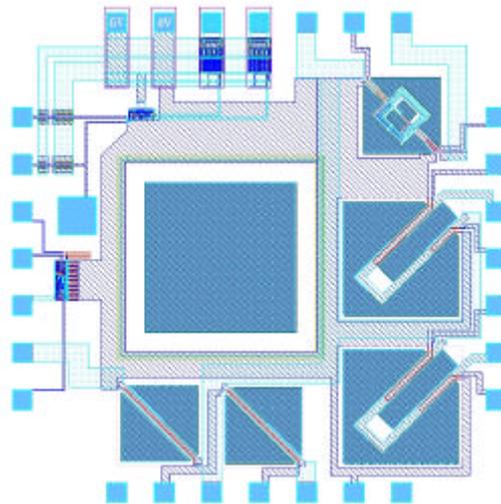


Figure 1.25 : Masques du circuit IC2

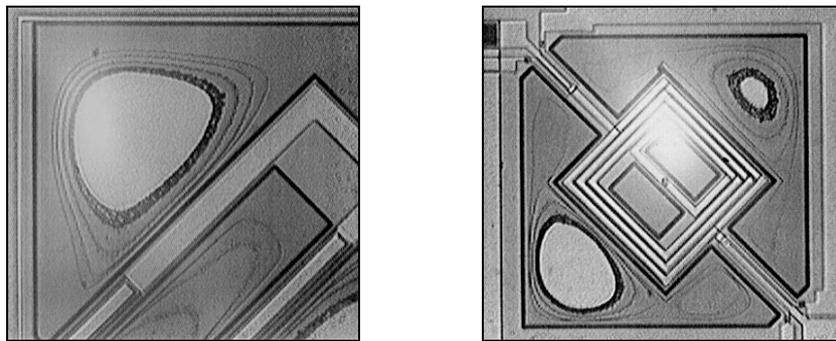


Figure 1.26 : Résultats de fabrication du circuit IC2

Suite à ces échecs de fabrication, la filière de fabrication microsystèmes avec la technologie CMOS de ATMEL/ES2 est fermée. La technologie CMOS 1.2 $\mu$ m du fondeur Autrichien AMS est alors retenue comme étant la plus apte à satisfaire les besoins du post-process, à savoir une gravure correcte des oxydes. Cette technologie est à double niveau de polysilicium ce qui simplifie la conception de circuits analogiques utilisant des capacités. Une bibliothèque

de composants analogiques est également disponible et permet d'accélérer le développement de circuits analogiques de traitement intégrés pour les capteurs.

Concernant la fabrication CMOS proprement dite, il semble que le procédé du fondeur Autrichien contrôle mieux l'ouverture des couches diélectriques. Ce problème étant résolu, un nouvel obstacle apparaît : des essais montrent que l'aluminium des plots de contact est sensible à la solution de gravure EDP. Aussi, doit-on modifier le dessin du plot de contact de façon à assurer la protection de l'aluminium par une couche d'oxyde (figure 1.27).

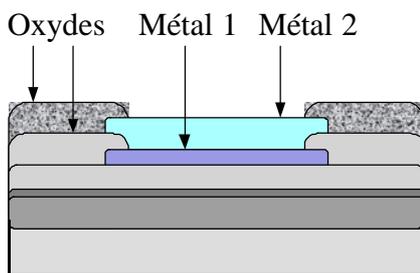


Figure 1.27a : Structure initiale du plot de contact

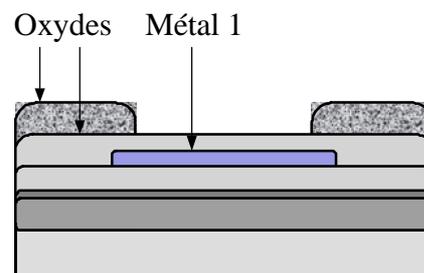


Figure 1.27b : Structure modifiée pour protéger l'aluminium

Le circuit de caractérisation IC3 qui sera présenté plus en détail dans la suite de ce chapitre est soumis à fabrication le 18 avril 1997 avec la nouvelle technologie (AMS / EDP) et livré le 04 Décembre 1997. Un premier examen optique des structures révèle une nette amélioration des résultats de gravure. En effet, toutes les structures ont été détachées. Certaines sont complètement cassées, d'autres, les plus larges sont parfois fissurées à l'encastrement (figure 1.28). On peut supposer que cette fissure est liée aux contraintes résiduelles existant dans les couches déposées. Ces contraintes entraînent un mouvement rapide de la structure vers une position d'équilibre au moment de sa libération et provoquent la rupture au point d'encastrement.

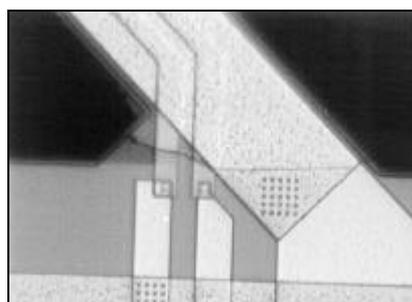


Figure 1.28 : Fissure au point d'encastrement d'un cantilever

Malheureusement, lors de la mise en œuvre des éléments mécaniques, nous constatons que de nombreux plots de contact (environ 60%) ne sont pas correctement raccordés aux broches du boîtier. Le problème est semble-t-il lié à la structure modifiée du plot de contact qui est recouvert d'oxyde.

En parallèle à la mise au point du processus de gravure EDP au sein du groupe ESIEE, le CNES (Centre National d'Etude Spatiale), convaincu que la stabilité d'une technologie passe par son industrialisation, contacte la société IBS (Ion Beam Service) située dans la région d'Aix-en-Provence pour le développement d'un post-process compatible CMOS pouvant donner lieu à la fabrication de microsystèmes.

IBS envisage immédiatement de remplacer la solution EDP par une solution TMAH, plus économique car beaucoup moins dangereuse pour la santé du personnel et qui, de plus, n'attaque pas l'aluminium des plots de contact. Il faut environ un an à IBS pour stabiliser la gravure TMAH. Aujourd'hui, le procédé AMS / TMAH (IBS) donne satisfaction. Les circuits IC5 (présenté au chapitre IV) et IC6 en témoignent (figure 1.29).

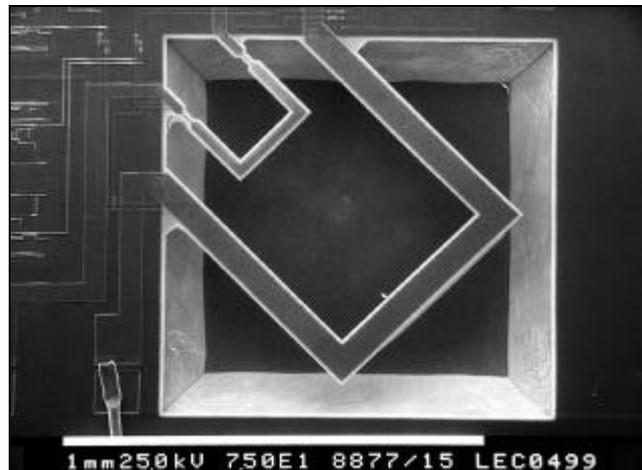


Figure 1.29 : La gravure TMAH parfaitement réussie du circuit IC6

A ce jour, la technologie semble stabilisée. Les structures sont entièrement conformes à nos attentes.

### 3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les microcapteurs de champ magnétiques et les technologies qui conduisent à la fabrication de structures mécaniques microscopiques sur silicium.

Dans une première partie, qui concerne les capteurs de champ magnétique, nous avons tout d'abord rappelé quelques principes fondamentaux d'électromagnétisme utilisés pour la mesure du champ magnétique comme la force de Lorentz, la force de Laplace et l'effet Hall. La classification des capteurs de champ magnétique qui est présentée ensuite montre que dans le domaine des microcapteurs intégrés sur silicium, la force de Lorentz est toujours à l'origine du fonctionnement des diverses solutions (magnéto-transistors, magnéto-résistances, magnéto-diodes, effet Hall...). Des exemples de capteurs intégrés à l'aide de technologies microélectroniques sont exposés en montrant l'intérêt de pouvoir associer une électronique de traitement de façon monolithique (compensation des dérives thermiques, ajustement de la sensibilité...). Deux capteurs basés sur la déformation de structures mécaniques sont présentés en détails. Finalement, un tableau récapitulatif des sensibilités obtenues avec chaque solution est dressé.

La seconde partie débute avec une présentation des technologies de fabrication des MEMS. Après avoir exposé les différentes possibilités de gravure conduisant à la réalisation d'éléments mécaniques à partir de circuits CMOS, nous avons choisi de travailler avec le procédé d'usinage du substrat par la face avant (FSBM). Nos motivations ont été guidées essentiellement par des critères économiques et de disponibilité.

S'appuyant alors sur des réalisations FSBM trouvées dans la littérature, nous avons montré que l'utilisation d'une structure déformée sous l'action d'une force de Laplace est une solution simple permettant la mesure d'un champ magnétique. Nous avons ensuite identifié trois structures élémentaires susceptibles de fournir une solution pour la réalisation d'un capteur de champ magnétique : le cantilever, le pont en flexion et le pont en torsion. Un calcul de sensibilité au premier ordre sur ces trois structures nous a permis de justifier le choix du

cantilever optimisé appelé "cantilever U-Shape" dont l'étude fera l'objet des chapitres suivants.

Pour clore ce chapitre, c'est à titre anecdotique que nous avons retracé nos aventures avec la technologie FSBM proposée par le service CMP. L'évolution du procédé de gravure, vu du côté de l'utilisateur, est commenté à travers les résultats de fabrication de six circuits intégrés qui couvrent les trois années de la thèse.



## CHAPITRE II

# APPROCHE DE MODELISATION DU CANTILEVER "U-SHAPE"

Aujourd'hui, l'étude d'un circuit électronique complexe passe généralement par l'utilisation d'outils informatiques capables d'évaluer les performances d'une solution proposée. On limite ainsi les coûts liés à la fabrication de circuits qui présentent des erreurs de conception. Ces outils de simulation intègrent les lois de comportement des composants électroniques (sous forme de modèles analytiques) et les paramètres particuliers à chaque technologie qui permettent d'adapter ces modèles. L'étude d'un capteur de champ magnétique utilisant le cantilever "U-Shape" comme élément sensible est l'occasion de mettre en place des outils méthodologiques comparables à ceux utilisés en microélectronique, et applicables dans le cadre plus général de la conception des MEMS avec la technologie FSBM. En effet, si l'objet de ce chapitre est de présenter une description comportementale de la poutre cantilever sous la forme de relations analytiques, différents aspects de cette modélisation, comme la description d'une jauge ou d'une section composite sont généralisables pour de nombreuses applications du FSBM.

Actuellement, dans le domaine de la mécanique, quand on s'intéresse au comportement d'une structure, on utilise presque systématiquement la modélisation par les éléments finis associée à des simulateurs comme ANSYS ou CASTEM 2000. Ayant adopté une approche monolithique, il nous semble plus avantageux de disposer de modèles pouvant être intégrés à l'intérieur des systèmes de développement de la microélectronique tels les simulateurs SPICE ou ELDO. Cette intégration est désormais possible, par l'intermédiaire de langages de description comportementale comme le HDL Analogique ou le VHDL-AMS. Le langage VHDL-AMS étant encore en cours de spécification, notre méthodologie s'appuie sur l'ensemble HDL-A plus simulateur ELDO.

L'écriture d'un modèle en HDL-A implique toutefois la connaissance des lois de comportement du système sous la forme d'expressions analytiques. Différentes approches permettent l'écriture d'un modèle analytique attaché à une structure mécanique. Pour une structure complexe, on extrait généralement les expressions analytiques à partir de résultats de simulation sur des modèles à éléments finis [HOF97]. Ce que l'on peut reprocher à cette méthode, c'est qu'il n'existe pas de lien direct entre le modèle analytique et les entrées de design, comme par exemple les paramètres géométriques. Dans notre cas, compte tenu de la relative simplicité des composants mécaniques identifiés, nous envisageons l'écriture de modèles analytiques à partir des lois fondamentales de la mécanique et de la résistance des matériaux. L'écriture de tels modèles favorise la compréhension des phénomènes mis en jeu et conduit à une optimisation plus intuitive de la géométrie des structures.

Dans une première partie, seront présentées les équations qui décrivent le comportement du cantilever "U-Shape", d'un point de vue mécanique et électromécanique, dans les domaines statique et dynamique. La modélisation des jauges piézorésistives est abordée en premier. L'expression des contraintes mécaniques dans la structure nous conduit ensuite à la modélisation des poutres de section hétérogène. Cette étude permet alors la rédaction du modèle statique. Le modèle dynamique qui sera présenté enfin s'appuie sur la résolution du système différentiel linéaire du second ordre (système masse-ressort-amortisseur).

Dans une seconde partie, sera proposé un ensemble de relations qui permettent le calcul des paramètres de modélisation à l'aide de données disponibles lors de la conception. Par exemple, la constante de raideur et la masse de la structure cantilever seront exprimées à partir de données géométriques (dimension de la structure) et de données relatives aux matériaux utilisés (modules d'élasticité, masse volumique...).

Enfin, nous montrerons à l'aide d'un exemple simple comment cette modélisation peut être intégrée au flot de conception microélectronique en utilisant l'outil HDL-A.

## 1. Analyse comportementale

### 1.1. Généralités

Le cantilever "U-Shape", au centre de cette étude, est un transducteur électromécanique qui œuvre pour la transformation d'un signal mécanique (une force) en signal électrique. Comme le montre la figure 2.1, on peut distinguer dans le cas général des transducteurs électromécaniques deux sous-modèles :

- Le modèle mécanique représente le comportement mécanique de la structure à savoir le champ de déformations et de contraintes en fonction du cas de charge retenu. Ce modèle est lié à la géométrie de la structure et aux matériaux qui la composent.
- Le modèle électromécanique traduit la transformation des déformations mécaniques en grandeurs électriques. Dans le cas d'une détection piézo-resistive, c'est le modèle des jauges.

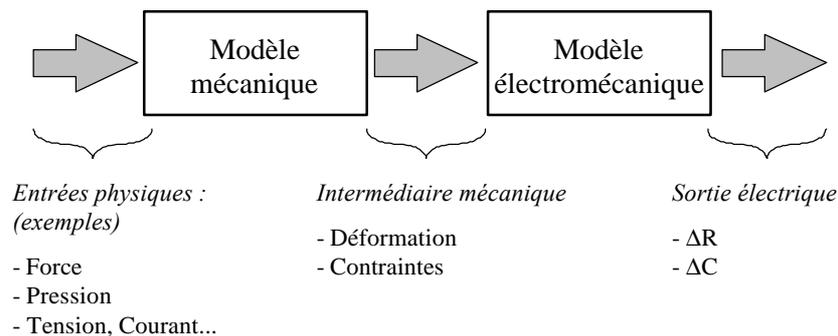


Figure 2.1 : Identification des deux sous-modèles :  
le modèle mécanique et le modèle électromécanique

Le modèle électromécanique est abordé en premier à travers l'étude de la piézorésistivité du polysilicium. Cette étude permet de mettre en évidence les intermédiaires mécaniques nécessaires à la détermination des sorties électriques et oriente la rédaction du modèle mécanique qui est abordé ensuite

## 1.2. Modèle électromécanique

Par définition, un capteur électromécanique transforme un signal mécanique (force, moment, accélération, pression...) en une grandeur électrique (tension, courant) ou vice versa. Dans le cadre des microcapteurs, il existe principalement deux moyens de convertir une énergie mécanique en énergie électrique :

- la variations de capacité entre deux électrodes lorsque l'une est en mouvement par rapport à l'autre,
- les phénomènes piézoélectriques ou piézorésistifs.

Le choix du FSBM impose pratiquement le type de conversion électromécanique. En effet, les technologies d'usinage en volume exploitent généralement le caractère piézorésistif des matériaux comme le silicium monocristallin dopé ou le polysilicium. Plus particulièrement en usinage face avant, le seul matériau sensible disponible à l'intérieur des structures suspendues est le polysilicium. Si les coefficients de piézorésistivité sont connus dans le silicium monocristallin [MAY97], ce n'est pas toujours le cas pour le polysilicium.

### 1.2.1. Expression tensorielle de la piézorésistivité

Considérons l'élément de volume d'un semi-conducteur représenté sur la figure 2.2 et un système d'axes (1,2,3) lié à ses orientations cristallographiques.

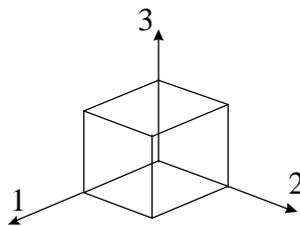


Figure 2.2 : Repère lié à un élément de semi-conducteur

Pour cet élément, la loi d'Ohm généralisée s'écrit :

$$E_i = \mathbf{r}_{ij} \cdot J_j \quad (2.1)$$

$E_i$  et  $J_j$  sont les tenseurs d'ordre 1 représentant respectivement le champ électrique et la densité de courant.  $\mathbf{r}_{ij}$  est un tenseur d'ordre 2 représentant la résistivité du matériau.

Lorsque cet élément de volume est soumis à un tenseur de contraintes  $\mathbf{s}_{kl}$  la loi d'Ohm s'écrit [SMI54], [TUF63] :

$$E_i = (\mathbf{r}_{ij} \cdot \mathbf{J}_j) + (\mathbf{p}_{ijkl} \cdot \mathbf{r}_{ij} \cdot \mathbf{s}_{kl} \cdot \mathbf{J}_j) \quad (2.2)$$

Où  $\mathbf{p}_{ijkl}$  représente le tenseur de piézorésistivité. Ce tenseur d'ordre 4 permet de lier le champ électrique dans la direction  $i$  avec la densité de courant dans la direction  $j$  et la contrainte  $kl$ . Comme  $i, j, k$  et  $l$  peuvent prendre les valeurs 1, 2 ou 3, le tenseur de piézorésistivité est constitué théoriquement de 81 coefficients. En réalité, les tenseurs de résistivité et de contraintes étant des tenseurs symétriques ( $\mathbf{p}_{ijkl} = \mathbf{p}_{jikl} = \mathbf{p}_{ijlk} = \mathbf{p}_{jilk}$ ), on dénombre dans le cas général 15 coefficients indépendants [BOU93].

Pour les matériaux comme le silicium ou le germanium, dont la structure cristallographique présente des symétries (structures cubiques), on observe de nouvelles égalités et le tenseur de piézorésistivité peut se ramener à 3 coefficients indépendants (appelés coefficients fondamentaux). Dans le cas du polysilicium, toutes les orientations cristallographiques sont représentées. La simplification n'est donc pas possible.

### 1.2.2. Etude des coefficients de piézorésistivité du polysilicium

Des modèles mathématiques permettant la détermination du tenseur de piézorésistivité du polysilicium ont été proposés [KAM71], [FRE85], [MOS91], [WUR95], [GRI95]. Ces modèles s'appuient sur des données de fabrication (condition de dépôt du polysilicium, conditions de recuit...) dont nous ne pouvons disposer pour des raisons de propriété industrielle. Heureusement, dans de nombreuses applications, la connaissance du tenseur de piézorésistivité complet n'est pas utile. Par exemple, si on réalise une jauge en polysilicium sur un cantilever, il est possible d'isoler une direction de contrainte. On exprime alors la piézorésistivité du polysilicium sous la forme d'une unique valeur appelée "Facteur de jauge" [SET76].

Le facteur de jauge, noté  $G$ , définit simplement la variation relative de résistance observée aux bornes d'une jauge lorsque celle-ci subit un allongement relatif  $\mathbf{e}$  :

$$G = \frac{\Delta R}{R_0 \mathbf{e}} \quad (2.3)$$

Le facteur de jauge est un nombre sans dimension. Les facteurs de jauge mesurés pour un polysilicium déposé par décomposition thermique de  $\text{SiH}_4$ , varient entre 10 et 30 selon les conditions de dopage et de recuit [SET76] [FRE85]. Le facteur de jauge est négatif pour les polysilicium dopés n (la résistance diminue quand on étire le matériau), ce qui est le cas avec le procédé CMOS utilisé.

### **1.3. Modèle mécanique**

Nous venons d'établir la relation entre la variation de résistance d'une jauge et son allongement relatif  $\epsilon$ . Il est à présent nécessaire de mettre en place les expressions qui conduisent à la détermination de  $\epsilon$  en fonction des entrées mécaniques du système.

La Force de Laplace est choisie comme entrée mécanique du système. Cette force peut être constante (modèle statique) ou évoluer en fonction du temps (modèle dynamique). Les deux cas sont pris en compte.

Le calcul de l'allongement relatif  $\epsilon$  d'une jauge située à l'intérieur d'une poutre composée de différents matériaux nous amène à étudier préalablement le comportement mécanique des structures hétérogènes.

#### **1.3.1. Comportement mécanique d'une poutre hétérogène**

Comme l'a montré la coupe de la figure 1.9, le FSBM nous permet la réalisation de structures composées de différents matériaux issus du procédé CMOS.

- au minimum, la structure est composée d'une superposition d'oxydes pouvant avoir des propriétés mécaniques différentes, notamment, la couche supérieure qui est en général un nitrure de silicium,
- au maximum, le concepteur peut introduire dans un élément suspendu du polysilicium et de l'aluminium en plus des oxydes précédents.

Dans tous les cas, le concepteur ne contrôle pas les épaisseurs de chacun des matériaux.

Lorsqu'une poutre est soumise à l'action d'un moment fléchissant, on sait que la somme des contraintes  $\mathbf{s}(\mathbf{n})$  subie par une section transversale de cette poutre est nulle (pour satisfaire la condition d'équilibre statique), les contraintes étant positives et négatives de part et d'autre de la fibre neutre (plan imaginaire à l'intérieur duquel les contraintes de flexion sont nulles).

Dans le cas d'une section homogène, rectangulaire, la fibre neutre est située à mi-hauteur de la section et la répartition des contraintes est linéaire sur la hauteur (figure 2.3a). Dans le cas d'une section constituée de matériaux différents, la répartition des contraintes n'est pas linéaire dans l'épaisseur mais dépend d'une constante qui caractérise la raideur de chacun des matériaux qui la compose : le module d'Young. La fibre neutre est alors située au barycentre des raideurs, c'est-à-dire qu'elle tend à se rapprocher des matériaux les plus rigides (en gris sur la figure 2.3b).

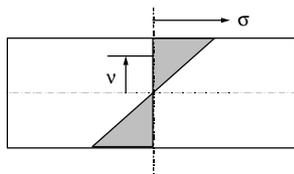


Figure 2.3a : Diagramme de contraintes dans une poutre homogène soumise à l'action d'un moment fléchissant

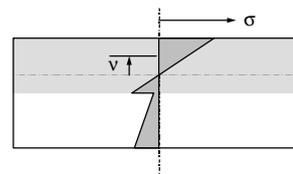


Figure 2.3b : Diagramme de contraintes dans une poutre hétérogène soumise à l'action d'un moment fléchissant

Le module d'Young permet de lier l'allongement relatif à la contrainte dans un matériau par une relation appelée loi de Hooke:

$$\bar{\mathbf{s}} = E\bar{\mathbf{e}} \quad (2.4)$$

Cette loi est valable tant que la déformation relative subie par le matériau est réversible (déformation élastique), ce qui sera toujours le cas concernant les poutres FSBM (seule la rupture est irréversible).

Il est particulièrement important de pouvoir situer la fibre neutre car sa position est indispensable au calcul de la contrainte  $\mathbf{s}$  dans une jauge. En effet ce calcul qui sera présenté plus loin fait intervenir premièrement la distance entre la jauge et la fibre neutre et deuxièmement l'inertie de section  $I_n$  qui s'exprime autour d'un axe passant par cette même fibre neutre.

La méthode de calcul de la hauteur  $h_n$  de la fibre neutre est illustrée figure 2.4. Cette méthode est basée sur la construction d'une section homogène mécaniquement équivalente à la section initiale. Pour cela, la largeur  $b_i$  de chacune des couches présentes dans la poutre est réduite dans le rapport de son module d'Young au module d'Young le plus élevé également présent (méthode de normalisation des largeurs par le module d'élasticité) :

$$b_{i \text{ corrigé}} = b_i \cdot \frac{E_i}{E_{\max}} \quad (2.5)$$

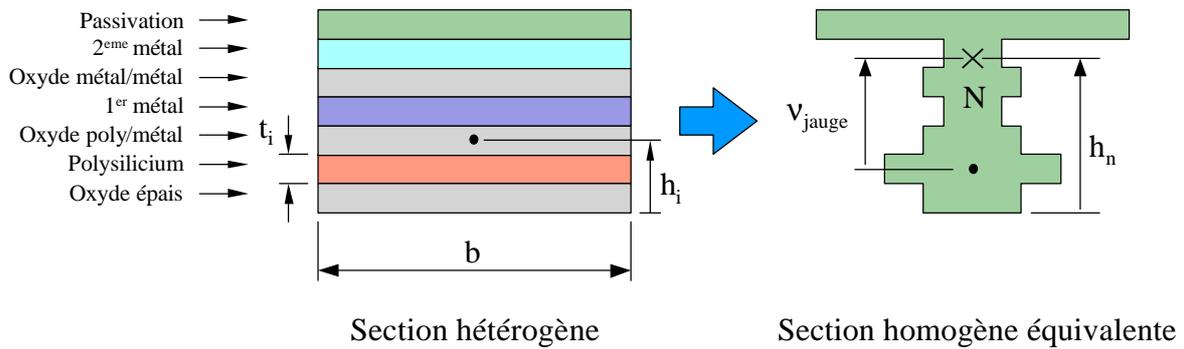


Figure 2.4 : Méthode de calcul d'une section homogène équivalente

Concernant les poutres FSBM, le module d'élasticité le plus élevé appartient à la couche de passivation (couche supérieure). Dans la section homogène équivalente, la fibre neutre est le barycentre des surfaces  $S_i = t_i \cdot b_{i \text{ corrigé}}$  :

$$h_n = \frac{\sum S_i \cdot h_i}{\sum S_i} \quad (2.6)$$

L'inertie  $I_n$  (exprimée en  $m^4$ ) de la section homogène équivalente est calculée par superposition des inerties de chacune des couches. Le moment d'inertie quadratique  $I_{i/gi}$  d'une section  $S_i$  rectangulaire par rapport à un axe horizontal, dans le plan de la section, passant par son centre de gravité est donné par la relation :

$$I_{i/gi} = \frac{b_{i \text{ corrigé}} t_i^3}{12} \quad (2.7)$$

Ce moment d'inertie peut alors s'exprimer autour d'un axe parallèle au précédent et coupant la fibre neutre grâce à la loi de transport :

$$I_{i/n} = I_{i/gi} + S_i \cdot (h_n - h_i)^2 \quad (2.8)$$

Enfin, l'inertie de la section complète autour d'un axe horizontal, dans le plan de la section et coupant la fibre neutre est :

$$I_n = \sum I_{i/n} \quad (2.9)$$

On peut alors remarquer que l'inertie de section  $I_n$  est une fonction linéaire de la largeur  $b$  de la poutre initiale :

$$I_n = T_{In} \cdot b \quad (2.10)$$

où  $T_{In}$  (exprimé en  $m^3$ ) est un paramètre qui ne dépend que de constantes technologiques (module d'Young des matériaux et épaisseurs des couches déposées) :

$$T_{In} = \sum \left[ \frac{E_i}{E_n} \left( \frac{t_i^3}{12} + t_i (h_n - h_i)^2 \right) \right] \quad (2.11)$$

### 1.3.2. Modèle mécanique statique d'une poutre cantilever

L'étude mécanique statique d'une structure cantilever chargée par une force ponctuelle s'appliquant sur son extrémité libre est exposée dans de nombreux ouvrages traitant la résistance des matériaux [TIM68]. Quelques rappels sont présentés ici.

L'étude classique des poutres chargées transversalement nous amène, lorsque l'on recherche les contraintes internes à exprimer deux composantes d'effort dans chacune des sections d'abscisse  $x$  de la poutre : Le moment fléchissant ( $M_f$  en N.m) et l'effort tranchant ( $T$  en N). Ces grandeurs sont indépendantes de la nature des matériaux constituant la poutre et des caractéristiques géométriques. Elles expriment simplement l'équilibre statique des forces ( $T$ ) et des moments ( $M_f$ ).

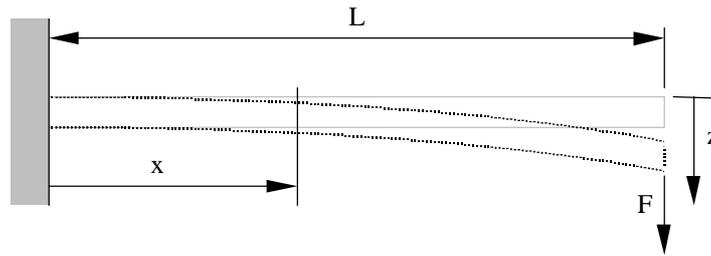


Figure 2.5 : Modèle statique du cantilever

$$M_f(x) = F(L - x) \quad (2.12)$$

$$T(x) = -F \quad (2.13)$$

La prise en compte des matériaux et des paramètres géométriques permet ensuite de déterminer la déformation subie par la poutre ainsi que le calcul des contraintes longitudinales (dus à  $M_f$ ) et transversales (dus à  $T$ ). Pour l'étude de la piézorésistivité des jauges réalisées en polysilicium, nous avons négligé l'action des contraintes transversales (perpendiculaires au passage du courant dans les jauges).

L'équation (2.13) exprime la flèche  $z$  d'une section d'abscisse  $x$  soumise à un moment  $M_f$  :

$$\frac{\int x^2 z(x)}{\int x^2} = \frac{M_f}{E_n I_n} \quad (2.14)$$

Ce résultat se déduit de l'égalité  $\frac{1}{r} = \frac{M_f}{E_n I_n}$  en supposant que les déformations sont assez

faibles pour pouvoir écrire  $\frac{dz}{dx} = \text{tg} \theta \approx \theta$  et  $ds \approx dx$  (figure 2.6)

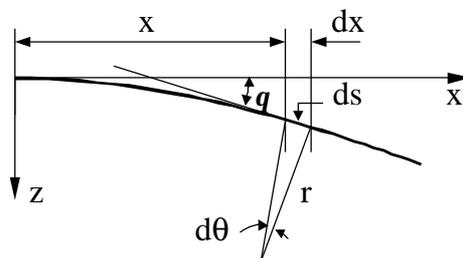


Figure 2.6 : Etude de la déformation du cantilever

$E_n$  (Pa) et  $I_n$  ( $m^4$ ) représentent respectivement le module d'élasticité normalisé de la poutre et le moment d'inertie quadratique de la section homogène équivalente calculé à l'aide des relations (2.10) et (2.11).

En prenant en compte les conditions en  $x=0$  liées à l'encastrement :

$$z(0) = 0 \text{ et } \frac{\partial z(0)}{\partial x} = 0$$

On obtient après la première intégration :

$$\frac{\partial z(x)}{\partial x} = \frac{1}{E_n \cdot I_n} \left( F \cdot L \cdot x - \frac{1}{2} F \cdot x^2 \right)$$

Et en intégrant une seconde fois :

$$z(x) = \frac{1}{E_n \cdot I_n} \left( \frac{1}{2} F \cdot L \cdot x^2 - \frac{1}{6} F \cdot x^3 \right) \text{ d'où } z(L) = \frac{FL^3}{3E_n I_n} \quad (2.15)$$

On reconnaît dans l'équation (2.15) la loi de comportement d'un ressort de raideur  $k$  où

$$k = \frac{3E_n I_n}{L^3} \text{ (en kg/s}^2\text{)} \quad (2.16)$$

La souplesse du cantilever (inverse de la raideur) est donc une fonction de  $L^3$ . Ce paramètre géométrique est par conséquent particulièrement important pour la réalisation de capteurs où la mesure électrique traduit un déplacement de la structure, c'est-à-dire une mesure capacitive. Dans le cas de capteurs piézorésistifs, on s'intéresse plutôt au niveau de contraintes en un point donné de la structure.

Le moment fléchissant induit dans la poutre une contrainte longitudinale  $\mathbf{s}$  (Pa) telle que :

$$\mathbf{s}(x, \mathbf{u}) = \frac{Mf(x)}{I_n} \mathbf{u} \quad (2.17)$$

Où  $\mathbf{u}$  représente la distance verticale, dans le plan de la section, séparant la fibre neutre du point considéré. Une fois la contrainte exprimée, nous pouvons grâce à la loi de Hooke (2.4) calculer l'allongement relatif  $\epsilon$  du matériau et faire le lien avec le modèle électromécanique.

### 1.3.3. Modèle mécanique dynamique d'une poutre cantilever

En statique, le cantilever est assimilé à un simple ressort. En dynamique, en tenant compte de la masse du cantilever et d'éventuels phénomènes d'amortissement, on peut modéliser cette structure par le classique système mécanique du second ordre représenté figure 2.7.

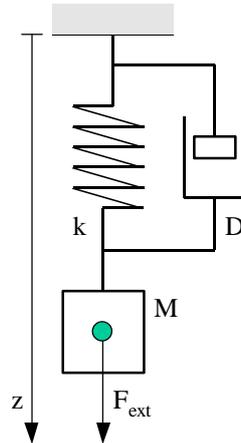


Figure 2.7 : Modèle mécanique du deuxième ordre de type  
Masse – Ressort - Amortisseur

La réponse d'un tel système est la solution de l'équation différentielle obtenu par application de la loi fondamentale de la mécanique sur un solide de masse  $M$  :

$$\Sigma(F) = M \frac{d^2 z}{dt^2} \text{ Avec : } \Sigma(F) = F_k + F_d + F_{ext} \quad (2.18)$$

$F_k$  est la force appliquée par le ressort sur le solide. Elle s'écrit :

$$F_r = -k(z - z_0) \quad (2.19)$$

où  $z_0$  représente la longueur libre du ressort exprimé en mètres.

$F_d$  est la force appliquée par l'amortisseur sur le solide. Dans le cas d'un frottement visqueux, elle s'écrit :

$$F_d = -D \frac{dz}{dt} \quad (2.20)$$

$D$  est appelé "le coefficient d'amortissement" du système et s'exprime en kg/s.

$F_{ext}$  est une force extérieure au système, dans notre cas c'est la force de Laplace en Newton.

L'équation (2.18) devient alors :

$$M \frac{d^2 z}{dt^2} = -k(z - z_0) - D \frac{dz}{dt} + F_{ext} \quad (2.21)$$

L'équivalent électrique existe dans le cas de la charge  $q$  d'un condensateur dans un circuit  $RLC$  soumis à une tension  $V_{ext}$ :

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} = -\frac{1}{C} q - R \frac{dq}{dt} + V_{ext} \quad (2.22)$$

Dans le cas particulier du cantilever :

- $z$  représente la flèche en bout du cantilever. Il convient de situer l'origine du déplacement ( $z=0$ ) en  $z_0$  de façon à éliminer la déformation initiale liée à de probables contraintes internes à la structure.
- $M$  est la masse de la poutre ramenée au point d'application de la force.
- $k$  est le coefficient de raideur de la poutre défini dans le modèle statique (2.16).
- $D$  est le coefficient d'amortissement dû aux frottements visqueux de la poutre en mouvement dans son milieu (air).

### 1.3.3.1. Oscillations libres

Le régime d'oscillations libres est la solution de l'équation différentielle (2.21) en supposant  $F_{ext}$  nulle. Si on suppose également l'amortissement  $D$  et la vitesse initiale nuls, la solution de cette équation s'écrit :

$$z(t) = Z_{init} \cdot \frac{e^{j\sqrt{\frac{k}{M}}t} + e^{-j\sqrt{\frac{k}{M}}t}}{2} \text{ soit } z(t) = Z_{init} \cdot \cos \sqrt{\frac{k}{M}}t \quad (2.23)$$

Où  $Z_{init} = z(t=0)$  représente la flèche imposée au cantilever à l'instant initial.

$$\sqrt{\frac{k}{M}} = \omega_0 \text{ est la pulsation propre du cantilever, exprimée en (rad.s}^{-1}\text{)}. \quad (2.24)$$

### 1.3.3.2. Oscillations forcées

En régime d'oscillations forcées  $F_e = F_{\max} \cos(\omega t)$ , on démontre en utilisant la variable de Laplace que le mouvement du cantilever présente, dans le cas des systèmes faiblement amortis ( $\mathbf{x} \ll \sqrt{2}$ ), une amplitude maximale pour :

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 - 2\mathbf{x}^2} \quad (2.25)$$

où  $\mathbf{x} = \frac{D}{2\sqrt{k \cdot M}}$  représente le coefficient d'amortissement du système mécanique du second ordre. On ne confondra pas  $\mathbf{x}$ , coefficient d'amortissement du système avec  $D$ , coefficient d'amortissement de la structure mécanique.

Dans le cas particulier des systèmes très faiblement amortis,  $\mathbf{x}$  est très inférieur à 1. On peut confondre pulsation propre  $\omega_0$  et pulsation donnant le maximum d'amplitude autrement appelé pulsation de résonance.

L'amplitude crête à crête du déplacement est alors :

$$z_{pp,\max} = \frac{F_{\max}}{k} \times 2Q \text{ avec } Q = \frac{1}{2\mathbf{x}\sqrt{1 - 2\mathbf{x}^2}} \quad (2.26)$$

Si l'on compare cette amplitude avec la réponse statique, il vient :

$$\frac{z_{pp,\max}}{z_{statique}} = 2Q \text{ ou } \frac{z_{crête,\max}}{z_{statique}} = Q \approx \frac{1}{2\mathbf{x}} = \frac{\sqrt{k \cdot M}}{D} \quad (2.27)$$

### 1.3.3.3. Réponse indicielle

Si l'on applique maintenant un échelon de force  $F_e = F_{\max} \Gamma(t)$  au système du second ordre, on démontre en utilisant la variable de Laplace que le mouvement décrit un régime pseudo-périodique défini par :

$$z(t) = \frac{F_{\max}}{k} (1 - \cos(\omega_0 t) \cdot e^{-\omega_0 \mathbf{x} t}) \quad (2.28)$$

dans le cas où  $\mathbf{x}$  est très inférieur à 1. On identifie alors :

$$z_{\max}(t_1) = z_{statique} (1 + e^{-p\mathbf{x}}) \approx 2 \cdot z_{statique} \text{ l'amplitude du premier dépassement.} \quad (2.29)$$

$$z_{\max}(t_n) = z_{statique} (1 + e^{-(2n-1)p\mathbf{x}}) \text{ l'amplitude du } n^{\text{ième}} \text{ dépassement.} \quad (2.30)$$

### 1.4. Modèle global

Le modèle électromécanique (2.3) lie la variation relative de résistance d'une jauge à son allongement relatif  $\epsilon$ .

Le modèle mécanique statique, associé au modèle des poutres hétérogènes permet de calculer l'allongement relatif  $\epsilon$  en un point quelconque de la structure. Si l'on suppose que la jauge est située là où les contraintes sont maximales (soit en  $x=0$ ), des équations (2.3), (2.4), (2.10), (2.12) et (2.17), il vient :

$$\frac{\Delta R}{R} = G \frac{\mathbf{s}_{jauge}}{E_n} = G \cdot \frac{Mf(0)}{E_n \cdot I_n} \cdot \mathbf{u}_{jauge} = \frac{G \cdot \mathbf{u}_{jauge}}{E_n \cdot T_{In}} \times \frac{L}{b} \times F = T_{Gf} \times \frac{L}{b} \times F \quad (2.31)$$

$$\text{Avec } T_{Gf} = \frac{G \cdot \mathbf{u}_{jauge}}{E_n \cdot T_{In}} \quad (2.32)$$

$T_{Gf}$  est donc un paramètre qui ne dépend que de données d'ordre technologique. Au niveau expérimental, le paramètre  $T_{Gf}$  est relativement facile à extraire. Il permet alors la rédaction d'un modèle électromécanique empirique qui ne nécessite pas la parfaite connaissance des constantes technologiques (modules d'élasticité, épaisseurs des couches...).

En dynamique, la résolution de l'équation différentielle (2.21) permet de calculer l'amplitude de la déformation  $z(t)$  du cantilever en fonction d'une force  $F_{ext}(t)$  appliquée à son extrémité. La connaissance de  $z(t)$  permet alors en utilisant l'expression (2.16) de la constante de raideur  $k$ , de calculer une force équivalente, qui pourrait produire la même déformation en statique :

$$F_{equ} = k \cdot z(t) \quad (2.33)$$

L'utilisation de cette force équivalente dans le modèle statique (2.31) permet finalement d'exprimer la variation de résistance en utilisant le paramètre de transfert électromécanique  $T_{Gf}$ .

On dispose donc à présent de relations permettant de décrire le comportement global du cantilever "U-Shape". Voyons maintenant comment calculer les différents paramètres de modélisation à l'aide des données de conception.

## 2. Analyse paramétrique

### 2.1. Les paramètres de conception

Le choix d'une technologie (CMOS / FSBM) amène un certain nombre de données qui ne sont pas contrôlées par le concepteur. Ce sont les données technologiques. Le choix des dimensions géométriques du cantilever relève par contre du choix du concepteur. Ce sont les paramètres de dessin.

#### 2.1.1. Les données technologiques

A titre indicatif, le tableau 2.8 donne une idée des épaisseurs, des densités et les modules d'Young des principaux matériaux constitutifs des circuits CMOS :

	Epaisseur ( $\mu\text{m}$ )	Densité ( $\text{kg/m}^3$ )	Module d'élasticité (Pa)
Oxyde de champ	0,6	2500	$0,73 \cdot 10^{11}$
Oxyde de grille	$25 \cdot 10^{-3}$		
Polysilicium 1	0,4	2300	$1,9 \cdot 10^{11}$
Polysilicium 2	0,3		
Oxyde inter poly	$50 \cdot 10^{-3}$		
Oxyde poly/métal	0,6		
Métal 1	0,6	2700	$0,7 \cdot 10^{11}$
Métal 2	1		
Oxyde de via	1		
Passivation	1	3100	$3,85 \cdot 10^{11}$

Tableau 2.8 : Propriétés typiques de quelques matériaux utilisés en microélectronique [PET82], [ZIE98].

Certains paramètres comme l'épaisseur des couches CMOS sont donnés par le fondeur [AMS]. Ces données sont confidentielles et ne peuvent apparaître dans ce document mais ont été utilisées pour la rédaction des modèles définitifs.

Les propriétés mécaniques, par contre ne sont pas caractérisées par le fondeur, aussi les valeurs que nous avons utilisées, notamment pour les densités et les modules d'élasticité, sont celles présentées dans le tableau précédent. Ces paramètres doivent être considérés avec prudence car ils sont sensibles aux conditions de dépôt des différents matériaux constituant le circuit intégré. Comme nous ne connaissons pas exactement ces conditions, il est possible que certaines valeurs ne soient pas tout à fait exactes.

### 2.1.2. Les paramètres de dessin

Les paramètres géométriques du cantilever "U-Shape" sont donnés figure 2.9.

- Le paramètre  $W_b$  indique la largeur de la poutre, que l'on suppose constante sur les trois branches qui forment la structure.
- $W_c$  est la largeur du cantilever. C'est la dimension que l'on prendra en compte pour le calcul de la force de Laplace.
- $W_{m\acute{e}tal}$  représente la largeur de la piste métallique qui amène le courant utile à la force de Laplace dans la structure.
- $L_c$  est la longueur du cantilever.
- $L_j$  et  $W_j$  caractérisent les jauges.

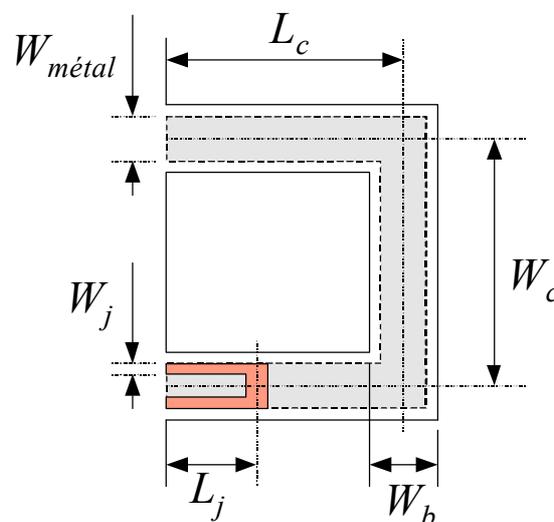


Figure 2.9 : Les paramètres de dessin d'une structure "U-Shape"

## 2.2. Les paramètres du modèle mécanique

### 2.2.1. Le coefficient de raideur : k

D'après les équations (2.16) et (2.10), en considérant que la raideur d'un cantilever "U-Shape" est double de la raideur d'un cantilever simple de largeur  $W_b$  :

$$k = 2 \times \frac{3 \cdot E_n \cdot I_n}{L_c^3} = 6 \cdot E_n \cdot T_{In} \times \frac{W_b}{L_c^3} \quad (2.34)$$

Avec  $E_n$  le module d'Young de la couche de passivation donné dans le tableau 2.8 et  $T_{In}$  calculé à l'aide de la relation (2.11) en utilisant les épaisseurs ( $t_i$ ) et les modules d'Young  $E_i$  du tableau 2.8.

### 2.2.2. La masse : M

Le modèle mathématique considère comme unique le point d'application des forces (poids, force de Laplace, amortissement). Dans le cas du cantilever, la masse est répartie le long de la structure. Il est donc nécessaire de calculer la masse équivalente de la structure ramenée au point où s'exprime la déformation, soit à l'extrémité du cantilever. Il s'agit du point noté  $O_B$  sur le schéma de la figure 2.10.

Pour calculer la masse équivalente du cantilever exprimée en  $O_B$ , on cherche une force  $F_M = M_{eq} \cdot g$  telle que le moment de cette force s'exerçant en  $O_B$  par rapport aux points d'encastremets soit identique au moment de la masse répartie du cantilever par rapport aux mêmes points d'encastrement.

Le moment de flexion que produit la masse répartie est calculé en superposant l'action des masses élémentaires  $M_A$  et  $M_B$  de rectangles dont on peut aisément trouver les centres d'application : respectivement  $O_A$  et  $O_B$ . Il s'écrit alors :

$$M_f(M_{répartie}) = (2 \cdot M_A \cdot d_1 + M_B \cdot d_2) \cdot g \quad (2.35)$$

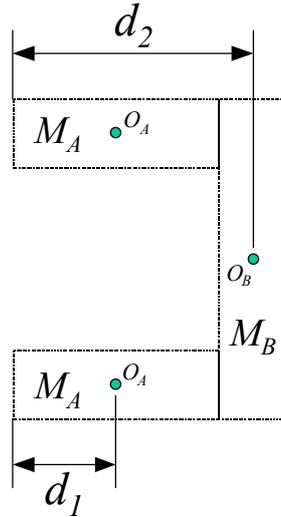


Figure 2.10 : Calcul de la masse ponctuelle équivalente

La masse équivalente exprimée en  $O_B$  produit un moment de flexion s'écrivant :

$$M_f(M_{equ}) = (M_{equ} \cdot d_2) \cdot g \quad (2.36)$$

L'équivalence de ces deux moments nous donne alors :

$$M_{eq} = \frac{2 \cdot M_A \cdot d_1}{d_2} + M_B \quad (2.37)$$

$$\text{Avec : } d_1 = \frac{1}{2} \left[ L_c - \frac{W_b}{2} \right] \text{ et } d_2 = L_c \quad (2.38)$$

Pour le calcul des masses  $M_A$  et  $M_B$ , nous introduisons un nouveau paramètre technologique  $T_M$  qui représente la masse par unité de surface du cantilever FSBM.  $T_M$  est susceptible de changer en fonction du nombre de couches qui composent la poutre. Dans notre cas particulier, il prend en compte la présence des deux niveaux de métal et néglige celle du polysilicium des jauges. Il vient :

$$M_A = T_M \times W_b \times \left[ L_c - \frac{W_b}{2} \right] \quad (2.39)$$

et

$$M_B = T_M \times W_b \times [W_c + W_b] \quad (2.40)$$

$$\text{Avec } T_M \approx 11 \text{ g} / \text{m}^2$$

En appliquant le relation (2.37), il vient :

$$M_{eq} = T_M \cdot W_b \cdot \left( L_c + \frac{W_b^2}{4 \cdot L_c} + W_c \right) \quad (2.41)$$

Enfin, dans le cas où la largeur des bras  $W_b$  est petite devant les dimensions  $L_c$  et  $W_c$ , on peut simplifier la relation (2.41) :

$$M_{eq} \approx T_M \cdot W_b \cdot (L_c + W_c) \quad (2.42)$$

### 2.2.3. Le coefficient d'amortissement : D

La première question que l'on peut se poser, au sujet de l'amortissement d'une structure vibrant dans un milieu fluide concerne la nature des phénomènes physiques susceptibles d'opposer une force au déplacement de cette structure. Dans le cas particulier des poutres composites, nous pouvons en retenir deux :

- L'existence de matériaux aux propriétés viscoélastiques à l'intérieur même du composite peut provoquer un amortissement des vibrations par dissipation thermique d'énergie mécanique. En effet, par nature, ces matériaux absorbent les contraintes planes pouvant naître à la frontière de deux couches de modules d'élasticité différents. Cette propriété d'amortissement est exploitée dans l'industrie aéronautique en emprisonnant des matériaux polymères entre deux métaux par exemple pour la fabrication de tôles résistantes aux vibrations.
- L'action du milieu fluide dans lequel elle évolue.

Dans notre cas, il semble assez peu probable qu'un matériau ait des propriétés viscoélastiques. Cela sera confirmé au cours du chapitre III. Nous retenons donc la seconde hypothèse.

La questions qui se pose alors est relative au type de forces que peut exercer le fluide (dans notre cas l'air) sur la structure en mouvement. Dans la littérature, nous avons identifié deux formes différentes d'action :

- Les forces de pression
- Les forces de frottements

Dans ce cas général, ces forces se superposent. La force totale (autrement appelée traînée) exercée par un fluide de masse volumique  $\rho$  sur un objet en mouvement à la vitesse  $v$  s'écrit [NEW97] :

$$F_d = C(R).S.\frac{\rho.v^2}{2} \quad (2.43)$$

où  $S$  est la surface de la projection orthogonale du solide dans la direction de la vitesse (autrement appelée "maître couple").  $C$ , appelé "coefficient de pénétration" dépend de la nature de l'écoulement fluide autour du solide. Cet écoulement, laminaire ou turbulent, est caractérisé par un nombre appelé "nombre de Reynolds"  $R$  qui dépend de la géométrie du solide et de sa vitesse de déplacement.

Pour des objets géométriquement simple comme la sphère ou le cylindre, on dispose d'une expression analytique du nombre de Reynolds :

$$R = \frac{v.d}{\nu} \quad (2.44)$$

où  $d$  est le diamètre de la sphère (ou du cylindre),  $\nu$  est la viscosité cinématique du milieu fluide en  $m^2/s$  ( $\nu=1,5.10^{-5}$  dans l'air à  $20^\circ C$ ) et  $v$  la vitesse de déplacement.

Le nombre de Reynolds est un critère qui non seulement caractérise la nature de l'écoulement fluide autour du solide mais donne aussi une idée de la nature des forces qui dominent dans l'expression de la traînée. Stokes a montré, que dans le cas des écoulements caractérisés par des nombres de Reynolds très faibles ( $<100$ ), la traînée était essentiellement la conséquence de forces de frottements qui sont directement proportionnelles à la vitesse de déplacement de l'objet. Par exemple, la force qui s'oppose à la chute d'une bille d'acier dans un fluide dense s'écrit [DEP91]:

$$F_d = 6.\rho.\nu.r.v \quad (2.45)$$

où  $r$  est le rayon de la sphère et  $\nu$  la viscosité dynamique du fluide en  $Pa.s$  ( $\nu=1,8.10^{-5}$   $Pa.s$  dans l'air à  $20^\circ C$ )

Nous avons modélisé le cantilever "U-Shape" par un système linéaire du second ordre. Cela suppose une force d'amortissement proportionnelle à la vitesse. On vérifiera au cours du troisième chapitre que la dimension microscopique des structures et les vitesses de déplacements relevées conduisent à des nombre de Reynolds très faibles dans l'air, en

comparaison de la valeur limite fixée à 100. Dans ce cas, un modèle d'amortissement empirique pourrait être de la forme :

$$D = T_D \cdot \mathbf{h} \cdot S \quad (2.46)$$

où  $S$  est la surface du cantilever, et  $T_D$  un coefficient à extraire des résultats de caractérisation.

#### 2.2.4. La force de Laplace : $F_{\text{ext}}$

La force de Laplace est définie par la relation :

$$F_{\text{ext}} = I \cdot W_c \cdot B \quad (2.47)$$

avec  $I$  le courant d'excitation dans le cantilever.

Si le passage du courant  $I$  est assuré par les deux niveaux de métal en parallèle, on peut exprimer le courant maximum à l'aide des densités de courant maximales admissibles ( $dI_{\text{max}}$ ) par les niveaux de métallisation donnés par le fondeur (en mA/ $\mu\text{m}$ ) :

$$I_{\text{max}} = dI_{\text{max}} \cdot (W_b - DR) \quad (2.48)$$

$DR$  étant la différence en microns entre la largeur totale du bras  $W_b$  et la largeur réelle des pistes en aluminium. Cette différence est imposées par les règles de dessin qui prévoient que la poutre soit complètement enrobée d'oxydes.

### 2.3. Conclusion

Le concepteur en microsystème possède un certain nombre de données liées à des choix technologiques d'une part et à des options de dessin d'autre part. Nous avons montré que ces données suffisent au calcul de certains paramètres du modèle mécanique comme la masse du cantilever, son coefficient de raideur ou encore la force de Laplace. Concernant le coefficient d'amortissement les éléments théoriques dont nous disposons ne permettent pas d'en faire de même. Aussi préférons-nous nous en remettre aux résultats de caractérisation pour établir un modèle empirique.

En supposant que le jeu d'équations soit complet, il est possible de rédiger le modèle sous la forme d'un fichier VHDL Analogique utilisable dans les simulateurs microélectroniques. Une introduction au langage VHDL Analogique fait l'objet de la fin de ce chapitre accompagnée d'un exemple relatif à la poutre cantilever.

### 3. Rédaction d'un modèle VHDL Analogique

#### 3.1. généralités

Le VHDL (Very-high-speed-integrated-circuits Hardware Description Language) est un langage de description de circuits. Il permet de décrire à différents niveaux d'abstraction les relations entre les entrées et les sorties d'un bloc fonctionnel.

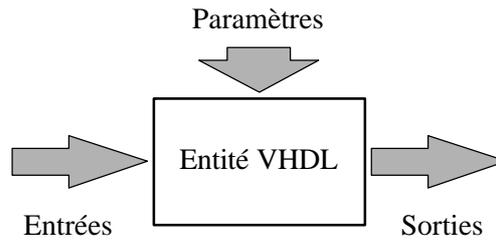


Figure 2.12 : Schéma bloc d'une entité VHDL

Un modèle VHDL peut décrire un circuit numérique sous forme de composants interconnectés, on parle alors de description structurelle. Il est également possible de représenter une fonction sous forme de procédures algorithmiques et on parle dans ce cas de description comportementale. Un modèle structurel est un modèle hiérarchique, dans lequel chaque composant utilisé possède lui-même une description comportementale.

Dans le domaine de la conception microélectronique, ce langage est très utilisé. La description structurelle de circuits complexes à l'aide de composants génériques comme les portes logiques de base permet dans un premier temps de valider la fonction par simulation, indépendamment de la technologie. Cette même description peut ensuite être utilisée comme entrée dans les outils de synthèse physique pour la génération automatique des masques de fabrication.

La description comportementale d'un système permet, elle, la rédaction d'un cahier des charges précis quand à la fonction à réaliser. On peut valider ce modèle par simulation ou opérer une synthèse physique de la fonction, c'est-à-dire transformer sa description comportementale en description structurelle.

HDL-A est un langage similaire au VHDL, assurant en plus la description de systèmes analogiques. Il est en effet possible de décrire le comportement de systèmes complexes analogiques ou mixtes dans le but unique d'exécuter des simulations. Bien évidemment, il

n'est pas encore question de synthèse physique, d'autant que les possibilités de description dépassent largement le cadre de l'électronique.

Nous avons travaillé sur la première version de ce langage, distribuée par ANACAD avec l'environnement de simulation ELDO. Il ne s'agit pas de la version "normalisée" du VHDL analogique (VHDL-AMS).

HDL-A n'est pas le seul langage permettant la description de systèmes. On pense par exemple à des outils comme Matlab qui pourraient tout à fait satisfaire les besoins de simulation. L'avantage du HDL-A est d'être supporté par un environnement de conception microélectronique, ce qui évidemment facilite le travail du concepteur de microsystèmes.

### 3.2. Exemple de description

A titre d'exemple, voici le code HDL-A simplifié d'un cantilever :

```

ENTITY Cantilever IS
    GENERIC ( K, M, D, L : Analog);
    PIN      ( x, kx : mechanical2;
              v1, v2 : electrical);
END ENTITY;

ARCHITECTURE a OF Cantilever IS
    STATE Fext, Fk, Fd, xx, dxx : Analog;

    BEGIN RELATION

        PROCEDURAL FOR AC, DC, TRANSIENT =>
            x.d  %= xx;
            kx.d %= x.d * K;
            Fext := [v1,v2].v;
            Fk   := K * xx;
            Fd   := D * dxx;

            EQUATION (xx, dxx) FOR AC, DC, TRANSIENT =>
                dxx == ddt (xx);
                M * ddt (dxx) == -Fk -Fd -Fext;

        END RELATION;
END ARCHITECTURE;

```

Figure 2.13 : Description HDL-A d'un cantilever

Le format de cette description est emprunté au VHDL. Le paragraphe "ENTITY" décrit le composant vu de l'extérieur. On y trouve la liste des entrées/sorties et les paramètres du composant (dans l'exemple, la raideur  $K$ , la masse  $M$ , l'amortissement  $D$  et la longueur  $L$ ). Le HDL-A permet de manipuler les nombres réels indépendamment des grandeurs qu'ils représentent. On trouve en sortie du modèle des grandeurs de type mécanique, qui représentent la flèche à l'extrémité du cantilever ( $x$ ) et la force appliquée sur celui-ci ( $kx$ ). Pour l'application d'une force extérieure, les entrées électriques ( $v1$  et  $v2$ ) seront utilisées et les tensions fixées par le simulateur électrique seront considérées comme des forces dans le modèle.

Le paragraphe "ARCHITECTURE" décrit le comportement du composant à travers le système différentiel linéaire du deuxième ordre. Dans l'exemple précédent, le système différentiel comporte deux inconnues : le déplacement  $x$  (dont la variable correspondante est  $xx$ ) et sa dérivée  $dx$ . La partie "EQUATION" donne au simulateur les deux équations différentielles permettant la résolution du système. Les variables  $Fk$ ,  $Fd$ ,  $Fext$  sont, soit complètement définies auparavant (c'est le cas de  $Fext$ ), soit exprimées en fonction des inconnues  $xx$  ou  $dx$ . La résolution du système est à la charge du simulateur, dans notre cas, ELDO. A l'aide d'un tel modèle, il est possible de simuler des réponses transitoires (TRAN), des caractéristiques de transfert (DC) ou des réponses en fréquence (AC).

A partir de cet exemple simple, on comprend qu'il est relativement aisé d'augmenter le niveau de modélisation, en introduisant par exemple le calcul de la raideur  $k$  à l'aide de nouveaux paramètres génériques (paramètres géométriques, propriétés des matériaux...). Le cœur du modèle, à savoir le système différentiel restant le même.

### **3.3. Exploitation**

Pour achever la présentation de notre exemple, la figure 2.14 montre comment le composant "cantilever" est déclaré dans le simulateur ELDO et le type d'analyse que l'on est capable de produire.

```

* Simulation du cantilever modélisé en HDL-A

.HDLALIB /MT/latorre/HDLA/tutlib
.MODEL CANTILEVER(A) MACRO LANG=HDLA

YCAN Cantilever(a)
+ pin : x1 kx1 f1 f2
+ generic: K=4.5 M=1E-9 D=4E-7 L=500E-6

VGND f2 0 0
VF f1 0 ac 1 pulse (-50 50 2m 1n 1n 20m 40m)

* Analyse transitoire

.TRAN 100u 20m
.PLOT TRAN v(f1)
.PLOT TRAN v(x1)
.PRINT TRAN v(f1) v(x1)

* Réponse en fréquence

.AC DEC 500 1K 100K
.PLOT AC vdb(x1)
.PLOT AC vp (x1)
.PRINT AC vdb(x1) vp(x1)

.END
    
```

Figure 2.14 : Fichier d'entrée du simulateur ELDO

Enfin les résultats de cette simulation sont montrés sur les figures suivantes :

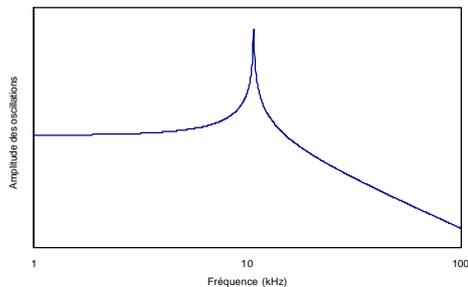


Figure 2.15 : Réponse en fréquence

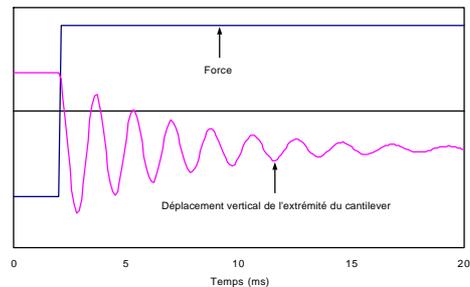


Figure 2.16 : Analyse transitoire

La rédaction des modèles sous forme VHDL Analogique permet donc d'intégrer au flot de conception microélectronique des composants mécaniques comme le cantilever et offre au concepteur la possibilité de manipuler des grandeurs de nature différentes dans un seul et même environnement .

Une fois compilé, un modèle HDL-A peut être distribué et utilisé sans que le code qu'il enferme soit divulgué. La rédaction et la vente de modèles HDL-A est aujourd'hui, dans le domaine des microsystèmes, une activité industrielle à part entière.

## 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation du cantilever "U-Shape". Cette modélisation s'appuie sur un ensemble de résultats théoriques énoncés dans le cadre de la physique des semi-conducteurs, de la résistance des matériaux et de la mécanique.

Dans une première partie, nous avons recherché les relations qui décrivent le comportement mécanique et électromécanique du cantilever dans les domaines statique et dynamique. Cette étude débute avec une présentation des modèles de jauges piézorésistives en polysilicium. Nous avons montré que dans l'état actuel de nos connaissances sur le processus de fabrication du polysilicium CMOS, il convenait d'utiliser un modèle simplifié ayant un paramètre unique appelé facteur de jauge. Ce modèle lie la variation relative de résistance des jauges à l'allongement relatif qu'elles subissent. Cela nous a conduit à rechercher l'expression des contraintes mécaniques dans la structure soumise à l'action d'une force ponctuelle appliquée à son extrémité. Une modélisation des poutres composites a alors été présentée. Cette modélisation permet l'expression de la constante de raideur de notre structure qui est le seul paramètre du modèle mécanique statique. Elle conduit également à l'expression de la déformation de la poutre et fait le lien avec le modèle électromécanique des jauges.

En dynamique, nous avons supposé que la structure pouvait être modélisée par un système mécanique linéaire du second ordre de type Masse-Ressort-Amortisseur. Les résultats concernant le régime d'oscillations libres, le régime d'oscillations forcées et la réponse indicielle d'un tel système ont alors été rappelés.

Le modèle global est finalement présenté. Il montre que l'on peut rassembler sous un seul paramètre ( $T_G$ ) les différents paramètres technologiques qui apparaissent dans le modèle mécanique statique et dans le modèle électromécanique. Ce paramètre qui traduit la sensibilité dans la transformation électromécanique est relativement facile à extraire par caractérisation. Son utilisation nous épargne la connaissance de nombreuses données technologiques comme l'épaisseur des couches CMOS ou encore les modules d'élasticité de chaque matériau.

Dans une deuxième partie, nous avons proposé l'expression des différents paramètres de modélisation à l'aide de données disponibles lors de la conception. Ces données sont d'ordre technologiques ou correspondent à des options de dessin. La modélisation des poutres composites nous aide à exprimer le coefficient de raideur  $k$ . L'utilisation des données géométriques et la connaissance des masses volumiques des différents matériaux qui compose le cantilever "U-Shape" permet de donner une expression de la masse  $M$ . Enfin, concernant le coefficient d'amortissement  $D$ , nous avons proposé un modèle empirique qui nécessite la vérification de certaines hypothèses et qui appelle la caractérisation d'un paramètre d'amortissement ( $T_D$ ). Il faudra donc attendre les résultats du chapitre III pour avancer sur ce sujet.

Dans une troisième et dernière partie, nous avons montré comment il était possible d'intégrer la simulation d'un composant électromécanique dans le flot de conception microélectronique. La description VHDL Analogique d'un cantilever est donnée en exemple et permet de présenter la méthode de codage et l'exploitation d'une entité HDL-A.

L'étude théorique du cantilever "U-Shape" s'achève donc ici. Le prochain chapitre est consacré à son étude expérimentale.

## CHAPITRE III

# METHODOLOGIE DE CARACTERISATION ET APPLICATION

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une modélisation du cantilever "U-Shape". L'objectif de ce chapitre est premièrement de proposer une méthode d'identification des différents paramètres qui apparaissent dans cette modélisation et deuxièmement de la mettre en œuvre pour extraire ces paramètres.

Cette méthode s'appuie sur la caractérisation statique et dynamique de différents véhicules de test qui se présentent sous la forme de cantilevers "U-Shape" aux propriétés géométriques variées. On commencera donc par présenter ces véhicules de test.

Les différentes étapes de cette caractérisation seront ensuite exposées en détails, accompagnées d'un exemple numérique. En statique, deux formes d'excitation (enfoucement et force) permettent d'extraire le coefficient de raideur et le paramètre de transfert électromécanique ( $T_{Gf}$ ). En dynamique, l'application d'une force de Laplace sinusoidale permet d'observer la réponse en fréquence et de relever des données importantes comme la fréquence de résonance du cantilever ou son facteur de qualité. Ceci conduit au calcul de la masse et du coefficient d'amortissement. Ces différentes mesures montrent que le cantilever "U-Shape", initialement conçu pour la mesure du champ magnétique est une structure parfaitement adaptée à la caractérisation de paramètres relatifs à la technologie FSBM.

La mise en œuvre systématique de cette méthodologie sur un lot de 25 puces composées de 4 cantilevers chacune, nous permet de construire ensuite un bilan statistique des différents paramètres extraits. Les valeurs moyennes nous permettront dans le chapitre IV, de valider nos modèles analytiques alors que les écarts-types seront utiles pour spécifier la précision recherchée sur ces mêmes modèles.

Un des circuits utilisés pour la caractérisation possède une électronique d'amplification intégrée. Ce circuit sera utilisé pour montrer les performances que l'on peut attendre de la structure "U-Shape" dans l'application "capteur de champ magnétique". Les problèmes de couplage thermique entre la ligne de passage du courant pour la génération de la force de Laplace et les jauges seront abordés et une solution sera proposée.

L'identification des phénomènes d'amortissement nous conduit enfin à réaliser une caractérisation sous vide des cantilevers. La forte augmentation du facteur de qualité sous vide tend à prouver que l'amortissement est principalement lié aux frottements fluides avec le milieu environnant. Ces mesures montrent aussi les non-linéarités qui apparaissent en dynamique quand l'amplitude des oscillations augmente.

## 1. Méthodologie de caractérisation

L'approche de caractérisation que nous proposons est un outil méthodologique destiné à l'identification des paramètres technologiques, mécaniques et électromécaniques utilisés dans les modèles théoriques. Cette méthode se présente sous les aspects suivants, faisant ensuite l'objet d'une présentation détaillée :

- ◆ Conception et fabrication de véhicules de test
- ◆ Méthode d'identification des paramètres mécaniques et électromécaniques :
  - Dans le domaine statique
    - Etude sous enfoncement connu
    - Etude sous force connue
    - Extraction des paramètres statique  $k$ ,  $T_{Gf}$
  - Dans le domaine dynamique (identification au système linéaire du second ordre)
    - Réponse en fréquence
    - Sensibilité à la résonance
    - Réponse à un échelon de force (réponse indicielle)
    - Extraction des paramètres du modèle dynamique  $M$ ,  $D$

### 1.1. Présentation des véhicules de test

Le circuit IC3, fabriqué en 1997, intègre 4 cantilevers "U-Shape" de dimensions différentes référencés C, D, E et F (figure 3.1). Ce circuit intègre de plus des structures en forme de pont (en flexion et en torsion) et une électronique de traitement (sous la forme d'un comparateur à Hystérésis destiné à une conversion résistance/fréquence) qui ne font pas l'objet de cette présentation.

Le tableau 3.2 donne les paramètres de dessin de chacune de ces structures selon la nomenclature définie au paragraphe (§II.2.1.2). Lorsque deux valeurs sont données pour le paramètre  $L_j$ , cela indique que deux jauges de longueur différentes ont été dessinées sur chacun des bras de la structure. Les résultats présentés dans ce chapitre ont été obtenus en utilisant la plus courte des deux (la plus sensible).

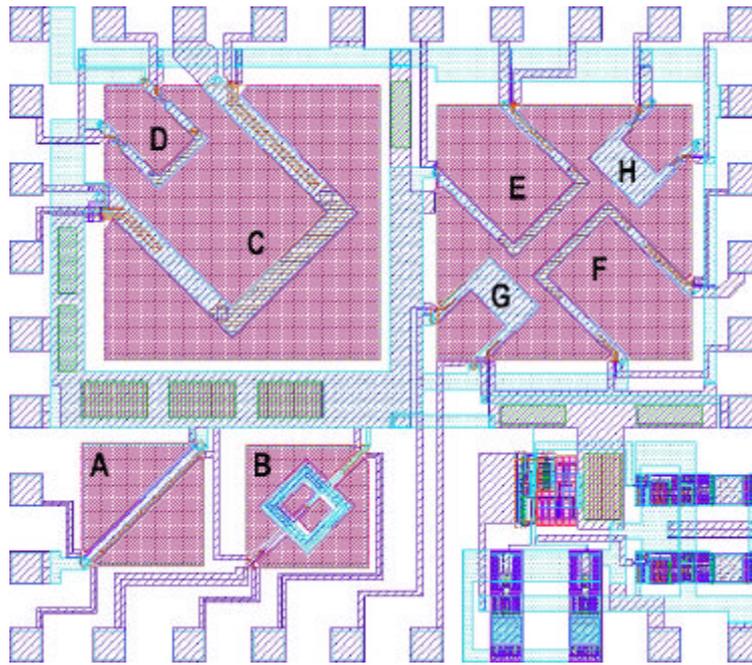
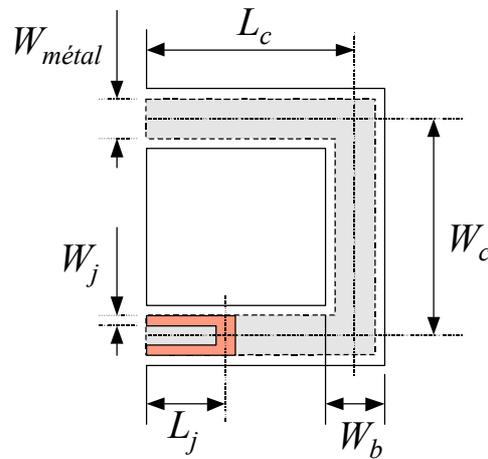


Figure 3.1 : Véhicules de test du circuit IC3.



Cantilever	Lc	Wc	Wb	Lj	Wj	Wmétal
C	520	520	80	160/400	8	64
D	210	200	40/20	30	1.4	5.6
E	320	320	40	160	4	24
F	350	320	40	60/160	4	24

Tableau 3.2 : Paramètres de dessin des différents cantilevers en micromètres.

Le cantilever D est particulier dans le sens où la section des bras est réduite localement au niveau des jauges de contraintes de façon à augmenter le niveau de contraintes, donc la sensibilité (ce qui explique la double valeur de  $W_b$  dans le tableau précédent). Les cantilevers G et H permettent, une étude comparative de l'effet de cette concentration de contraintes par une caractérisation sous enfoncement connu (à l'aide d'une pointe de test).

Le circuit IC6 (figure 3.3), fabriqué en 1998, reprend les structures C,D et E et ajoute une électronique d'amplification intégrée (de type amplificateur d'instrumentation à trois amplificateurs opérationnels). Deux cantilevers E excités en opposition de phase permettent à quatre jauges montées en pont de Wheatstone de fournir une différence de tension maximale à l'entrée d'un premier amplificateur de gain 50. Le cantilever C possède, lui, deux jauges montées en pont de Wheatstone avec deux résistances déposées sur le substrat. La tension différentielle obtenue en sortie de ce pont est amplifiée par un second montage de gain 50. Le cantilever D est monté de façon identique mais le gain de son amplificateur est programmable par l'intermédiaire de résistances extérieures à la puce.

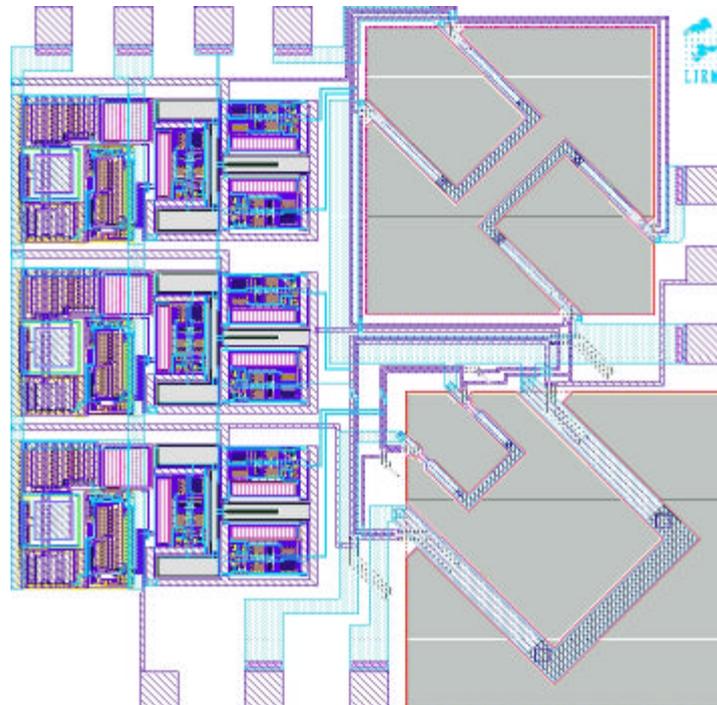


Figure 3.3 : Le circuit de caractérisation IC6

## 1.2. Procédure d'identification des paramètres mécaniques et électromécaniques

A titre d'exemple, la procédure d'identification décrite ci-après est accompagnée par le traitement numérique d'un cantilever de type E issu d'un circuit IC3.

### 1.2.1. Etude dans le domaine statique

#### 1.2.1.1. Mesure statique sous enfoncement connu

A l'aide d'une pointe actionnée par l'intermédiaire d'un système de vis micrométriques, il est possible, en supposant l'aiguille rigide, d'imposer un déplacement connu à l'extrémité du cantilever. Le positionnement de la pointe est manuel, contrôlé à l'aide d'un microscope optique. On relève, pour différentes valeurs d'enfoncement  $z$  la variation relative de résistance  $\Delta R/R$  aux bornes d'une jauge.

Le modèle électromécanique et le modèle mécanique statique du cantilever annoncent une variation linéaire de la résistance des jauges en fonction de l'enfoncement de l'extrémité. La figure 3.4 illustre la manipulation et montre le type de caractéristique obtenue. L'origine de cette caractéristique ( $z=0$ ) est imprécise car il est difficile d'apprécier le juste contact de la pointe avec la poutre. On relève la pente notée  $A$  telle que :

$$\frac{\Delta R}{R} = A.z \quad (3.1)$$

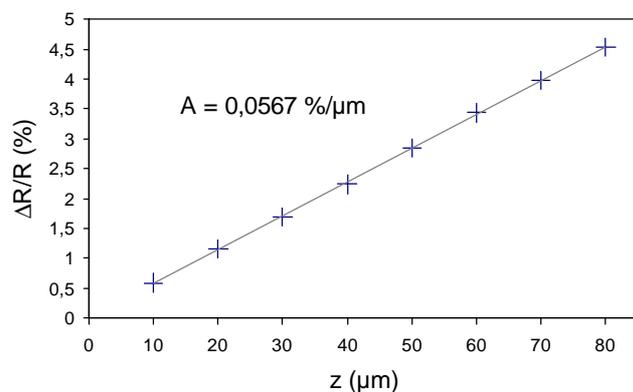
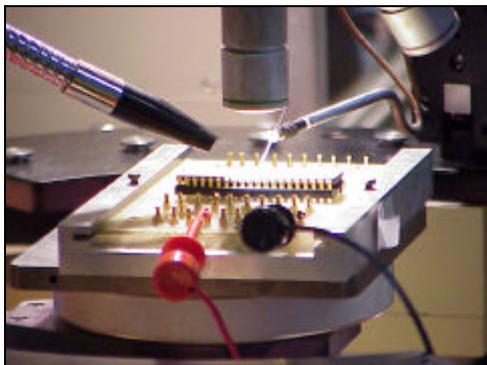


Figure 3.4 : Caractérisation sous pointe du composant électromécanique

**1.2.1.2. Mesure statique sous force connue**

Il s'agit de relever pour différentes forces de Laplace constantes et connues, la variation relative de résistance aux bornes d'une jauge. L'application d'une force de Laplace statique est obtenue par le passage d'un courant continu dans la structure lorsqu'elle est soumise à l'action d'un champ magnétique orienté et calibré. Elle produit des déformations de très faibles amplitudes qu'il est plus facile de mesurer lorsque l'on dispose d'un système d'amplification intégré. La caractéristique obtenue étant une droite, le modèle statique décrit par l'équation (2.31) est vérifié. L'extraction de la pente de cette droite ( $S$ ) renseigne sur la sensibilité statique du capteur de champ magnétique.

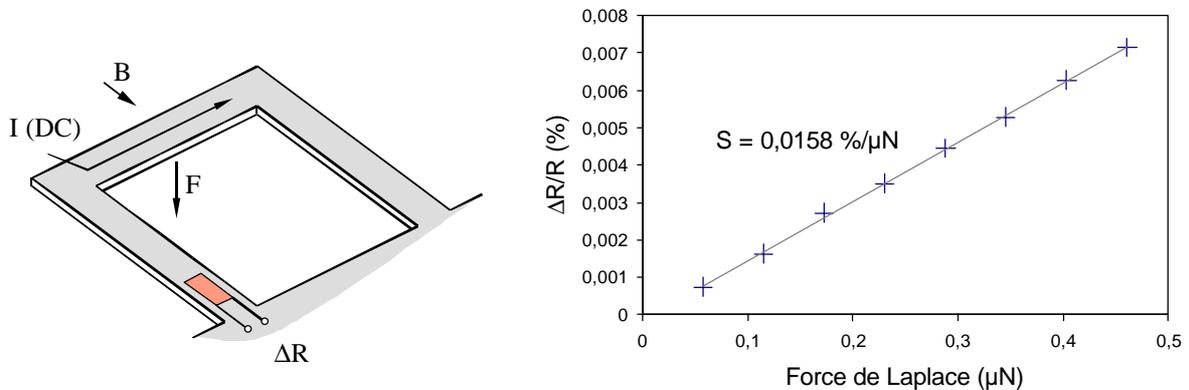


Figure 3.5 : Caractéristique statique sous l'action d'une force calibrée

**1.2.1.3. Extraction de la raideur  $k$  :**

Le coefficient de raideur de la structure peut être extrait des deux mesures précédentes. En effet :

$$\frac{\Delta R}{R} = S.F = A.z \tag{3.2}$$

D'où

$$\frac{F}{z} = k = \frac{A}{S} \tag{3.3}$$

Dans notre exemple, pour un cantilever E :

$$k = \frac{0,0567}{0,0158} = 3,6 \text{ kg} / \text{s}^2$$

#### 1.2.1.4. Extraction du paramètre $T_{Gf}$ et estimation du facteur de jauge $G$ :

Comme il a été montré au paragraphe (§II.1.3.2)  $T_{Gf}$  est un paramètre qui représente la sensibilité de la transformation électromécanique d'une structure cantilever. On peut l'extraire ce paramètre de la pente  $S$  de la caractéristique sous force connue (figure 3.5) en utilisant l'équation (2.31) soit :

$$T_{Gf} = S \cdot \frac{2 \cdot W_b}{L_c} \quad (3.4)$$

De la pente  $S$  précédemment mesurée, on obtient dans le cas d'un cantilever de type E :

$$T_{Gf} = 0,0158 \times \frac{2 \times 40}{320} \approx 3,95 \cdot 10^{-3} \% / \text{mV}$$

A partir de ce résultat, une estimation du facteur de jauge peut être obtenue par le calcul des différents termes  $n_{jauge}$ ,  $T_{In}$  à l'aide des informations du tableau 2.8 relatives aux propriétés mécaniques des matériaux et des informations de fonderie pour les épaisseurs. Pour le cantilever E de notre exemple, l'exploitation des relations (2.9) et (2.10) nous donne une inertie de section  $I_n$  de  $243,48 \mu\text{m}^4$  et une distance de  $2,84 \mu\text{m}$  ( $n_{jauge}$ ) entre le polysilicium et la fibre neutre. Du paramètre  $T_{Gf}$  précédemment extrait et de  $W_b = 40 \mu\text{m}$  donné dans le tableau 3.2, on trouve à l'aide de la relation (2.17) un facteur de jauge  $G$  sensiblement égal à 16. Cette valeur est tout à fait comparable aux résultats expérimentaux que l'on peut trouver dans la littérature [SET76], [MOS91]. On peut remarquer, cependant, que ce facteur de jauge est nettement inférieur à celui du silicium monocristallin, dont la valeur communément admise est voisine de 30.

### 1.2.2. Etude dans le domaine dynamique

#### 1.2.2.1. Réponse en régime harmonique

Pour cette mesure, la structure est à nouveau soumise à la force de Laplace. Pour étudier le comportement du cantilever en fréquence, le courant circulant dans la poutre est sinusoïdal et produit, en association avec un champ magnétique constant, une force alternative.

On relève pour différentes fréquences du courant, l'amplitude des variations relatives de la résistance aux bornes d'une jauge. La figure 3.6 illustre cette étape de caractérisation. De la caractéristique obtenue on extrait  $f_0$  la fréquence de résonance,  $\Delta R/R_{pp,max}$  l'amplitude de variation relative de résistance maximale et  $Q$  le facteur de qualité tel que :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (3.5)$$

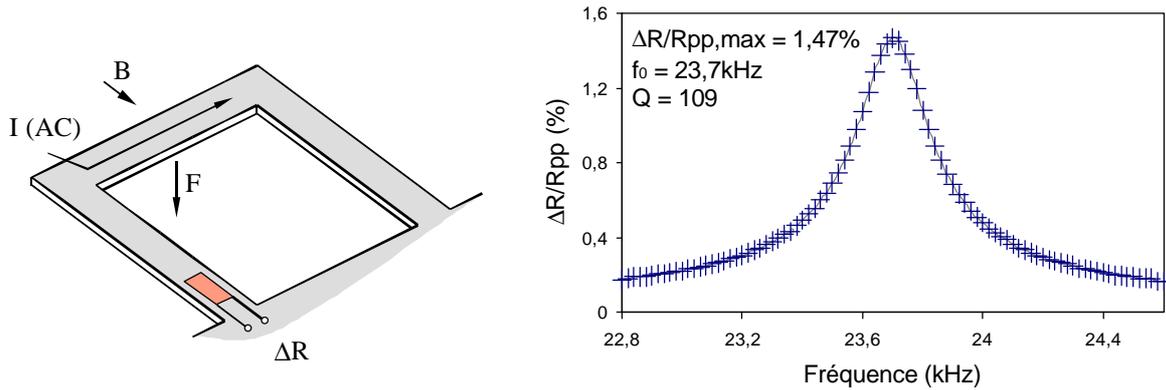


Figure 3.6 : La réponse en fréquence du cantilever U-Shape

### 1.2.2.2. Extraction de la masse $M$

La masse est très facilement déduite de la raideur à l'aide de l'expression de  $f_0$ . Le paragraphe (§II.1.3.3.2) justifie que l'on puisse confondre la fréquence de résonance et la fréquence propre pour les systèmes faiblement amortis. D'où l'utilisation de l'équation (2.24) :

$$f_0 = \frac{1}{2p} \omega_0 = \frac{1}{2p} \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (3.6)$$

Soit :

$$M = \frac{k}{(2pf_0)^2} \quad (3.7)$$

Pour le cantilever E, on trouve :

$$M = \frac{3,6}{(2 \cdot p \times 23,7 \cdot 10^3)^2} = 0,162 \text{ mg}$$

### 1.2.2.3. Extraction du coefficient d'amortissement $D$

De la même façon, le coefficient d'amortissement peut être déduit de l'expression (2.27) du facteur de qualité :

$$Q = \frac{k}{w_0 \cdot D} = \frac{\sqrt{k \cdot M}}{D} \quad (3.8)$$

D'où

$$D = \frac{k}{2\Pi \cdot f_0 \cdot Q} \quad (3.9)$$

Soit pour le cantilever E :

$$D = \frac{3,6}{2 \cdot \mathbf{p} \times 23,7 \cdot 10^3 \times 109} = 221,8 \cdot 10^{-9} \text{ kg / s}$$

### 1.2.2.4. Vérification de la raideur $k$

Le coefficient de raideur  $k$  est défini comme le rapport d'une force sur un déplacement. En remplaçant le déplacement ( $z$ ) par son expression dans l'équation (3.1) , il vient :

$$k = \frac{F}{z} = \frac{F \cdot A}{\Delta R / R} \quad (3.10)$$

Une force statique ( $F = I \cdot B \cdot W_C$  ) produit une variation de résistance statique  $\Delta R/R$ . Une force harmonique de même amplitude maximale (ou crête) produit à la fréquence  $f_0$  une variation de résistance d'amplitude (d'après la relation (2.27)) :

$$\frac{\Delta R}{R_{pp,\max}} = 2 \cdot Q \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad (3.11)$$

D'ou l'expression finale de  $k$  obtenue de (3.11) et (3.10) :

$$k = \frac{2 \cdot Q \cdot A \cdot I \cdot B \cdot W_C}{\Delta R / R_{pp,\max}} \quad (3.12)$$

Dans un cantilever E ayant une largeur de bras de  $40\mu\text{m}$ , la largeur des pistes métalliques que l'on peut obtenir en tenant compte des différentes règles de dessin (paramètre  $DR$  du paragraphe (§II.2.2.4) et relation (2.48)) est d'environ  $24\mu\text{m}$ . D'après le fondeur, la densité maximale de courant pouvant être subie par les deux couches métalliques superposées (en parallèle au sens électrique du terme), sans risques de destruction, est de l'ordre de  $1,5\text{mA}/\mu\text{m}$ . Ainsi, le courant maximal admissible à l'intérieur du cantilever E est de  $36\text{mA}$ . La réponse en fréquence a donc été établie avec un courant d'amplitude  $36\text{mA}$ , associé à un champ magnétique de  $40\text{mT}$ . Le calcul de  $k$  à l'aide de la relation précédente nous donne :

$$k = \frac{2 \times 109 \times 0,0567 \cdot 10^6 \times 36 \cdot 10^{-3} \times 40 \cdot 10^{-3} \times 320 \cdot 10^{-6}}{1,47} = 3,87 \text{ kg} / \text{s}^2$$

Outre la vérification de la raideur  $k$ , la correspondance entre la constante de raideur trouvée précédemment et celle issue de la réponse en fréquence permet de contrôler que le comportement du cantilever correspond bien à celui d'un système mécanique linéaire du deuxième ordre.

#### 1.2.2.5. Sensibilité en régime résonant : vérification du coefficient de qualité

L'exploitation d'une structure mécanique en régime résonant paraît à première vue intéressante pour la réalisation d'un capteur. En effet, la sensibilité au champ magnétique d'une structure résonante est multipliée par le facteur de qualité. Elle se trouve alors significativement plus élevée que la sensibilité de la même structure excitée en statique (dans notre exemple, le gain correspond à deux ordres de grandeur). L'étude du cantilever en régime résonant est donc utile pour positionner la solution technologique par rapport aux capteurs de champ magnétique existants.

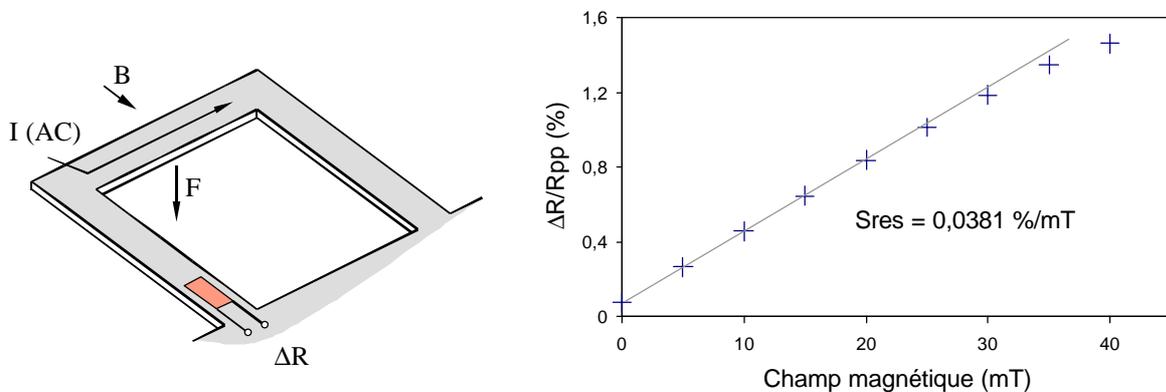


Figure 3.7 : Sensibilité en régime résonant

La caractéristique obtenue est pratiquement linéaire pour des champ magnétiques faibles, jusqu'à 20mT. Au delà, apparaît une non-linéarité qui est analysée en fin de chapitre. De la pente  $S$  de la réponse à une force statique connue, on peut calculer  $S_{stat}$ , la sensibilité en statique du cantilever au champ magnétique en %/T sachant que :

$$S_{stat} = S.I.W_c \quad (3.13)$$

Soit :

$$S_{stat} = 0,0158.10^6 \times 36,10^{-3} \times 320.10^{-6} = 182.10^{-6} \% / mT \approx \frac{1}{2.Q} S_{res}$$

Et ainsi vérifier le rapport  $Q$  entre sensibilité à la résonance et sensibilité statique. En effet :

$$Q = \frac{S_{res}}{2.S_{stat}} = \frac{0,0381}{2 \times 182.10^{-6}} = 104,7 \text{ est comparable à la valeur extraite précédemment } (Q=109).$$

#### 1.2.2.6. Réponse indicielle

Pour terminer cette caractérisation nous pouvons enfin examiner le comportement du cantilever en régime indiciel en appliquant des échelons de courant dans la structure. Pour relever la réponse (figure 3.8), une jauge est intégrée dans un pont de résistances et la tension en sortie de ce pont est amplifiée. La pulsation propre est directement déduite de la fréquence des oscillations naturelles observées sur la réponse transitoire. Le coefficient d'amortissement peut être extrait de l'enveloppe des dépassements. En effet, pour les systèmes du second ordre faiblement amortis, l'amplitude du  $n^{ième}$  dépassement ( $D_n$ ) peut se déduire de l'amplitude du premier ( $D_1$ ) à l'aide de la relation (qui se déduit des expressions (2.29) et (2.30) du paragraphe (§II.1.3.3.3)) :

$$\ln \frac{D_1}{D_n} \approx 2\mathbf{p} \cdot (n-1) \cdot \frac{D}{2M\mathbf{w}_0} \quad (3.14)$$

On peut ainsi vérifier graphiquement que les valeurs précédemment extraites de  $k$ ,  $M$  et  $D$  produisent une enveloppe de dépassement identique à celle de la réponse indicielle mesurée.

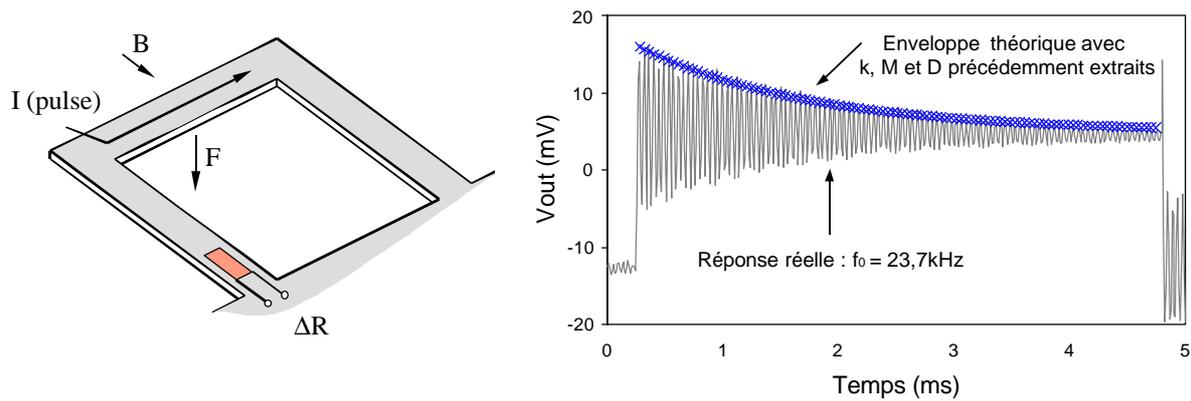


Figure 3.8 : Exploitation de la réponse indicielle

### 1.3. Conclusion

Une procédure expérimentale précise nous conduit à l'extraction des paramètres mécaniques et électromécaniques d'une structure cantilever "U-Shape". Pour certains de ces paramètres, comme le coefficient de raideur ou la masse, on dispose de modèles analytiques qui pourront être validés par ces résultats. Pour d'autres paramètres, comme le coefficient d'amortissement, ces résultats vont permettre la mise au point des modèles. On peut toutefois remarquer que la modélisation du cantilever par un système mécanique linéaire du second ordre apporte des résultats parfaitement acceptables. On peut également souligner le fait que la structure "U-Shape" constitue un véhicule de caractérisation remarquable qui ne nécessite pas la mise en œuvre de moyens de caractérisation lourds et qui est capable de fournir une quantité importante d'informations.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des résultats relatifs à la mise en œuvre de cette procédure de caractérisation sur un nombre significatif de cantilevers.

## **2. Résultats expérimentaux**

### **(application de la méthode de caractérisation)**

Pour la mise en œuvre de la méthode de caractérisation précédemment présentée, on dispose de 25 puces de type IC3 et de 10 puces de type IC6. Le circuit IC6 est un premier pas vers un "produit" destiné à l'application "capteur de champ magnétique" dans la mesure où il intègre une électronique de traitement. La caractérisation des cantilevers "U-Shape" décrite dans cette partie présente donc deux aspects :

- L'étude statistique des paramètres mécaniques et électromécaniques extraits sur le lot de 25 puces IC3. Cette étude nous amène à observer les dispersions du processus de fabrication. La valeur moyenne des paramètres obtenus par l'application de la méthode de caractérisation pourra être prise comme référence en comparaisons des résultats théoriques obtenus par l'application des modèles.
- Les performances du circuit IC6, qui pourront être comparées à celles des capteurs de champ magnétique existants. Ce circuit est également utilisé pour des études complémentaires se rapportant au coefficient d'amortissement et aux non-linéarités qui apparaissent en dynamique quand l'amplitude des oscillations augmente.

#### ***2.1. Etude statistique des paramètres mécaniques et électromécaniques***

Les tableaux qui suivent présentent de façon synthétique les résultats de mesures sur 25 puces de type IC3 (cantilevers C,D,E,F) mettant en œuvre la méthode de caractérisation précédemment décrite. La caractérisation d'un nombre significatif de structures complète notre connaissance du procédé technologique, en termes de performances, de fiabilité, et nous renseigne sur les dispersions auxquelles on peut s'attendre lors de la conception d'un microsystème FSBM.

##### **2.1.1. Rendement de fabrication**

Les chiffres du tableau 3.9 indiquent le taux de réussite du test de continuité électrique pour chacune des structures A à F. Ce test effectué à l'aide d'un simple Ohmmètre contrôle d'abord la présence de la structure par la mesure de la résistance de la piste métallique servant au

passage du courant pour la génération de la force de Laplace. Le test est ensuite complété par le contrôle de la résistance des jauges de contraintes. Ce test détecte donc les poutres brisées, soit complètement, soit simplement fissurées qui présentent un endommagement de la ligne de force, ou d'une jauge. Un examen optique qui a suivi ce test ohmique n'a pas révélé de nouvelles défaillances.

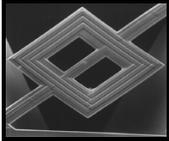
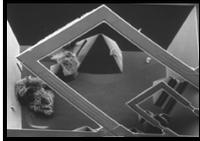
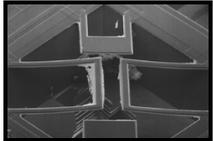
Structures	A	B	C	D	E	F
						
Rendement	100%	92%	60%	84%	80%	76%

Tableau 3.9 : Rendements de fabrication des structures électromécaniques

Ces chiffres amènent les commentaires suivants :

- Les structures en forme de pont (A et B), c'est-à-dire maintenues par deux extrémités opposées, sont plus résistantes que les cantilevers.
- Dans le cas des cantilevers, plus ils sont grands, plus ils cassent.
- La répartition des défaillances sur les puces n'est pas aléatoire (figure 3.10). Par exemple, lorsque le cantilever D (le plus petit) est cassé, la probabilité de trouver le cantilever C (le plus grand) également cassé est de 100%. Cette observation laisse supposer que les structures sont cassées lors de traitements individuels. C'est le cas pour les opérations de gravure et de montage en boîtier.

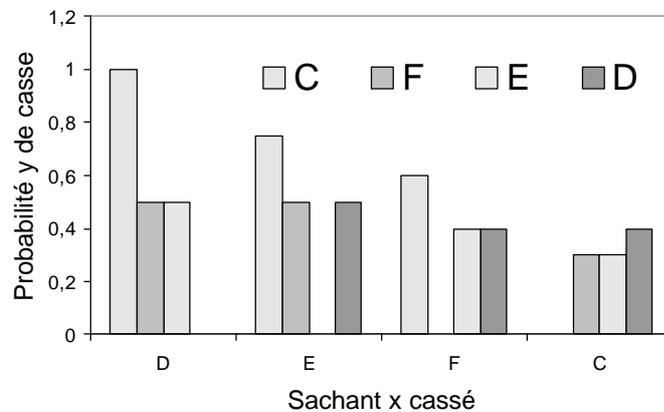


Figure 3.10 : Répartition des structures cassées sur les puces

### 2.1.2. Résultats de caractérisation en statique

Le tableau 3.11 présente les résultats obtenus concernant la caractérisation des paramètres statiques :  $A$ ,  $S$ ,  $k$  et  $T_{gf}$ . Ces chiffres doivent être considérés avec prudence compte tenu du nombre réduit (en moyenne une vingtaine) de structures fonctionnelles pour chacun des types (C, D, E, F). Néanmoins, un certain nombre de tendances méritent d'être signalées :

- La variation de résistance des jauges sous enfoncement imposé présente toujours une caractéristique très linéaire. La pente  $A$  est extraite par interpolation linéaire des points de mesure avec un coefficient de corrélation proche de 1. Les déplacements verticaux imposés vont jusqu'à  $80\mu\text{m}$  pour les cantilevers C, E et F (soit 25% de la longueur dans le cas de E) et  $25\mu\text{m}$  pour le cantilever D, plus court. Lors de ces essais, aucune structure n'a été endommagée.
- De la même façon, la variation de résistance des jauges sous l'action d'une force de Laplace connue est une caractéristique linéaire. Il faut tout de même remarquer que les forces statiques générées (de l'ordre du  $\mu\text{N}$ ) conduisent à des déformations du cantilever très faibles. Par exemple, dans le cas du cantilever C, une force statique maximale de  $2\mu\text{N}$ , obtenue par le passage d'un courant de  $97\text{mA}$  associé à un champ magnétique de  $40\text{mT}$  conduit à une déformation verticale de  $0,8\mu\text{m}$  de l'extrémité du cantilever. On ne peut donc pas généraliser la linéarité observée pour de grandes amplitudes de déformation.
- On peut observer que les dispersions relevées sur les paramètres du cantilever D (le plus petit) sont les plus importantes. Systématiquement, celles relevées sur le cantilever C (le plus grand) sont les plus faibles.
- Le paramètre  $T_{gf}$  relevé n'est pas tout à fait constant contrairement à nos attentes. Il faut cependant remarquer que l'expression (3.4) de ce paramètre fait l'hypothèse d'une jauge ponctuelle située à l'encastrement de la structure. Or la résistance mesurée en caractérisation comprend la jauge dans sa partie utile, et les résistances d'accès.

	<b>C</b>		<b>E</b>		<b>F</b>		<b>D</b>	
	Moyenne	Ecart type (%)						
$A$ (%/ $\mu\text{m}$ )	<b>0,0251</b>	3,1	<b>0,0593</b>	4,5	<b>0,058</b>	7,5	<b>0,161</b>	7,5
$S$ (%/ $\mu\text{N}$ )	<b>0,0106</b>	7,2	<b>0,0153</b>	8,6	<b>0,0165</b>	16	<b>0,0174</b>	14
$k$ (kg/s <sup>2</sup> )	<b>2,4</b>	10,3	<b>3,9</b>	13,1	<b>3,6</b>	14,3	<b>9,5</b>	14,1
$T_{gf}$ (%/ $\mu\text{N}$ )	<b>0,0032</b>	7,2	<b>0,0038</b>	8,6	<b>0,0038</b>	15,2	<b>0,0033</b>	28

Tableau 3.11 : Résultats de caractérisation en statique

### 2.1.3. Résultats de caractérisation en dynamique

Le tableau 3.12 récapitule les résultats obtenus lors de la caractérisation dynamique des cantilevers :

- On observe que le facteur de qualité  $Q$  augmente lorsque la fréquence  $f_0$  de résonance augmente. Cette observation a déjà été relevée dans la littérature au sujet de poutres micro-usinées à partir de substrat CMOS par une gravure en face arrière [LAN98].
- Les cantilevers ont été excités avec le courant maximum admissible (qui est une fonction de la largeur des bras  $W_b$ ). La variation relative de résistance des jauges à la résonance est maximale pour le cantilever C (2,63%) et décroît en même temps que la taille des structures. Cela signifie qu'une sensibilité importante (à la résonance) se paye au prix d'une augmentation de surface et de puissance dissipée.
- On relève des dispersions plus faibles sur les fréquences de résonance que sur les paramètres  $k$  et  $M$  dont elles dépendent. Ceci peut s'expliquer par une variation corrélée des paramètres  $k$  et  $M$ . Par exemple, si l'opération de gravure entame les oxydes qui subissent le bain, on doit assister à une diminution simultanée des paramètres  $k$  et  $M$ . Les dispersions sur  $f_0$  sont toutefois d'autant plus importantes que la structure est petite.

	<b>C</b>		<b>E</b>		<b>F</b>		<b>D</b>	
	Moyenne	Ecart type (%)	Moyenne	Ecart type (%)	Moyenne	Ecart type (%)	Moyenne	Ecart type (%)
$f_0$ (kHz)	<b>8,97</b>	2,6	<b>23,06</b>	6,7	<b>20,45</b>	3,0	<b>37,84</b>	7,3
$Q$	<b>59,07</b>	4,7	<b>110,02</b>	7,0	<b>100,32</b>	10,7	<b>159,12</b>	19,7
$DR/R_{pp,max}$ (%)	<b>2,63</b>	4,8	<b>1,52</b>	11,5	<b>1,61</b>	17,1	<b>0,89</b>	21,0
$M$ ( $10^{-10}$ kg)	<b>7,53</b>	6,9	<b>1,86</b>	4,8	<b>2,15</b>	12,0	<b>1,67</b>	7,7
$D$ ( $10^{-7}$ kg/s)	<b>7,19</b>	7,4	<b>2,46</b>	10,1	<b>2,79</b>	19,8	<b>2,4</b>	10,8

Tableau 3.13 : Résultats de caractérisation en dynamique

## 2.2. Etude avec amplification intégrée

### 2.2.1. Présentation du circuit d'amplification

Le circuit IC6 combine les cantilevers C, D et E avec pour chacun, un circuit d'amplification intégré à trois amplificateurs opérationnels dont le schéma est donné figure 3.13. Chaque cantilever possède deux jauges qui sont intégrées par paire dans un pont de Wheatstone. Dans le cas des cantilevers C et D, présents chacun en exemplaire unique, des résistances déposées sur le substrat complètent les ponts. Concernant le cantilever E, deux structures ont été conçues pour permettre une excitation en opposition de phase et le montage d'un pont de Wheatstone complet.

Ce montage amplifie la différence de tension ( $V_{IN1}-V_{IN2}$ ) par un gain ayant pour expression :

$$G = \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R2}\right) \times \left(\frac{R4}{R3}\right) \times \left(1 + \frac{R5}{R6}\right)$$

Les résistances R1 à R4 ont été calculées pour obtenir un gain initial de 50, qui correspond au gain fixe des amplificateurs connectés aux capteurs C et E. Le gain du troisième amplificateur, connecté à la structure D, est programmable par un jeu de résistances externes à la puce (R5 et R6).

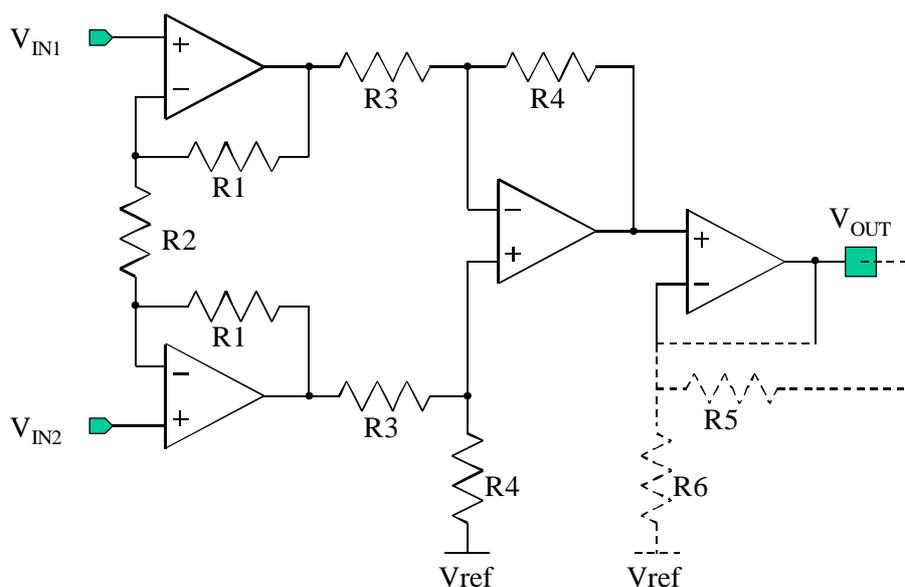


Figure 3.13 : Schéma de l'amplificateur d'instrumentation intégré dans IC6

Pour permettre la compensation de l'offset lié aux dispersions sur la valeur des résistances des jauges, les ponts de Wheatstone s'ouvrent à l'extérieur sur deux plots de contact permettant de polariser différemment chacune des deux branches. Cette particularité nous permet de plus de caractériser les circuits d'amplification indépendamment de l'excitation des poutres. Les résultats de cette caractérisation sont présentés figure 3.14. Souhaitant une alimentation asymétrique de l'ensemble du circuit de type 0-5V, le second étage d'amplification est polarisé à 2,5 V ( $V_{ref}$  sur le schéma) et amène donc un mode commun en sortie identique (2,5V).

On remarque que la programmation d'un gain important sur l'amplification du capteur D provoque un offset significatif.

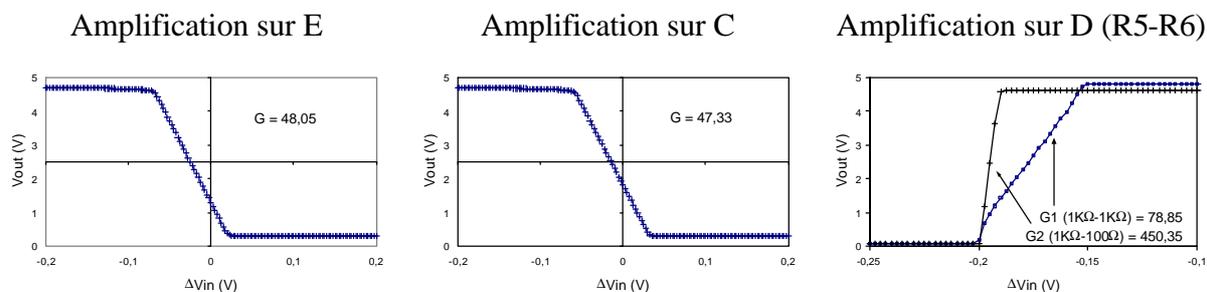


Figure 3.14 : Caractéristiques statiques des circuits amplificateurs

## 2.2.2. Résultats de caractérisation en statique

### 2.2.2.1. Effet thermique

Par conception, le circuit de courant permettant la génération de la force de Laplace et le circuit de mesure comprenant jauges et amplificateurs sont galvaniquement isolés. On observe cependant que le passage d'un courant continu dans la ligne de force du cantilever provoque un changement de mode commun à la sortie de l'amplificateur, même lorsque le champ magnétique est nul. Cette variation de mode commun est très probablement une conséquence de l'échauffement du cantilever. En effet, la caractéristique parabolique que l'on observe sur le cantilever C (figure 3.15) correspond à la forme d'une dissipation thermique par effet Joule dans l'aluminium du cantilever (sous la forme  $R.I^2$ ). De plus, le double cantilever E est beaucoup moins sensible à ce phénomène, ce qui paraît normal dans la mesure où les quatre jauges formant le pont de Wheatstone s'échauffent en même temps, ce qui préserve l'équilibre du pont.

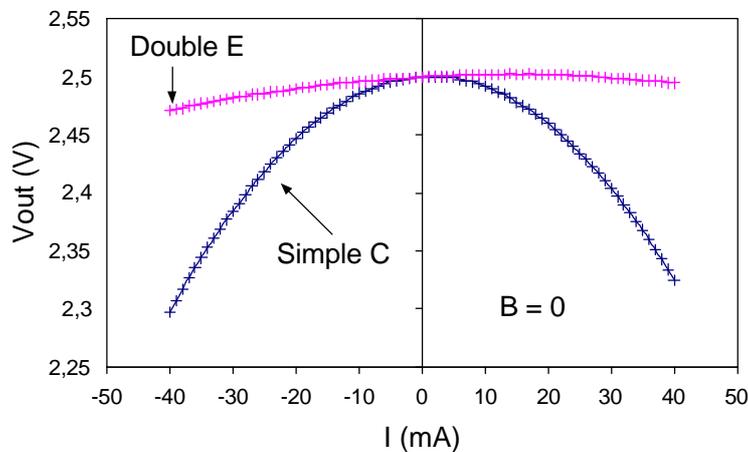


Figure 3.15 : Compensation de l'effet thermique

### 2.2.2.2. Sensibilité statique

Une étude comparative des sensibilités statiques des capteurs C et E est présentée sur la figure 3.16. Si l'on tient également compte de la surface de silicium occupée par chacun des capteurs, la sensibilité obtenue devient :

- Pour le "double E", avec une surface occupée de 0,680 mm<sup>2</sup> :  
 $S(E) = 14 \text{ V}/(\text{A.T.mm}^2)$
- Pour le "simple C", avec une surface occupée de 0,810 mm<sup>2</sup> :  
 $S(C) = 6,5 \text{ V}/(\text{A.T.mm}^2)$

Soit un rapport supérieur à 2. En conclusion, le capteur constitué de deux cantilevers excités en opposition de phase, outre sa capacité à compenser les effets thermiques, offre une meilleure sensibilité pour un coût (puissance consommée et surface de silicium) équivalent à celui d'une structure simple.

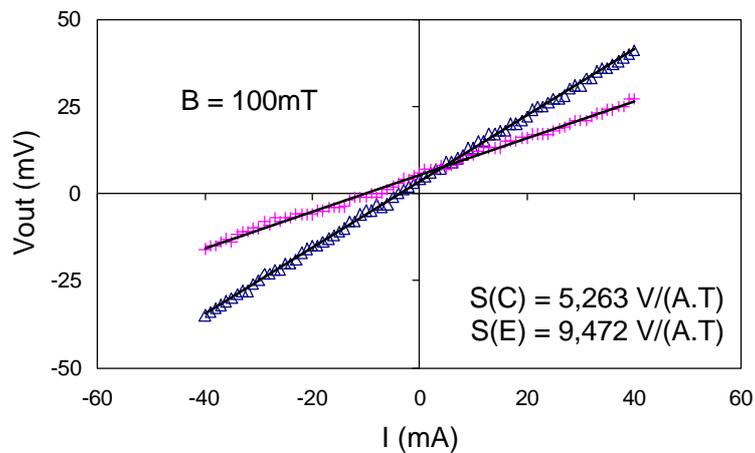


Figure 3.16 : Sensibilité statique

### 2.2.2.3. Sensibilité en régime harmonique

Le double cantilever a été conçu pour tirer parti au maximum du facteur de qualité. En effet, la résonance simultanée des deux cantilevers en opposition de phase permet en théorie de multiplier par deux fois le facteur de qualité la sensibilité d'une seule poutre excitée en statique. Comme on pouvait le prévoir compte tenu des dispersions relevées dans le tableau 3.13, aucun capteur E sur l'ensemble des 10 puces livrées ne dispose de deux cantilevers ayant la même fréquence de résonance. Sur la photographie de la figure 3.18, on peut observer que la différence entre les fréquences de résonance semble liée à la présence d'oxydes résiduels qui augmentent la masse d'une poutre. La conséquence sur la réponse en fréquence est illustrée figure 3.17.

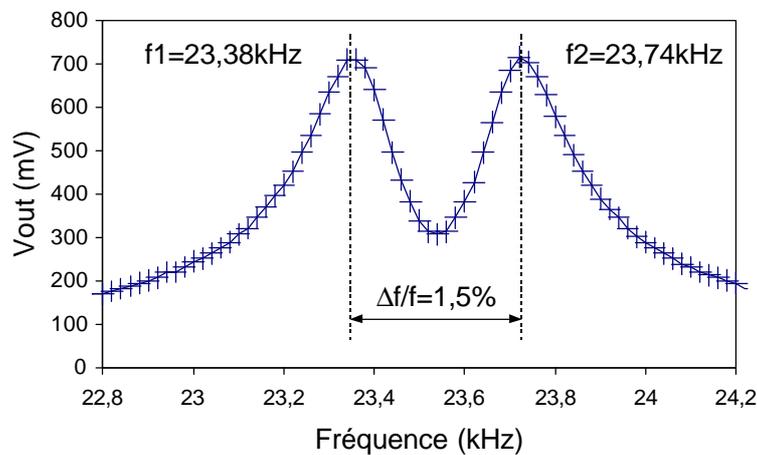


Figure 3.17 : Réponse en fréquence du double cantilever

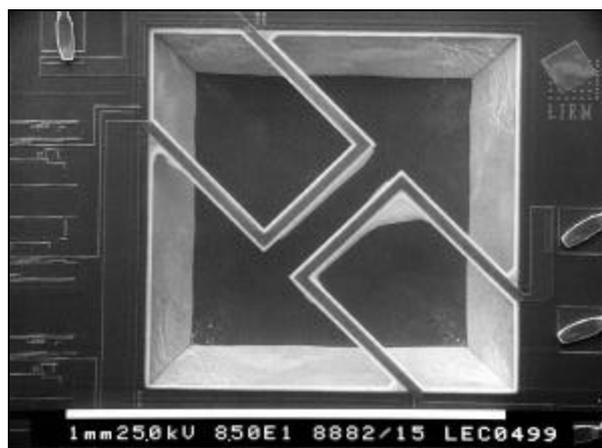


Figure 3.18 : La présence d'oxydes résiduel dans un coin du cantilever explique la différence de fréquence de résonance des deux structures

Si l'on admet comme hypothèse que la différence des fréquences de résonance est lié à l'augmentation de masse de l'une des structures, on peut écrire :

$$\Delta M = k \left( \frac{1}{(2p \cdot f_1)^2} - \frac{1}{(2p \cdot f_2)^2} \right)$$

Soit avec les fréquences correspondantes aux deux résonances observées sur la figure 3.17 et la valeur moyenne de la masse et de la raideur du cantilever E (tableau 3.12), on obtient :

$$\frac{\Delta M}{M} = \frac{3,9}{1,86 \cdot 10^{-10}} \left( \frac{1}{(2p \times 23,38 \cdot 10^3)^2} - \frac{1}{(2p_2 \times 23,74 \cdot 10^3)^2} \right) \approx 3\%$$

Cet écart est inférieur à l'écart-type observé sur la masse du cantilever E (4,8%). Il paraît donc improbable, compte tenu des dispersions relevées sur les paramètres mécaniques de réaliser une paire de structures ayant rigoureusement la même fréquence de résonance. Sur les 10 puces IC6 qui ont été caractérisées, aucune paire de cantilevers E n'a eu cette chance.

L'étude comparative des sensibilités au champ magnétique, à la fréquence de résonance est présentée sur la figure 3.19 et dans le tableau 3.20. On observe que pour une même consommation ( $I$  identique pour les 3 structures) et un même gain d'amplification (50), les cantilevers C, D et E offrent pratiquement la même sensibilité à la résonance (ligne 1 du tableau). Par contre, les sensibilités obtenues par l'application du courant maximum admissible par chacune des structures montre que l'on peut atteindre des sensibilités absolues supérieures en le payant en surface et en puissance.

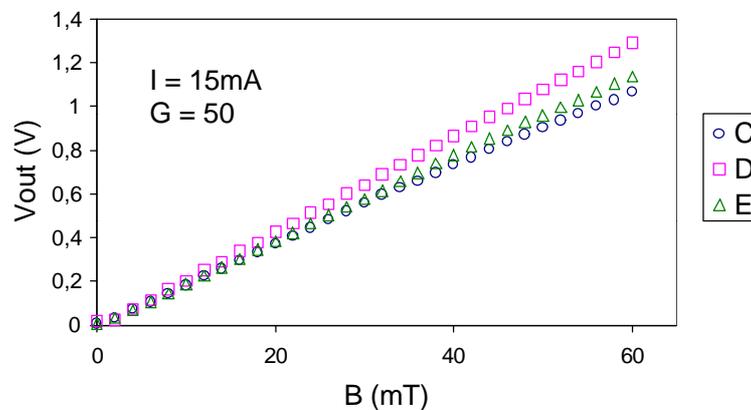


Figure 3.19 : Sensibilités comparées à la résonance (consommation égale)

Sensibilité à la résonance	C	D	E
Pour $I = 15\text{mA} = I_{\text{max}}(D)$ en $V_{\text{pp}}/T$	17,9	21,7	19,2
Pour $I = I_{\text{max}}(i)$ en $V_{\text{pp}}/T$	115,7	21,7	46,1
En $V/(A.T)$	596,4	723,3	640,2
En $V/(A.T.\text{mm}^2)$	736	4520	941

Tableau 3.20 : Sensibilités à la résonance exprimées en fonction de la consommation et de l'occupation en surface des cantilevers C, D et E

### 2.3. Etudes complémentaires

#### 2.3.1. Coefficient d'amortissement

Au cours du chapitre précédent, nous avons fait l'hypothèse que l'amortissement des poutres était lié aux frottements de l'air. Pour vérifier cette hypothèse la caractérisation dynamique des poutres à été réalisée dans le vide. Produit par l'action d'une pompe turbomoléculaire, on peut considérer ce vide comme parfait. La figure 3.21 compare la réponse en fréquence d'un même cantilever dans l'air et dans le vide.

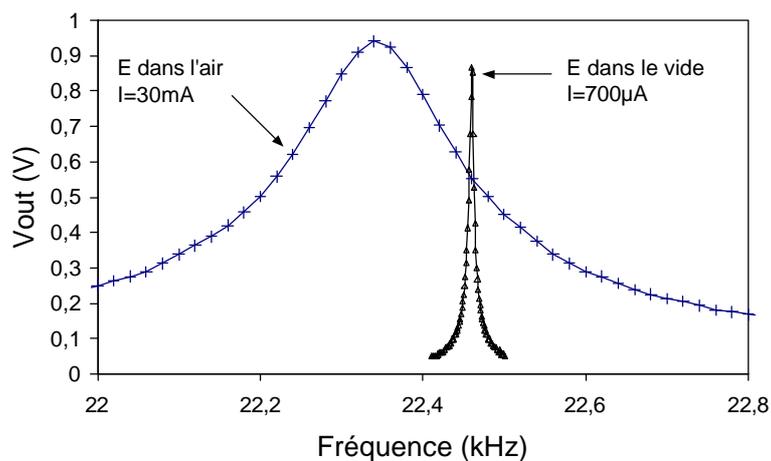


Figure 3.21 : Réponse en fréquence d'une structure dans l'air et dans le vide

On extrait de la réponse en fréquence dans le vide un facteur de qualité voisin de 4000. Le comportement des cantilevers dans le vide sera étudié plus en détail au paragraphe (§III.2.3.2). Cette caractéristique montre clairement que l'amortissement des poutres est lié majoritairement au milieu fluide dans lequel elles évoluent.

Il s'agit maintenant de savoir si les forces d'amortissement sont proportionnelles à la vitesse de mouvement du cantilever ou au carré de cette vitesse. Pour cela, nous pouvons calculer un nombre de Reynolds approché. En supposant la section des poutres cylindrique, le nombre de Reynolds que l'on trouve pour un cantilever de 80µm de large dont la vibration à la fréquence de 10kHz possède une amplitude de 10µm est dans l'air (équation 2.44) :

$$R_e = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{\frac{1}{2} \times 10 \cdot 10^3} \times \frac{80 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-5}} \approx 1$$

Ce résultat, très faible en comparaison de la limite fixée à 100 (cf §II.2.2.3), nous rapproche de l'hypothèse des forces de frottements proportionnelles à la vitesse.

Pour appuyer ce résultat approximatif, nous avons superposé la réponse indicielle expérimentale d'un cantilever de type C (illustrée figure 3.22 par des cercles) à deux résultats de simulés :

- La réponse théorique du modèle linéaire est représenté par la courbe pleine. Comme paramètre au modèle, sont pris les paramètres k, M et D extraits du cas expérimental.
- La réponse théorique du modèle quadratique est représenté en pointillés. Dans ce cas, k et M correspondent aux paramètres extraits du cas expérimental et D est déterminé par approximations successives pour obtenir des dépassements comparables à ceux du cas linéaire. Ici, sont mis en correspondance le premier et le 34<sup>eme</sup> dépassement.

Il semble, au regard de cette figure que l'hypothèse d'un amortissement linéaire soit justifiée. Il faut cependant remarquer que l'application d'un échelon de force sur le cantilever ne produit pas d'importantes déformations (deux fois la réponse statique soit environ 1,6 µm dans le cas du cantilever C, (cf §III.2.1.2)).

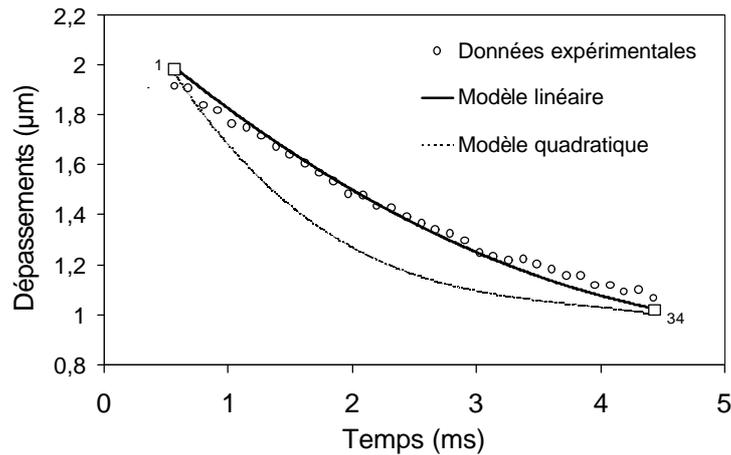


Figure 3.22 : Comparaison de la réponse indicielle d'un cantilever C avec la réponse d'un modèle linéaire (ligne pleine) et quadratique (pointillés)

### 2.3.2. Etude dans le vide

En théorie, si le coefficient d'amortissement d'un système mécanique du deuxième ordre est nul, le facteur de qualité est infiniment grand. Si on excite un tel système à sa fréquence de résonance, l'amplitude des oscillations devient également infinie. En pratique on constate une augmentation importante de l'amplitude des oscillations lorsque les structures sont excitées sous vide d'air.

Sur la figure 3.23, la réponse en fréquence d'un cantilever (simple) de type E est représentée pour différentes amplitudes du courant de force. Pour  $I=0,7$  mA, on retrouve la caractéristique présentée précédemment (figure 3.21).

Pour les faibles excitations, la réponse en fréquence du cantilever présente une forme semblable à celles que l'on peut relever dans l'air. Le facteur de qualité extrait est de l'ordre de 4000 soit environ 40 fois supérieur à celui des cantilevers mis en œuvre à la pression atmosphérique. Lorsque l'on augmente l'amplitude du courant de force, on constate tout d'abord une évolution de la fréquence de résonance. A cette évolution, s'associe l'apparition d'une sorte de dissymétrie du pic de résonance. Cette dissymétrie est visible sur la caractéristique à  $I=1$  mA.

En effet, sachant que le pas de mesure en fréquence est constant, on remarque un nombre inférieur de points pris sur la partie descendante de la courbe en comparaison du nombre de

points pris sur la partie montante. Cette tendance s'accroît jusqu'à l'apparition d'un phénomène d'hystérésis comme le montre la courbe tracée avec  $I=1,7\text{mA}$ . Si l'on considère que la déformation apparaît pour des tensions de sortie supérieures à  $1\text{V}$ , le déplacement correspondant de l'extrémité du cantilever est de  $8\mu\text{m}$  soit  $2,5\%$  de la longueur.

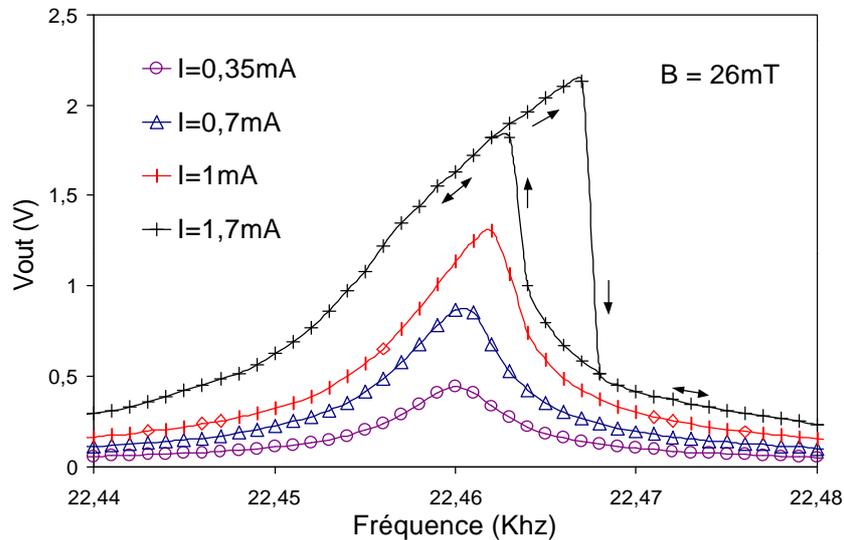


Figure 3.23 : Evolution de la réponse en fréquence d'un cantilever E avec l'amplitude de la déformation (dans le vide).

La figure 3.24 montre la réponse en fréquence théorique d'un système présentant une non-linéarité sur le coefficient de raideur. Physiquement, il est impossible de parcourir cette caractéristique de façon continue ce qui donne lieu au phénomène d'hystérésis observé. Nous avons déjà observé (§II.1.3.2) que la relation (2.14) qui lie la déformation de la poutre au moment fléchissant qu'elle subit ne peut s'écrire que dans le cas de faibles déformations.

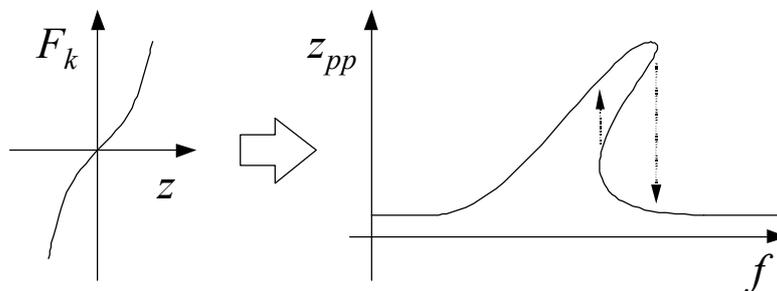


Figure 3.24 : Réponse en fréquence théorique d'un système où la force de rappel n'est pas une fonction linéaire de la déformation

### 3. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons présenté l'étude expérimentale de la structure cantilever "U-Shape".

Dans une première partie, nous avons présenté la méthode de caractérisation. Celle-ci débute par une présentation des circuits de test. Nous avons ensuite passé en revue toutes les étapes expérimentales qui conduisent à la détermination des paramètres de modélisation. Le traitement numérique d'un exemple accompagne cet exposé.

En statique, nous avons montré que deux séries de mesures (enfoncement connu et force connue) permettent l'extraction des paramètres du modèle statique, à savoir la raideur  $k$ , et le paramètre électromécanique  $T_{Gf}$ . Avec ce paramètre, nous avons pu estimer le facteur de jauge du polysilicium CMOS utilisé.

En dynamique, nous avons extrait la masse  $M$  et le coefficient d'amortissement  $D$  à l'aide de la réponse en fréquence. L'étude de la sensibilité en régime résonant, et l'étude de la réponse indicielle sont également proposées, mais à titre de vérification uniquement.

Des résultats observés sur l'exemple, nous avons validé l'utilisation du système mécanique du second ordre comme modèle mathématique pour nos structures. Nous avons également observé que le cantilever "U-Shape" constitue un véhicule de test performant.

Dans une seconde partie, nous avons mis en œuvre la méthodologie de caractérisation pour procéder à l'extraction des paramètres sur un nombre important de structures. Ainsi, nous avons présenté un bilan statistique des paramètres relevés sur une centaine de cantilevers.

De cette étude statistique on retiendra que les dispersions relevées sont, en moyenne sur l'ensemble des paramètres, de l'ordre de 30% ( $\pm 3\sigma$ ). Ces dispersions nous permettent de spécifier la précision que l'on attend des modèles de simulation. Elles sont également à prendre en compte lors de la conception d'un composant de type poutre FSBM. Nous avons par exemple observé que l'appariement des fréquences de résonance sur deux cantilevers est pratiquement impossible (pour des fréquences et des facteurs de qualités élevés).

L'un des circuits de test intègre une électronique d'amplification. A l'aide de ce circuit, nous avons montré les problèmes de couplage thermique entre la ligne de passage du courant nécessaire à la force de Laplace et les jauges. Nous avons apporté une solution à ce problème avec la conception d'un capteur composé de deux structures cantilevers identiques. L'excitation en opposition de phase de ces deux structures montre qu'il est possible de doubler le gain statique par rapport à un cantilever simple, avec une surface de silicium occupée comparable. Ce n'est pas le cas en dynamique, pour les problèmes d'accord en fréquence évoqués plus haut.

Les sensibilités au champ magnétique que l'on obtient avec la structure "U-Shape" amplifiée ont été présentées. En régime résonant, avec des facteurs de qualités voisins de 100, on atteint des sensibilités très intéressantes de l'ordre de  $100V_{AC}/T$ . Nous avons toutefois montré que cette sensibilité absolue se paye directement en surface de silicium et en puissance dissipée.

La recherche des causes d'amortissement nous a enfin conduit à la caractérisation des structures dans le vide. Nous avons alors vérifié que l'amortissement des structures est bien lié aux frottements avec le milieu fluide dans lequel elles évoluent (ici l'air). Les facteurs de qualité observés dans le vide sont de l'ordre de 4000 soit 40 fois plus grands que dans l'air. L'augmentation de l'amplitude des oscillations entraîne l'apparition de phénomènes non-linéaires dans le cantilever, qui nous ont amené à limiter le domaine de validité des modèles. Sur une structure, nous avons identifié cette limite pour des déplacements verticaux  $z$  équivalents à 2,5% de la longueur  $L_c$  du cantilever.

Au cours du chapitre IV, nous allons confronter les résultats de caractérisation qui viennent d'être présentés aux résultats théoriques issus de l'application des modèles présentés dans le chapitre II.



## CHAPITRE IV

### VALIDATIONS ET PERSPECTIVES

Dans les chapitres précédents, nous avons d'une part développé des modèles de simulation de la structure "U-Shape", d'autre part exécuté une caractérisation. Ce chapitre présente une étude comparative des résultats théoriques et expérimentaux nécessaire à la validation des modèles. L'utilisation conjointe des modèles validés et des caractéristiques relevées au cours du chapitre III nous conduirons ensuite à positionner la solution "cantilever" dans l'application capteur de champ magnétique. Enfin des solution MEMS alternatives seront proposées.

Dans une première partie, ce chapitre propose donc une comparaison des résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur la détermination des paramètres mécaniques des structures cantilevers : la masse, le coefficient de raideur et la fréquence de résonance. Dans le cas particulier du coefficient d'amortissement, nous pourrions identifier le paramètre technologique manquant dans le modèle semi-empirique proposé au cours du chapitre II. L'objectif est d'achever la modélisation et de la valider.

Une seconde partie développe l'analyse des performances en terme de sensibilité et de bande passante de la solution cantilever "U-Shape" dans le cadre de la mesure de champ magnétique. On comparera ces performances à celles d'un capteur de référence CMOS utilisant l'effet Hall. Les chiffres issus de caractérisation pourront être directement comparés. La modélisation est, elle, utilisée pour extrapoler les performances de la structure "U-Shape" en dehors du cadre des véhicules de test utilisés. En conclusion, on pourra identifier les conditions d'utilisation de la structure cantilever pour en tirer le maximum de bénéfice.

L'analyse précédente montre les limites de la solution "cantilever U-Shape excité par la force de Laplace" pour une application à la mesure du champ magnétique. Des solutions alternatives seront alors proposées dans une troisième partie. En particulier, l'utilisation de matériaux ferromagnétiques comme moyen d'excitation mérite toute notre attention. Sur ce sujet, une étude préliminaire a été menée et a conduit à la fabrication d'un démonstrateur. Les premiers résultats de caractérisation sont encourageants et offrent une perspective intéressante à nos travaux.

## 1. Validation des modèles théoriques

Les résultats de caractérisation présentés dans le chapitre précédent montrent que la modélisation du cantilever U-Shape par un système mécanique linéaire du deuxième ordre produit des résultats satisfaisants tant que l'on reste dans le domaine des faibles déformations.

L'utilisation des modèles développés au chapitre II sur les cantilevers des circuits IC3 et IC6 permet un calcul théorique du coefficient de raideur et de la masse. Il convient à présent de contrôler la validité de ces modèles en comparant leurs résultats avec les résultats de caractérisation. Le cas particulier de l'amortissement sera traité ensuite. Ne disposant pas de modèle théorique fiable pour ce paramètre, une expression semi-empirique sera proposée.

### 1.1. Coefficient de raideur

Le calcul théorique du coefficient de raideur est particulièrement sensible aux données que sont les épaisseurs des couches CMOS et la longueur  $L_c$  de la structure. En effet, ces données interviennent à la puissance 3 dans le calcul de  $k$ .

Considérant l'orientation particulière ( $45^\circ$ ) des structures cantilevers, par rapport aux limites de la cavité, la détermination de la longueur  $L_c$  effective est difficile. La figure 4.1. représente la zone d'encastrement d'un cantilever "U-Shape".

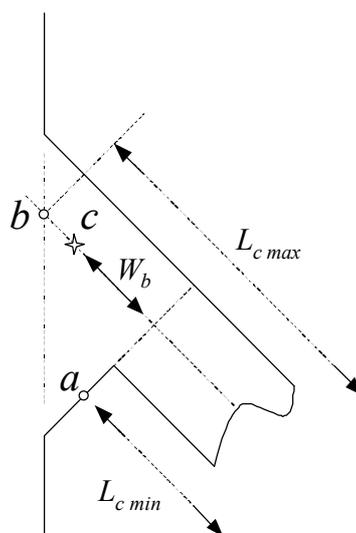


Figure 4.1 : Localisation d'un point d'encastrement fictif

Initialement, les coefficients de raideur ont été calculés en prenant comme référence à  $L_c$  le point "a" (ce qui correspond aux valeurs de  $L_c$  présentées dans le tableau 3.2, soit une longueur minimale). Les valeurs de  $k$  obtenues alors ont été supérieures de plus de 50% aux valeurs mesurées.

Le choix du point "b" comme référence à  $L_c$  (pour une longueur maximale) conduit à l'inverse à des valeurs de  $k$  trop faibles. Le choix (arbitraire), d'ajouter à la longueur  $L_c$  initiale la largeur  $W_b$  (point "c") produit les résultats qui sont présentés maintenant.

Sur le graphique de la figure 4.2. sont comparés les résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur le coefficient de raideur des cantilevers C, D, E et F.

Le calcul théorique correspond à l'application des équations (2.16) (2.10) et (2.11) en utilisant les données de dessin du tableau 3.2, les données technologiques du tableau 2.8, et les données de fonderie concernant l'épaisseur des couches CMOS.

Les écarts autour de la valeur typique sont obtenus en considérant l'incertitude sur l'épaisseur des couches CMOS données par le fondeur. Les écarts autour des valeurs moyennes extraites selon la procédure du chapitre III correspondent à trois fois l'écart-type caractérisé ( $\pm 3\sigma$ ).

Les résultats de cette comparaison nous montrent que :

- Le coefficient de raideur théorique moyen est généralement supérieur aux coefficients extraits. Le tableau 4.3. récapitule les écarts observés. Cette tendance n'est pas vérifiée dans le cas du cantilever D. On peut l'expliquer par le fait que le modèle de raideur ne prend pas en compte la réduction locale des bras. Les résultats présentés considèrent une largeur constante  $W_b = W_{b,min} = 20\mu m$  et conduisent naturellement à une valeur de  $k$  inférieure à la valeur réelle.
- Les dispersions autour de la valeur moyenne sont de l'ordre de 30%, qu'il s'agisse des résultats théoriques ou des résultats expérimentaux. On peut donc raisonnablement valider le modèle raideur.

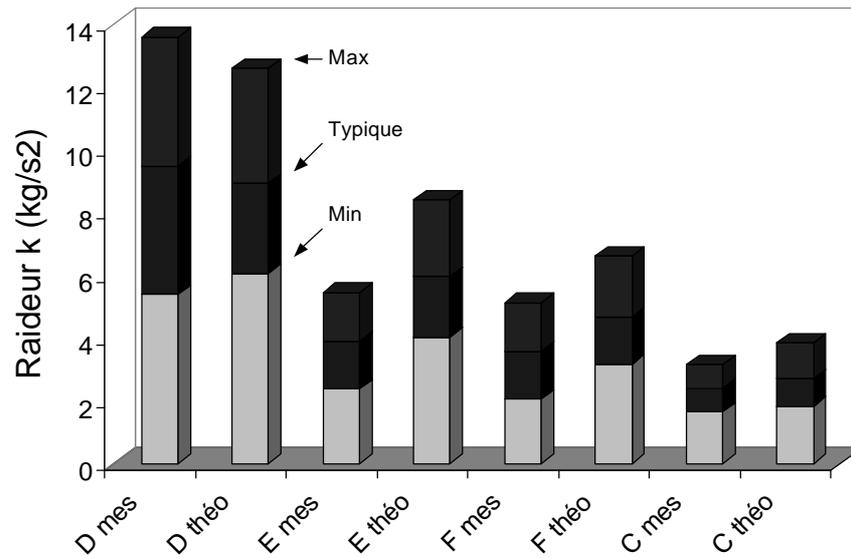


Figure 4.2 : Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux sur le coefficient de raideur

	D	E	F	C
$\Delta k/k_{théo}$ (%)	6,1	34,3	23,5	11,8

Tableau 4.3 : Ecart entre les résultats théoriques et expérimentaux sur la valeur moyenne du coefficient de raideur

## 1.2. Masse

Sur le graphique de la figure 4.4. sont comparés les résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur la masse des cantilevers C, D E et F. Les écarts correspondants entre les valeurs moyennes sont donnés dans le tableau 4.5. Les résultats théoriques ont été obtenus en appliquant la relation (2.41) avec les masses volumiques du tableau 2.8 et les données géométriques du tableau 3.2.

Ces chiffres montrent que le calcul théorique de la masse produit des résultats supérieurs aux résultats de caractérisation avec un écart pratiquement constant de l'ordre de 30%. Toutefois, dans la mesure où les dispersions relevées en caractérisation sont du même ordre de grandeur, nous pouvons retenir le modèle de masse.

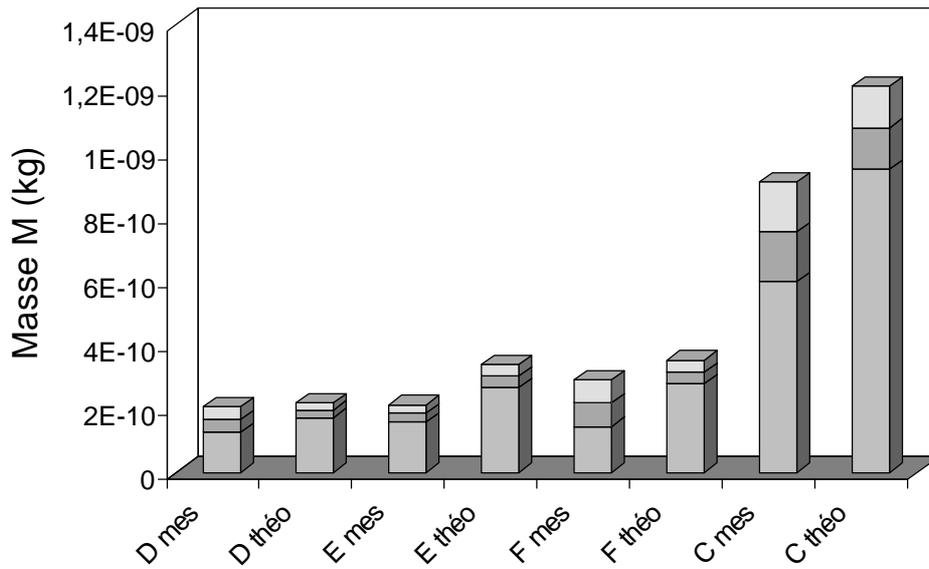


Figure 4.4. : Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux sur la masse

	D	E	F	C
$\Delta M/M_{\text{théo}} (\%)$	14,9	38,4	30,7	30,1

Tableau 4.5 : Ecart entre les résultats théoriques et expérimentaux sur la valeur moyenne de la masse

### 1.3. Fréquence de résonance

Le tableau 4.6 montre les écarts relevés entre la fréquence de résonance moyenne extraite pour chaque structure et la fréquence obtenue par l'application de la relation (2.24) en utilisant les valeurs moyennes théoriques de k et M.

	D	E	F	C
$\Delta f_0/f_0 \text{ théo} (\%)$	11,3	3,4	5,3	12,4

Tableau 4.6 : Ecart entre les résultats théoriques et expérimentaux sur la valeur moyenne de la fréquence de résonance

Ces écarts (de l'ordre de 10%) sont plus raisonnables que ceux observés sur  $k$  et  $M$  comme on pouvait le prévoir dans la mesure où ces deux paramètres ont été simultanément surestimés.

Si l'on suppose que les modèles analytiques sont corrects, on peut s'interroger sur les paramètres technologiques susceptibles d'être à l'origine des écarts conjointement observés sur la raideur et la masse. La prise en compte d'épaisseurs de couches CMOS plus importantes que les épaisseurs réelles est une hypothèse probable.

### **1.3. Coefficient d'amortissement**

L'étude expérimentale du coefficient d'amortissement a permis de faire deux constatations :

- Les forces d'amortissement sont essentiellement liées au milieu fluide dans lequel évolue la structure cantilever (lorsque l'on place la structure dans le vide, celui-ci diminue d'un facteur 40).
- Pour des oscillations de faibles amplitudes, il semble que ces forces soient linéairement associées à la vitesse de déplacement (étude de la forme de l'amortissement pour une réponse à un échelon de force).

On peut donc supposer que l'amortissement est la conséquence de forces de frottement qui dépendent de la viscosité dynamique ( $h$ ) du milieu.

Lorsque la poutre cantilever vibre, tous les points de la structure ne se déplacent pas à la même vitesse. La vitesse de ces points est nulle aux abords de l'encastrement et maximale à l'extrémité. La figure 4.6a montre la répartition réelle des vitesses sur la longueur du cantilever que l'on peut obtenir en dérivant par rapport au temps l'équation décrivant la déflexion d'un cantilever sous l'action d'une force (2.14). Pour une estimation au premier ordre du coefficient d'amortissement, une répartition "linéarisée" des vitesses de déplacement est proposée (figure 4.6b).

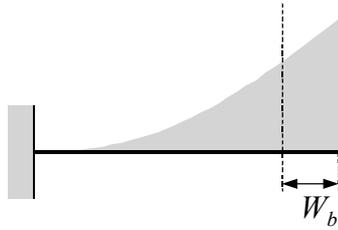


Figure 4.6a : Répartition des vitesses sur la longueur de la structure

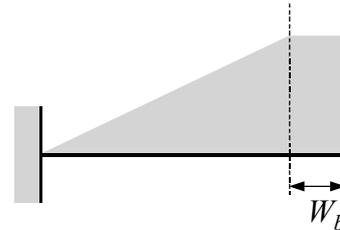


Figure 4.6b : Approximation par des droites de la répartition des vitesses

Cette simplification nous permet de calculer une surface équivalente ayant une répartition uniforme des vitesses de déplacement :

$$S_{eq} = 2 \times \frac{1}{2} \left[ W_b \times \left( L_c - \frac{W_b}{2} \right) \right] + \left[ W_b \times (W_c + W_b) \right] = W_b \left( L_c + W_c + \frac{W_b}{2} \right) \quad (4.1)$$

En supposant que  $W_b$  est petit devant  $L_c$  et  $W_c$ , la relation (4.1) devient :

$$S_{eq} \approx W_b (L_c + W_c) \quad (4.2)$$

La figure 4.7 représente les coefficients d'amortissement  $D$  extraits de la caractérisation en fonction de la surface équivalent pour les quatre cantilevers. Intuitivement, on peut supposer que le coefficient d'amortissement s'annule lorsque la surface équivalente tend vers 0. Si l'on écarte alors la structure  $D$ , il est possible d'identifier le paramètre  $T_D$  de l'équation (2.46) à partir des points de mesure, soit dans l'air ambiant :

$$T_D = \frac{1}{h_{air}} \cdot \frac{D}{S_{eq}} = \frac{8,625}{1,8 \cdot 10^{-5}} = 480 \cdot 10^3 m^{-1} \quad (4.3)$$

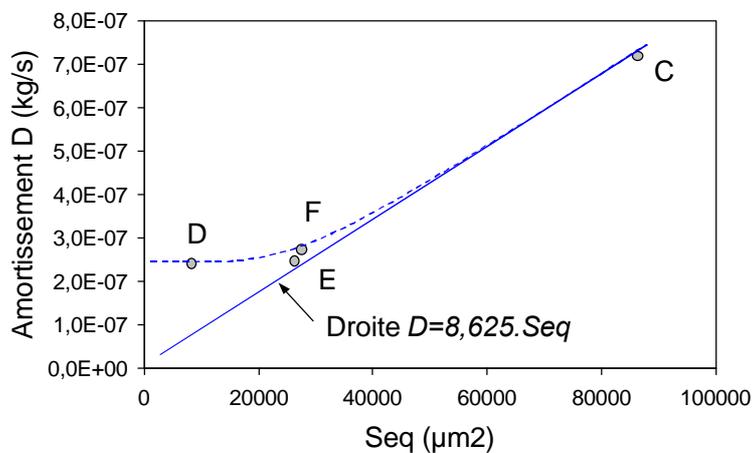


Figure 4.7 : Extraction du paramètre  $T_D$  pour le modèle semi-empirique d'amortissement

### **1.4. Conclusion**

Avec la validation des modèles de raideur et de masse, et l'identification du paramètre  $T_D$  dans le modèle semi-empirique d'amortissement, s'achève la modélisation du cantilever "U-Shape"

La précision des résultats obtenus par l'utilisation de ces modèles demeure modeste, comme nous l'avons observé dans le cas du calcul de la masse (30% de différence avec les valeurs caractérisées) ou dans le cas de l'amortissement. Il semble que les écarts entre les résultats théoriques et expérimentaux soient principalement liés à l'imprécision des données technologiques qui sont utilisées (les propriétés des matériaux, les épaisseurs des couches CMOS...). Malgré cela, la modélisation comportementale reste valable et la prise en compte de nouvelles données technologiques peut apporter une amélioration des résultats.

Dans l'état actuel de nos travaux, nous considérons les modèles proposés comme des outils de conception parfaitement capables de soutenir la mise au point d'un capteur FSBM dans une logique de développement au niveau système (capteur et électronique associée). Logique qui doit de toute façon tenir compte des dispersions relatives au processus de fabrication que nous avons relevées au cours du chapitre précédent.

## 2. Positionnement de la technologie

### 2.1. Hypothèses

Les structures cantilevers des circuits IC3 et IC6 n'ont pas fait l'objet d'une optimisation particulière. On ne peut donc pas seulement utiliser les résultats de caractérisation obtenus sur ces structures pour positionner la technologie en terme de performances par rapport aux capteurs existants. Un examen approfondi des modèles nous permet par contre de dégager quelques tendances, qui, associées aux résultats de caractérisation permettent une comparaison plus objective.

Pour comparer des solutions économiquement équivalentes, nous prendrons en référence les microcapteurs magnéto-galvaniques intégrés à l'aide de technologies compatibles avec les technologies de la microélectronique.

Les performances seront discutées en termes de sensibilité et de bande passante, pour les régime statique et dynamique en fonction du choix des paramètres de dessin. Les paramètres de dessin sont les dimensions géométriques du cantilever "U-Shape" (à savoir  $L_c$ ,  $W_c$ ,  $W_b$ ).

Pour simplifier l'analyse, on fera les hypothèses suivantes :

- Le courant maximum admissible dans le cantilever est proportionnel à la largeur des bras  $W_b$  (on suppose alors  $W_{m\acute{e}tal} = W_b$ ). Cela revient à négliger le paramètre  $DR$  dans la relation (2.43).
- On suppose que les structures sont excitées avec le courant maximum supporté par la largeur des bras.
- La jauge est disposée de telle sorte que l'on puisse considérer qu'elle subit sur toute sa géométrie la contrainte mécanique maximale équivalente à la contrainte à l'encastrement.

Les sensibilités seront exprimées en V/T ou en V/(A.T) dans le cas d'une seule structure cantilever "U-Shape" à deux jauges montées en pont de Wheatstone sans amplification (figure 4.8). On suppose que les résistances qui complètent le pont sont comparables aux résistances des jauges au repos (pour un fonctionnement optimisé du pont).

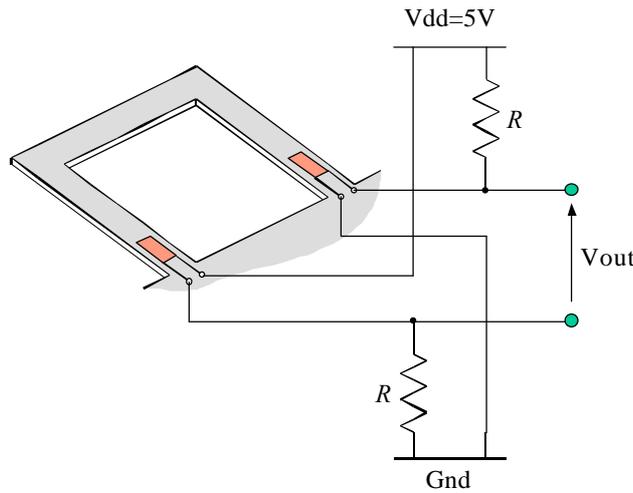


Figure 4.8 : Montage en pont de Wheatstone du cantilever "U-Shape" à deux jauges

Avec ce montage, on peut lier la variation relative des résistances  $R_j$  des jauges en variation de tension en écrivant :

$$V_{out} = \frac{V_{dd}}{2} \frac{\Delta R_j}{R_j} \quad (4.4)$$

## 2.2. Utilisation statique et basse fréquence

### 2.2.1. Sensibilité statique

En remplaçant la force extérieure par son expression (2.46) dans le modèle statique (2.31) on peut écrire :

$$\frac{\Delta R}{R} = T_{Gf} \cdot \frac{L_c}{W_b} \cdot (I \cdot B \cdot W_c) \quad (4.5)$$

En remplaçant  $I$  par son expression (2.43), en négligeant le paramètre  $DR$ , il vient :

$$\frac{\Delta R}{R} = T_{Gf} \cdot \frac{L_c}{W_b} \cdot [(dI_{\max} \cdot W_b) \cdot B \cdot W_c] \quad (4.6)$$

Soit la sensibilité statique du capteur de champ magnétique :

$$S_{stat} = T_{Gf} \cdot dI_{\max} \cdot (L_c \times W_c) \quad (4.7)$$

Enfin, en posant  $\mathbf{a} = \frac{W_c}{L_c}$  le coefficient de forme du cantilever "U-Shape", on trouve :

$$S_{stat} = T_{Gf} \cdot dI_{max} \cdot \mathbf{a} \cdot L_c^2 = T_1 \cdot \mathbf{a} \cdot L_c^2 \quad (4.8)$$

où  $T_1$  est une constante technologique.

Cette dernière expression montre que la sensibilité statique est directement liée à la surface de silicium occupée par la structure. La largeur  $W_b$  des bras n'intervient pas dans la sensibilité. Cette dimension doit donc être fixée en s'appuyant sur des critères de puissance dissipée et de tenue mécanique de la structure.

Le tableau 4.9 compare les sensibilités statiques relevées pour les cantilevers C, E et F avec la sensibilité d'un capteur à effet Hall de référence.

	$S_{stat}$ (mono-spire) (mV/T)	I (mono-spire) (mA)	$\mathbf{a} \cdot L_c^2$ (mm <sup>2</sup> )	$S_{stat}$ (multi-spires) (V/(A.T))
C	14	95,5	0,27	6,45
D	1,5	8	0,05	0,8
E	5	37	0,1	2,16
F	5,25	37	0,112	2,27
Hall CMOS [ROU94] [POP91]	100	10		10

Tableau 4.9 : Comparaison des sensibilités statiques des capteurs de champ magnétique utilisant le cantilever "U-Shape" avec un capteur à effet Hall CMOS

Nous pouvons observer avec ces chiffres, que la relation (4.8) qui lie la sensibilité statique du cantilever avec la surface de silicium occupée et la consommation est vérifiée.

Les structures cantilevers utilisées en caractérisation ne possèdent qu'une seule piste métallique pour le passage du courant nécessaire à la force de Laplace. Cette piste utilise au mieux la largeur des bras pour permettre le passage d'un courant maximum. Les deux premières colonnes présentent les caractéristiques relevées sur ces structures. Les performances obtenues dans ce cas sont largement inférieures à la performance réalisée par le capteur à effet Hall.

Il est toutefois possible de multiplier le nombre de spires dans la structure "U-Shape". Dans le cas du cantilever C, nous pouvons par exemple, en respectant les dimensions minimales des pistes en aluminium de la technologie CMOS, loger 44 spires dans un bras de 80µm de large. La consommation du capteur est alors de 1mA et la sensibilité absolue est réduite d'environ 50%. Par contre, la sensibilité relative à la consommation (dernière colonne du tableau 4.9) et maintenant pratiquement comparable à celle du capteur à effet Hall de référence.

### 2.2.2. Bande passante et temps de réponse

Le système mécanique du second ordre est un filtre passe-bas. Dans le cas des systèmes très faiblement amortis, on peut considérer, en première approximation, que la fréquence de résonance est égale à la fréquence propre mécanique  $f_0$ . On peut donc considérer que le gain statique est constant dans une bande de fréquence :

$$BP_{stat} \approx \mathbf{w}_0 = \sqrt{\frac{k}{M}} = \sqrt{\frac{6 \cdot T_{In} \cdot E_n}{T_M} \times \frac{1}{L_c^4(1+\mathbf{a})}} = \sqrt{T_2} \cdot \frac{1}{L_c^2 \sqrt{1+\mathbf{a}}} \quad (4.9)$$

où  $T_2$  est à nouveau une constante technologique.

Les microcapteurs de champ magnétique sont généralement caractérisés par le temps nécessaire pour que le signal de sortie atteigne un certain pourcentage de sa valeur finale à la suite d'un échelon de champ magnétique. Dans les capteurs magnéto-galvaniques les temps de réponse à 5% de la valeur finale se situent généralement entre  $10^{-14}$  et  $10^{-18}$  secondes [ROU94].

Dans le cas de nos structures, le temps de réponse à un échelon de champ magnétique se déduit de la relation (2.28). Le temps de réponse à 5% de la valeur finale est obtenu en écrivant :

$$e^{-w_0 \cdot x \cdot t_{5\%}} = 0,05 \quad (4.10)$$

Soit

$$w_0 \cdot x \cdot t_{5\%} = 3$$

Des relations (2.24) et (2.27), on obtient :

$$w_0 \cdot x = \frac{D}{2 \cdot M} \quad (4.11)$$

Soit enfin, le temps de réponse à 5% :

$$t_{5\%} = \frac{6M}{D} \quad (4.12)$$

En utilisant les résultats du tableau 3.13 relatif à la masse et au coefficient d'amortissement, ce temps de réponse est égal dans le cas du cantilever E à :

$$t_{5\%}(E) = \frac{6 \times 1,86 \cdot 10^{-10}}{2,46 \cdot 10^{-7}} \approx 4,5ms$$

On peut vérifier la validité de ce résultat sur la réponse indicielle présentée figure 3.8. Evidemment, ce temps de réponse reste très élevé en comparaison du temps de réponse des capteurs magnéto-galvaniques.

### 2.2.3. Produit Gain Bande

Le produit de la sensibilité statique par la bande passante nous donne une indication de performance globale du système. Des relations (4.7) et (4.9), nous avons :

$$GBP_{stat} = T_1 \cdot \sqrt{T_2} \cdot \frac{\mathbf{a}}{\sqrt{1+\mathbf{a}}} \quad (4.13)$$

### 2.3. Utilisation en régime résonant

#### 2.3.1. Bande en régime résonant

La résonance des structures mécaniques est souvent utilisée dans les capteurs pour tirer profit du facteur de qualité qui atteint facilement la centaine en augmentant d'autant la sensibilité. Un courant alternatif, de fréquence égale à la fréquence propre du système mécanique est alors utilisé pour l'excitation de la structure. Le signal récupéré en sortie prend donc la forme d'une porteuse de fréquence  $f_0$ , modulée en amplitude par le champ magnétique.

L'utilisation de systèmes mécaniques faiblement amortis comme capteurs résonants présente un inconvénient majeur : comme le montre la figure 4.9, la bande passante ( $BP_{res}$ ) du signal modulant est fortement réduite :

$$BP_{res} = \frac{D}{2M} = \frac{T_D \cdot \mathbf{h}_{air}}{2 \cdot T_M} \text{ (rd.s}^{-1}\text{)} \quad (4.14)$$

C'est un résultat très important, qui établit que la bande passante d'un capteur basé sur l'utilisation d'une structure cantilever FSBM résonnante est uniquement lié à des constantes d'ordre technologique et environnementales.

Dans l'air, nous obtenons une bande passante voisine de 50Hz en appliquant la relation (4.14). Ceci signifie que l'exploitation d'une poutre FSBM à la résonance ne peut être envisagée que dans le cadre d'application basses fréquences (ou faibles temps de réponse).

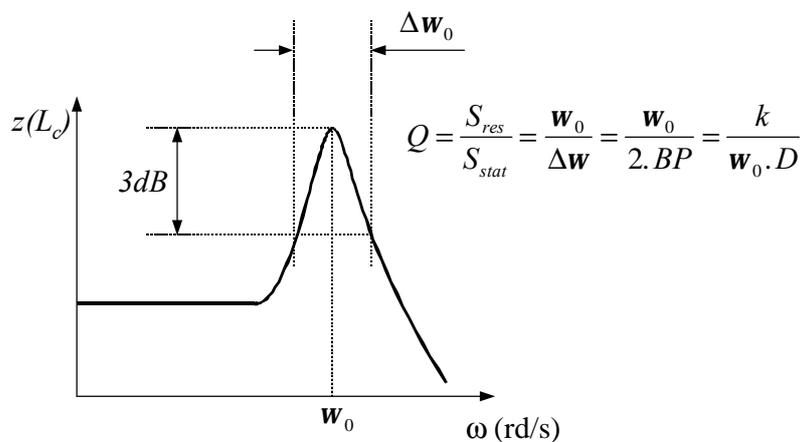


Figure 4.10 : Réponse dynamique d'un système du deuxième ordre faiblement amorti

### 2.3.2. Sensibilité en régime résonant

En régime résonant, la sensibilité s'écrit en utilisant les relations (2.24), (2.27), (2.34), (2.46), (4.8) et (4.14) :

$$S_{res} = \frac{T_1 \cdot \sqrt{T_2}}{BP_{res}} \cdot \frac{\mathbf{a}}{2\sqrt{1+\mathbf{a}}} \quad (4.15)$$

Ceci montre que la sensibilité en régime résonant est faiblement liée aux dimensions géométriques du cantilever "U-Shape". Seul le coefficient de forme  $\mathbf{a}$  influence cette sensibilité.

Le tableau 4.11 donne différentes expressions de la sensibilité en régime résonant des cantilevers "U-Shape" :

	$S_{res}$ (mono-spire) (mV <sub>pp</sub> /T)	I (mono-spire) (mA)	$S_{res}$ (mono-spires) (V <sub>pp</sub> /(A.T))	$S_{res}$ (multi-spires) (V <sub>pp</sub> /(A.T))
C	1500	95,5	15,7	691
E et F	1000	37	27	432
D	625	15	41	166

Tableau 4.11 : Sensibilités des capteurs utilisant la structure cantilever "U-Shape" en régime résonant

Les cantilevers E et F sont moins sensibles que le cantilever C tout en ayant un coefficient de forme comparable, et proche de 1. Cela s'explique par le fait que les largeurs de pistes métalliques ( $W_{m\acute{e}tal}$ ) ne sont pas entre C et E-F dans le même rapport que les largeurs de bras ( $W_b$ ) comme nous l'avons supposé au paragraphe (§IV.2.1). Le phénomène est accentué dans le cas du cantilever D du fait de la réduction locale des bras. Par contre, la relation (4.15) sera d'autant plus juste que la taille de la structure sera importante. Il semble donc inutile d'augmenter les dimensions géométriques des cantilevers (pour une application en régime

résonant) au delà d'une certaine limite que l'on peut raisonnablement situer autour de la taille du cantilever C.

Sur la sensibilité absolue (première colonne), les chiffres du tableau précédent montrent que l'utilisation d'une structure cantilever résonante permet de gagner un ordre de grandeur par rapport à l'utilisation du capteur à effet Hall de référence.

Le gain en sensibilité relative (dernière colonne) par rapport au capteur à effet Hall est encore plus visible avec la configuration "multi-spires" (de 60 fois supérieure dans le cas du cantilever C à 10 fois supérieure dans le cas de la plus petite structure).

### 2.3.3. Produit Gain Bande

En régime résonant, le produit gain bande s'écrit à l'aide des relations (4.14) et (4.15) :

$$GBP_{res} = T_1 \cdot \sqrt{T_2} \cdot \frac{\mathbf{a}}{2\sqrt{1+\mathbf{a}}} \quad (4.16)$$

On observe alors que ce produit est deux fois inférieur au produit gain bande obtenu en statique.

## **2.4. Conclusion : applications envisageables**

Nous venons de présenter quelques chiffres représentatifs des performances en régime statique et résonant du capteur de champ magnétique basé sur l'utilisation de la structure cantilever "U-Shape". Cette solution peut être retenue pour la mesure du champ magnétique sous quelques conditions que nous allons examiner.

Une application plus originale sera également proposée avec l'utilisation de la structure cantilever à des fins d'analyse spectrale.

### 2.4.1. Capteur de champ magnétique

En statique nous avons observé que la sensibilité absolue de la poutre FSBM est beaucoup plus faible que celle des solutions concurrentes. On peut cependant envisager de compenser cette sensibilité par l'intégration d'un circuit d'amplification adéquat.

Sachant que l'on peut amplifier de la même façon le signal d'un capteur à effet Hall CMOS, c'est plutôt en terme de résolution que l'on doit alors comparer les solutions. Le bruit est généralement considéré comme le point faible des capteurs magnéto-galvaniques. Il est donc possible que l'intérêt de la poutre cantilever se situe à ce niveau. Le bruit dans la structure U-Shape n'a pas encore fait l'objet d'une étude particulière mais cela apparaît maintenant comme une priorité.

Un autre problème lié à l'utilisation des structures en statique est le temps de réponse à un échelon de champ magnétique. Il faut donc s'assurer que l'évolution du signal mesuré est lente dans le temps. Une méthode palliative consisterait au montage du capteur dans un liquide susceptible d'augmenter la valeur du coefficient d'amortissement.

En régime résonant, la structure "U-Shape" offre des sensibilités très intéressantes mais son utilisation doit se limiter à la mesure de signaux basses fréquences (<50Hz).

### 2.4.2. Analyse spectrale

La structure cantilever réalise naturellement deux opérations typiques de l'analyse spectrale analogique :

- Multiplication d'un champ magnétique par un courant. Dans le cas où le champ est d'origine électromagnétique, on multiplie un courant par un autre courant.
- Résonance caractérisée par un facteur de qualité très élevée que l'on peut utiliser comme un filtre sélectif.

Dans l'exemple de la figure 4.10, on souhaite réaliser une analyse spectrale du signal  $I_2$ . Par l'intermédiaire du champ magnétique rayonné autour du conducteur de  $I_2$ , la force appliquée sur le cantilever est de la forme :

$$F = \frac{m_0}{2p \cdot d} \cdot I_{1,\max} \cdot I_{2,\max} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t)$$

où  $d$  est la distance entre le conducteur de  $I_2$  et le cantilever. Il vient :

$$F = \frac{m_0}{2p \cdot d} \cdot I_{1,\max} \cdot I_{2,\max} \cdot \frac{1}{2} [\cos((\omega_1 + \omega_2) \cdot t) + \cos((\omega_1 - \omega_2) \cdot t)]$$

Si l'on suppose maintenant que  $\omega_1$  est une variable du temps, linéairement croissante entre une valeur  $\omega_{1,\min}$  et une valeur  $\omega_{1,\max}$ , la structure sera excitée à la pulsation de résonance pour :

$\omega_0 = \omega_1 + \omega_2$  et  $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$ . Les pics de tensions que l'on pourra observer en introduisant le cantilever dans un montage électronique permettent alors, avec la connaissance de  $\omega_1$  et  $\omega_0$ , de reconstituer le spectre du signal  $I_2$  avec une résolution liée à la bande passante du cantilever en régime résonant.

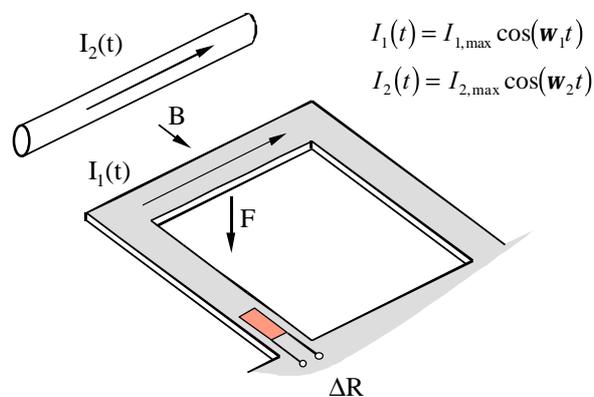


Figure 4.10 : Application du cantilever "U-Shape" à l'analyse spectrale



### 3.2. Actuation magnétique de structures piézo-resistives

Les alliages ferromagnétiques composés de Nickel et de Fer ont été utilisés dans les microsystèmes pour l'actuation de structures par la voie magnétique [JUD96].

Ce moyen d'excitation présente l'intérêt majeur d'être "gratuit" en terme de puissance consommée et permet donc la réalisation de capteurs passifs. La réalisation d'un capteur de champ magnétique basé sur la déformation d'une poutre cantilever sous l'action du moment mécanique produit par un barreau ferromagnétique est présentée dans cette partie. Nous examinerons d'abord le principe de fonctionnement sans entrer dans les détails de modélisation. Seront ensuite proposées les bases d'un processus de fabrication économique. Enfin des résultats préliminaires de caractérisation seront exposés.

#### 3.2.1. Principe de fonctionnement

Un volume de matériau ferromagnétique, lorsqu'il est plongé dans un champ magnétique, cherche naturellement, tel l'aiguille d'une boussole, à orienter l'axe de sa plus grande dimension avec les lignes du champ. Pour appliquer ce principe à la mesure du champ magnétique, nous avons envisagé le dépôt d'un élément ferromagnétique sur une poutre cantilever FSBM. La figure 4.12 illustre le principe de fonctionnement.

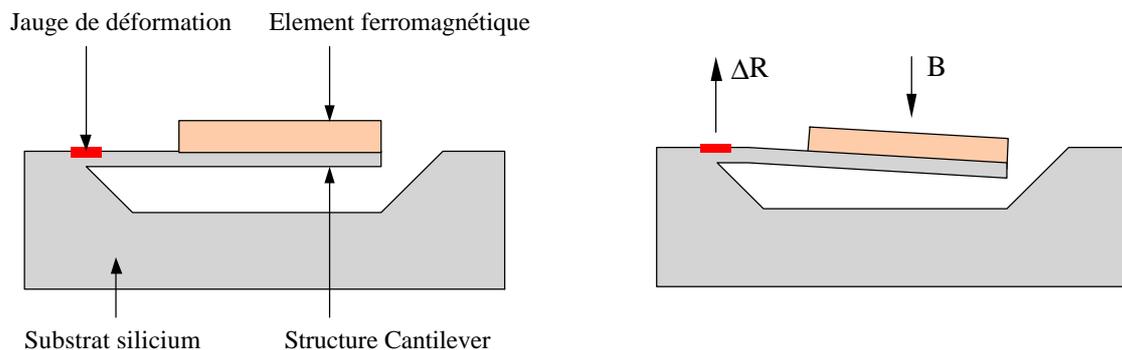


figure 4.12 : Application du principe de la boussole  
à la réalisation d'un capteur de champ magnétique FSBM.

### 3.2.2. Fabrication d'un démonstrateur

#### 3.2.2.1. Le circuit de prototypage

Le circuit IC5 montré figure 4.13a a été fabriqué pour servir de base à la mise au point d'un procédé de dépôt d'alliage ferromagnétique. Le Permalloy est un alliage ferromagnétique que l'on peut déposer par simple électrolyse à température ambiante. Son dépôt peut donc être envisagé comme post-process sur des puces CMOS. La préparation du bain électrolytique peut être faite à l'aide de solutions commerciales qui garantissent la correcte stœchiométrie (80% de Nickel et 20% de Fer) du dépôt réalisé. Pour localiser le dépôt de Permalloy sur une poutre CMOS sans opérer de masquage, des structure identiques à celles des plots de contact CMOS ont été implantées sur les cantilevers et les ponts du circuit IC5. Electriquement raccordées à un vrai plot de contact, ces zones présentent une couche d'aluminium libre que l'on est capable de polariser pour recevoir le dépôt comme montré figure 4.13b.

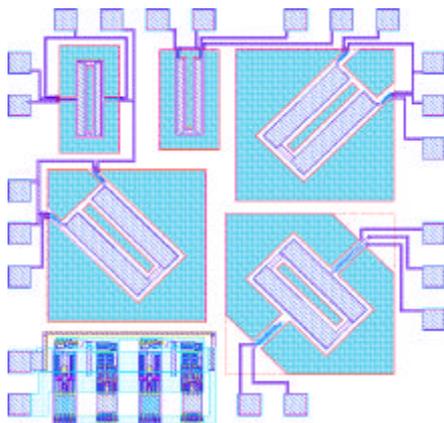


Figure 4.13a : Layout du circuit IC5  
"capteurs ferromagnétiques"

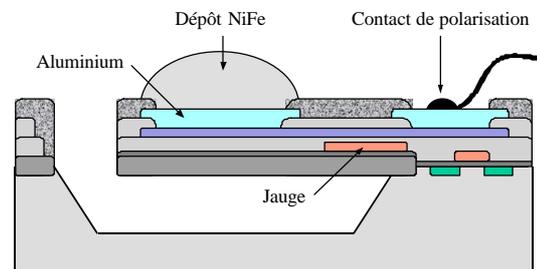


Figure 4.13b : Coupe d'un cantilever et  
principe de fabrication du barreau NiFe

### ***3.2.2.2. Bases d'un procédé de fabrication***

Deux étapes de fabrication sont donc maintenant à considérer en sortie de fonderie CMOS. L'une concerne le dépôt d'alliage ferromagnétique, l'autre la gravure FSBM auxquelles on peut ajouter le montage en boîtier. La présence de Permalloy ne pose aucun problèmes durant la gravure TMAH. En effet, il n'est pas attaqué et il ne pollue pas le bain. Dans la mesure où les puces gravées sont plus fragiles et supportent moins bien les manipulations, il semble judicieux de procéder au dépôt avant la gravure. Des précautions sont à prendre après libération des structures suspendues, notamment durant le montage en boîtier. Du fait de la masse ajoutée par la présence du dépôt sur les poutres, les structures sont plus sensibles aux chocs.

Concernant le dépôt de Permalloy proprement dit, la solution simple de procéder à une électrolyse directe sur l'aluminium des plots de contact pose quelques problèmes. En pratique, l'aluminium ne constitue par un matériau idéal pour la réception d'un dépôt électrolytique. Rapidement recouvert d'alumine, ce métal ne permet pas un accrochage suffisant de l'alliage déposée. Ce problème a été résolu par la fabrication préalable d'une couche d'accrochage en Nickel par pulvérisation. Cette nouvelle étape de fabrication augmente de façon significative le coût de fabrication dans la mesure où elle implique une nouvelle opération de masquage. Néanmoins, les tolérances sur la fabrication et l'alignement des masques sont larges et permettent l'utilisation de moyens de fabrication modestes.

Les figures suivantes illustrent les différentes étapes qui conduisent à la réalisation d'un dépôt de Permalloy sur les puces CMOS.

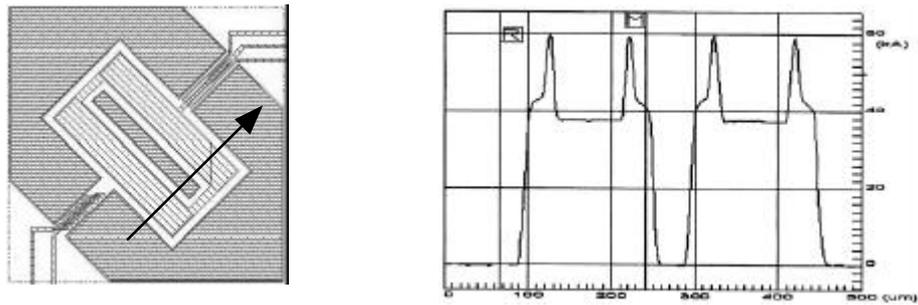


Figure 4.14 : Profil initial d'une structure sur laquelle apparaissent les zones destinées à recevoir le dépôt ferromagnétique. L'ordonnée indique l'épaisseur en  $1/10 \mu\text{m}$ .

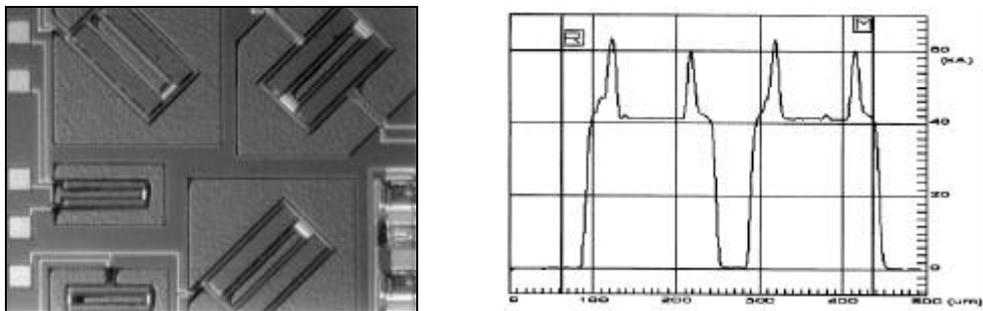


Figure 4.15 : Profil de la même structure après pulvérisation de Nickel. L'épaisseur de la couche d'accrochage est ici de  $4000 \text{ \AA}$

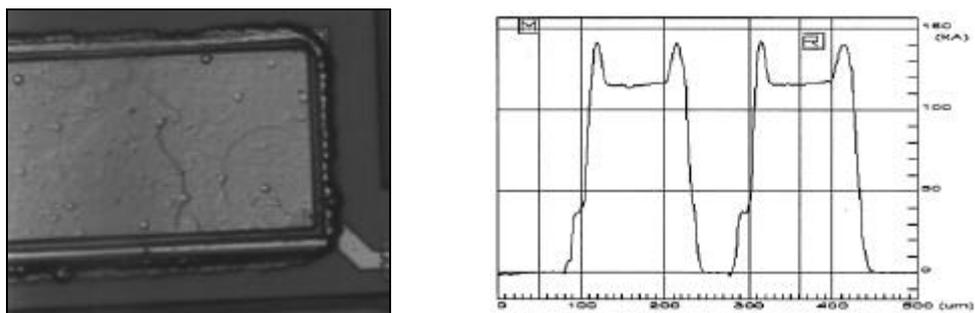


Figure 4.16 : Dépôt d'un alliage de composition 83% Nickel – 16% Fer. Un dépôt est de  $8 \mu\text{m}$  est obtenue avec un courant d'électrolyse de  $16 \text{ mA}$  appliqué pendant  $35 \text{ mn}$

### 3.2.3. Résultats préliminaires

Le pont en torsion est une structure particulièrement robuste en comparaison des cantilevers, du fait de ses deux points d'encastrement opposés. La figure 4.17a montre la structure avec laquelle des résultats de caractérisation préliminaires ont été obtenus. On peut remarquer la forme particulière de la jauge (figure 4.17b) volontairement disposée pour subir des contraintes normales associées au mouvement de torsion du bras. En théorie, pour des arbres de section circulaire, de telles contraintes existent dans des directions formant un angle de  $45^\circ$  avec l'axe longitudinal du bras.

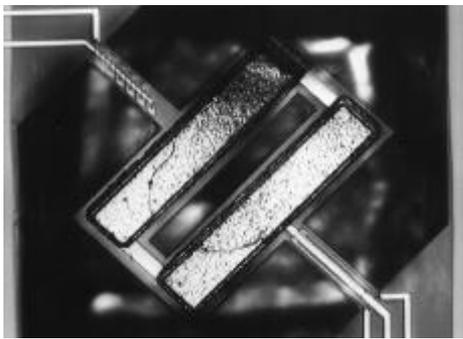


Figure 4.17a : La structure utilisée pour la caractérisation

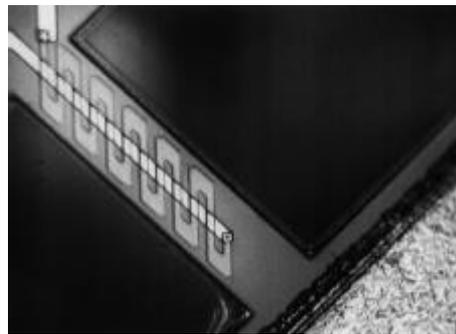


Figure 4.17b : Disposition particulière de la jauge

La caractéristique statique présentée figure 4.18 montre les variations de résistance obtenue sur les deux jauges du pont déformé sous l'action d'un champ magnétique. Sur la jauge orientée à  $45^\circ$ , la sensibilité obtenue est de  $8,3 \text{ \%}/\text{T}$ . Cette sensibilité est pratiquement 10 fois supérieure à la sensibilité statique d'un cantilever de dimensions comparables (C) utilisant la force de Laplace et ne consomme aucune puissance électrique pour l'excitation.

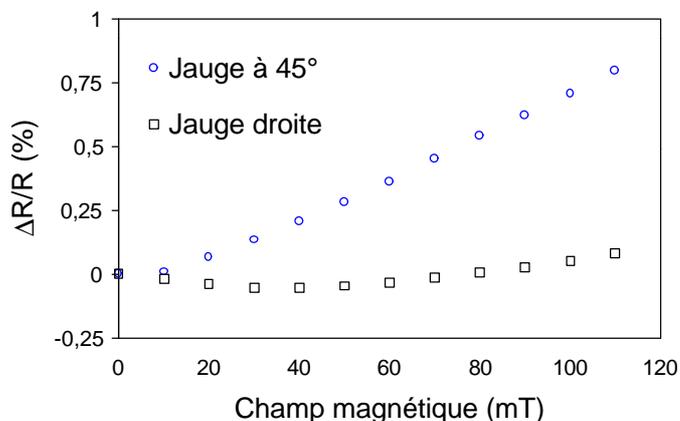


Figure 4.18 : Caractéristique statique du capteur "pont en torsion ferromagnétique"

## 4. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons terminé la modélisation du cantilever "U-Shape". Concernant la masse et le coefficient de raideur, la comparaison des résultats théoriques et expérimentaux montrent que les écarts relevés entre les valeurs moyennes sont du même ordre de grandeur que les dispersions caractérisées sur ces paramètres. Les modèles de masse et de raideur ont donc été validés. Concernant le coefficient d'amortissement, nous avons utilisé les résultats de caractérisation pour identifier le paramètre  $T_D$  dans le modèle semi-empirique proposé au chapitre II.

L'ensemble des relations qui composent le modèle du cantilever a été utilisé dans une seconde partie pour identifier les performances de la solution électromécanique dans le cadre de la mesure du champ magnétique.

En statique, nous avons montré que la sensibilité absolue d'un capteur de champ magnétique "U-Shape" est directement lié aux coûts en surface de silicium occupée et en consommation. Les sensibilités extraites de la caractérisation de quatre structures montre que cette sensibilité statique absolue est très inférieure à la sensibilité d'une solution "effet Hall". Cette différence est toutefois beaucoup moins marquée concernant la sensibilité relative à la consommation en courant. Un autre critère d'évaluation utilisé est le temps de réponse à un échelon de champ magnétique. Là encore, l'utilisation d'un système mécanique faiblement amorti conduit à des performances très insuffisantes. Pour une utilisation en statique, il faudra donc limiter l'application de la structure mécanique aux champ magnétiques continus ou envisager le montage du capteur dans un liquide susceptible d'augmenter le coefficient d'amortissement.

En régime résonant, nous avons montré que la taille de la structure "U-Shape" intervient peu dans la sensibilité (absolue ou relative au courant). Cette sensibilité est plutôt liée au rapport de dimension largeur/longueur. Les sensibilités en régime résonant relevés sur les véhicules de test montrent que l'exploitation du régime résonant permet de gagner un ordre de grandeur par rapport à la solution effet Hall. La sensibilité relative marque encore plus la différence lorsque l'on recourt à la multiplication des spires dans la poutre. Des sensibilités alors 10 à 60 fois supérieures à celle du capteur à effet Hall de référence ont été relevées dans ce cas. L'utilisation de la structure résonnante est toutefois limitée aux signaux basses fréquences. En

effet, nous avons montré que la bande passante des structures résonantes est une constante technologique que nous avons évalué aux environs de 400Hz.

Ces résultats nous ont permis d'identifier les conditions d'utilisation de la structure "U-Shape" dans l'application "capteur de champ magnétique". Une application originale a également été proposée. Nous avons en effet montré que l'on pouvait tirer un bénéfice de la capacité naturelle du cantilever à réaliser la multiplication et le filtrage de signaux pour l'analyse spectrale.

Dans une dernière partie, nous avons envisagé la modification du processus de fabrication. Nous avons alors présenté des solutions de remplacement dont l'objectif est de proposer des alternatives à la mesure piézorésistive et à l'excitation par la force de Laplace.

Sur l'aspect mesure, l'utilisation du polysilicium comme couche sacrificielle semble offrir la possibilité de réaliser des poutres dont la déformation pourra être détectée par la voie capacitive (gravure en surface). Le développement de véhicules de test est en cours, avec la collaboration de l'Université de Catania (Italie).

Comme alternative à la force de Laplace, nous avons envisagé l'utilisation de matériaux ferromagnétiques comme le Permalloy (alliage de Nickel et de Fer). Le capteur proposé se présente sous la forme d'une poutre cantilever FSBM sur laquelle est déposée le métal ferromagnétique. Les bases d'un procédé de fabrication économique et compatible avec la technologie CMOS/FSBM ont été présentées. Ce procédé est validé par la réalisation d'un démonstrateur qui nous offre des résultats de caractérisation préliminaires très encourageants.



## CONCLUSION GENERALE

Le but des travaux développés était l'évaluation d'une technologie qui permet la fabrication monolithique d'ensembles mécaniques et électroniques. Les critères d'évaluation sont la stabilité du processus de fabrication, la fiabilité des composants mécaniques et les performances d'une solution électromécanique (MEMS) dans l'application à la mesure du champ magnétique. Dans ce but, nous avons développé un ensemble de méthodes qui ont conduit à la modélisation, à la caractérisation, et enfin à l'évaluation de composants électromécaniques.

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous avons précisé le cadre de notre travail à partir d'un état de l'art sur les capteurs de champ magnétique et les technologies de micro-usinage qui conduisent à la fabrication de microsystèmes monolithiques. Concernant les microcapteurs de champ magnétique, nous nous sommes particulièrement intéressés aux solutions qui intègrent la partie sensible du capteur à l'aide de procédés de fabrication microélectroniques. Pour ces capteurs, nous avons dressé un bilan de performances qui constitue une référence pour le positionnement de nouvelles solutions.

Concernant les technologies de micro-usinage, nous avons montré qu'il existe différents procédés qui permettent de traiter des circuits électroniques CMOS pour la fabrication de structures mécaniques. Parmi ces procédés, la technique de gravure du substrat par la face avant (FSBM pour Front Side Bulk Micromachining) a retenu notre intérêt en répondant aux critères économiques imposés par nos partenaires industriels. Parmi les structures élémentaires que propose cette technologie, nous avons montré par un calcul de sensibilité au premier ordre que la structure cantilever piézorésistive actionnée par la force de Laplace était une solution intéressante pour la mesure du champ magnétique. Une version optimisée de cette structure, appelée "cantilever U-Shape" a finalement été retenue.

Convaincus de la nécessité de disposer d'outils d'analyse et de simulation pour les composants mécaniques, comparables à ceux qui existent dans le domaine de la microélectronique, nous avons proposé au cours du second chapitre une modélisation de la structure "U-Shape". La

finalité de cette étude est la rédaction de modèles en langage VHDL Analogique qui permet l'intégration des structures mécaniques dans le flot de conception microélectronique.

Nous avons proposé, dans un premier temps, des relations analytiques qui décrivent le comportement de la structure "U-Shape" en nous appuyant sur les résultats théoriques énoncés dans le cadre de la physique du semi-conducteur, de la résistance des matériaux, de la mécanique du point et de la mécanique des fluides. Nous nous sommes ensuite efforcés d'exprimer chacun des paramètres de modélisation à l'aide de données disponibles lors de la conception, comme par exemple les dimensions géométriques de la structure. Pour l'un de ces paramètres, à savoir le coefficient d'amortissement de la poutre, ne disposant pas de modèle fiable, nous avons proposé un modèle semi-empirique qui appelle la caractérisation des structures. Pour conclure ce chapitre nous avons montré la technique de codage d'un modèle de cantilever en VHDL Analogique, et son exploitation.

L'étude expérimentale de la structure "U-Shape" fait l'objet du troisième chapitre. Nous avons dans un premier temps exposé en détail toute la méthodologie de caractérisation qui conduit à l'extraction des différents paramètres de modélisation.

Cette méthodologie a ensuite été mise en œuvre pour l'extraction systématique des paramètres de modélisation sur une centaine de structures. De cette mise en œuvre, nous avons tout d'abord rédigé un bilan statistique qui nous a permis de dégager la valeur moyenne et la dispersion des paramètres, nécessaires à la spécification de la précision attendue sur nos modèles. L'étude de structures associées à un circuit d'amplification nous a ensuite permis de relever des chiffres quant aux performances de la solution mécanique dans l'application liée à la mesure du champ magnétique. L'étude du coefficient d'amortissement nous a finalement conduits à caractériser les cantilevers dans le vide. Nous avons alors pu prouver l'influence du milieu ambiant sur ce paramètre. Lors des mesures sous vide, nous avons également mis en évidence les phénomènes non-linéaires qui se produisent pour les grandes déformations de la structure. Cette observation nous a alors conduit à poser des limites de validité aux modèles proposés.

Dans le dernier chapitre, nous avons, dans un premier temps, validé les modèles de simulation par comparaison des résultats théoriques et expérimentaux. Nous avons alors montré que, compte tenu des dispersions relevées en caractérisation, la précision obtenue par simulation est parfaitement suffisante dans le cadre d'un développement au niveau système.

Nous avons par la suite utilisé conjointement les résultats de caractérisation et les modèles théoriques pour positionner la solution mécanique dans le cadre de la mesure du champ magnétique. Nous avons établi que la sensibilité relative au courant consommé de la structure cantilever "U-Shape" résonante pouvait être de 10 à 60 fois supérieure à celle du capteur à effet Hall CMOS, le point faible de la solution mécanique se situant plutôt au niveau de la bande passante. Une application originale de la structure à l'analyse spectrale a également été proposée.

L'objectif de cette thèse était l'évaluation d'une technologie microsysteme. L'étude théorique d'une structure et sa caractérisation ont permis de dégager les principales caractéristiques de la technologie FSBM dans son application à la mesure du champ magnétique. Les outils méthodologiques qui ont été présentés peuvent également être utilisés dans un champ plus large d'applications. Concernant la stabilité du processus de gravure, nous pouvons constater aujourd'hui, que les résultats de fabrication sont conformes à nos attentes.

Nous avons pu remarquer qu'il était difficile de positionner l'utilisation du cantilever U-Shape dans le cadre de la mesure du champ magnétique sans disposer d'une étude approfondie sur le bruit existant dans un tel système. Cette étude apparaît donc comme une priorité maintenant. D'autres voies de recherches ont également été ouvertes avec d'une part, l'étude de la gravure en surface du polysilicium pour la fabrication de structures capacitives, et d'autre part l'utilisation de matériaux ferromagnétiques comme procédé d'actuation de structures cantilevers.



## REFERENCES

- [AMS] Autria Mikro System AG ®  
*"0.8  $\mu\text{m}$  CMOS Process Parameters"* – Confidentiel.
- [BAL91] H. Baltes, D. Moser, R. Lenggenhager, O. Brand, G. Watchutka,  
*"Thermomechanical Microtransducers by CMOS technology combined with micromachining"*, MICRO SYSTEM Technologies 91, R. Krahn et H.Reichl, 1991.
- [BAL96] H. Baltes et al,  
*"IC MEMS Microtransducers"*, IEDM Technical Digest, 1996, pp. 521-524.
- [BER86] M. Bertin, JP. Faroux, J. Renault,  
*"Electromagnétisme 3, magnétostatique, induction, équations de Maxwell et compléments d'électronique"*, Dunod Université, 1986, ISBN 2-04-016916-4.
- [BOU93] A. Boukabache,  
*"Conception, modélisation et réalisation d'un capteur de pression piézorésistif à faible dérive thermique"*, Thèse de doctorat, Université de Constantine, Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes (LAAS), Toulouse, France, Février 1993.
- [CAS95] R. Castagnetti, M. Schneider, H. Baltes  
*"Micromachined Magnetotransistors"*, Sensors and Actuators A, vol. 46-47, 1995, pp. 280-283.
- [DEP91] Y. Déplanche,  
*"Mémo Formulaire"*, Casteilla, 1991  
ISBN 2-7135-1162-3
- [DON91] E. Donzier, O. Lefort, S. Spirkovitch, F. Bailleu,  
*"Integrated Magnetic Field Sensor"*, Sensors and Actuators A, vol. 25-27, 1991, pp. 357-361.
- [EST97] D. Esteve , J. Simonne  
*"The new approach in design and technology imposed by microsystems dedicated to space"*, Rapport LAAS No97357, 2nd Round Table on Micro/Nano Technologies for Space (ESA/ESTEC), Noordwijk,(Pays-Bas), 15-17 Octobre, 1997, pp.189-194

- [EST98] D. Esteve et al,  
*"Nanosatellite in the microsystems world"*, Rapport LAAS No98351,  
International Conference on Integrated Nano/Microtechnology for Space  
Applications (NanoSpace'98), Houston (USA), 1-6 Novembre 1998, 14p.
- [FRE85] P. J. French, A.G. R. Evans  
*"Polycrystalline silicon strain sensors"*, Sensors and Actuators A, vol. 8, 1985,  
pp. 219-225
- [GAR94] J.W. Gardner,  
*"Microsensors, Principles and Applications"*, J. Wiley & Sons, 1994,  
ISBN 0-471-94135-2.
- [GRI95] V. A. Gridchin, V. M. Lubimsky, M. P. Sarina,  
*"Piezoresistive properties of polysilicon films"*, Sensors and Actuators A, vol.  
49, 1995, pp. 67-72
- [HOF97] K. Hofmann et al,  
*"Generation of the HDL-A model of a micromembrane from its Finite-element-  
description"*, Proc. European Design & Test Conference (ED&TC'97), Paris,  
France, 17-20 Mars 1997.
- [JUD95] J. W. Judy, R. S. Muller  
*"Magnetic microactuation of torsional polysilicon structures"*, Conference on  
Solid-State Sensors and Actuators (TRANSDUCERS'95), Stockolm, Sweden,  
25-29 Juin, 1995.
- [KAD98] Zs. Kádár, A. Bossche, P. M. Sarro, J. M. Mollinger,  
*"Magnetic-field measurements using an integrated resonant magnetic-field  
sensor"*, Sensors and Actuators A, vol. 70, 1998, pp. 225-232.
- [KAM71] T. I. Kamins,  
*"Hall mobility in chemically deposited polycrystalline silicon"*, Journal of  
applied physics, vol. 42, 1971, pp. 4357-4365
- [KAR96] J. M. Karam, R. A. Bianchi, F. V. Santos, B. Courtois,  
*"Design and fabrication of an Array of CMOS Compatible IR Sensor"*,  
THERMINIC Workshop, Budapest, Hungary, 25-27 September 1996.
- [KOR86] S. Kordic,  
*"Integrated Silicon Magnetic-Field Sensors"*, Sensors and Actuators A, vol. 10,  
1986, pp. 347-378.
- [LAN98] D. Lange, A. Koll, O. Brand, H. Baltes,  
*"CMOS Chemical Microsensors Based on Resonant Cantilever Beams"*,  
Conference on Smart Structures and Materials (SSM'98), Proc. of SPIE,  
vol. 3328, 1998, pp. 233-243

- [MAL95] P. Malcovati, R. Castagnetti, F. Maloberti, H. Baltes,  
*"A Magnetic Sensor with current-controlled Sensitivity and Resolution"*, Sensors and Actuators A, vol. 46-47, 1995, pp. 284-288.
- [MAY97] M. Mayer, O. Paul, H. Baltes,  
*"Complete set of Piezoresistive Coefficients of CMOS  $n^+$  Diffusion"*, MME'97 Technical Digest, 1997, pp. 203-206.
- [MOS91] V. Mosser, J. Suski, J. Goss, E. Obermeier,  
*"Piezoresistive pressure sensors based on polycrystalline silicon"*, Sensors and Actuators A, vol. 28, 1991, pp. 113-132
- [MUN90] P. J. A. Munter,  
*"A low-offset Spinning-current Hall Plate"*, Sensors and Actuators A, vol. 21-23, 1990, pp. 743-746.
- [MUN92] P. J. A. Munter, D. C. van Duyn,  
*"Spatial symmetry of transduction effects in Hall plates"*, Sensors and Actuators A, Vol. 31, 1992, pp. 206-209.
- [NEW97] J. N. Newman,  
*"Marine hydrodynamics"*, MIT Press, 1997  
ISBN 0-262-14026-8
- [PAR97] J. M. Paret,  
*"Etude et mise au point de la méthodologie de conception et de fabrication collective de microsystèmes sur silicium"*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), France, Janvier 1997.
- [PET82] K.R.Petersen,  
*"Silicon as mechanical material"*, Proc. of the IEEE, vol. 70, 1982, pp.420-457.
- [POP91] R. S. Popovic,  
*"Hall effect devices"*, Adam Hilger, Bristol, 1991.
- [SAN96] F. V. Santos, R. A. Bianchi, J. M. Karam, B. Courtois,  
*"CMOS Compatible IR Sensor Array"*, Proc. Micromechanics Europe Conference (MME'96), Barcelona, Spain, 21-22 Octobre 1996.
- [SET76] J. Y. W. Seto,  
*"Piezoresistive properties of polycrystalline silicon"*, Journal of Applied Physics 1976, pp. 47-11.
- [SHE96] B. Shen, W. Allegretto, M. Hu, A.M. Robinson,  
*"CMOS Micromachined Cantilever-in-Cantilever Devices with Magnetic Actuation"*, IEEE Electron Devices Letters, 17/07/1996, pp. 372-374.

- [SHH98] N. Schneeberger,  
*"CMOS Microsystems for thermal Presence Detection"*, Thèse de doctorat,  
 Physical Electronics Laboratory, ETH Zurich, 1998,  
 ISBN 3-89649-369-8.
- [SHI95] I. Shimoyama, O. Kano, H. Miura,  
*"3D Microstructures Folded by Lorentz Force"*
- [SMI54] C. S. Smith,  
*"Piezoresistance effect in Germanium and Silicon"*, Physical Review, vol. 94,  
 n°1, 1954, pp. 42
- [TIM68] S. P. Timoshenko,  
*"Résistance des Matériaux Tome 1"*, Dunod, 1968,  
 ISBN 2-04-010267-1
- [TUF63] O. N. Tufte, E. L. Steltzer,  
*"Piezoresistive properties of Silicon diffused Layers"*, Journal of Applied  
 Physics, vol. 34, n°2, 1963, pp. 313
- [WUR95] D. R. Wur, J. L. Davidson, W. P. Kang, D. Kinser,  
*"Polycrystalline diamond pressure sensor"*, Journal of Microelectromechanical  
 Systems, 1995, Vol 4, n°1.
- [ZIE98] V. Ziebart, O. Paul, U. Münch, J. Schwitzer, H. Baltes,  
*"Mechanical Properties of Thin Films from the Load Deflection of Long  
 Clamped Plates"*, Journal of Microelectromechanical Systems, 1998, Vol 7, n°3.

## PUBLICATIONS ET CONFERENCES

### Publications soumises à comité de lecture

- [1] L. Latorre, Y. Bertrand, P. Nouet,  
*"On the use of test structures for the electro-mechanical characterization of a CMOS compatible MEMS technology"*, International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS'98), Kanazawa, Japan, March 23-26, 1998, pp. 177-182.
- [2] L. Latorre, Y. Bertrand, P. Nouet, P. Hazard, F. Presseccq,  
*"La technologie CMOS appliquée à la réalisation de capteurs de champ magnétique résonnants"*, Colloque Instrumentation Interdisciplinarité et Innovation (C2I'98), Hermès, ISBN: 2-86601-730-7, pp. 323-330.
- [3] P. Nouet, L. Latorre, Y. Bertrand,  
*"CMOS monolithic micro-electromechanical sensors"*, Preparing for the Future, Vol. 8, n° 1, March 1998, pp. 16-17.
- [4] Y. Bertrand, P. Hazard, M. Labrunée, L. Latorre, P. Nouet, F. Presseccq,  
*"Characterization of a microsystem technology for space applications: use and limitation of test vehicles"*, 2nd Round Table on Micro/Nano-Technologies for Space (ESTEC'97), Noordwijk, The Netherlands, October 15-17, 1997, pp. 225-229.
- [5] L. Latorre, P. Nouet,  
*"A complete Methodology for Electro-Mechanical Characterization of a CMOS Compatible MEMS Technology"*, A paraître dans IEICE Transactions on Electronics
- [6] L. Latorre, P. Nouet, Y. Bertrand, P. Hazard, F. Presseccq,  
*"Characterization and Modeling of a CMOS-compatible MEMS technology"*, Sensors and Actuators A, vol. 74/1-3, 1999, pp. 143-147.
- [7] L. Latorre, Y. Bertrand, P. Hazard, F. Presseccq, P. Nouet,  
*"Design, Characterization & Modeling of a CMOS Magnetic Field Sensor"*, Design Automation and Test Conference (DATE'99), Munich, Germany, 9-12 Mars, 1999, pp. 239-243
- [8] L. Latorre, Y. Bertrand, P. Hazard, F. Presseccq, P. Nouet,  
*"Modeling and Design Optimization of a CMOS compatible MEMS"*, Modeling and Simulation of Microsystems Conference 1999 (MSM'99), San Juan, Puerto Rico USA, April 19-21, 1999, pp.620-623

- [9] S. Baglio, L. Latorre, P. Nouet,  
*"Development of Novel Magnetic Field Monolithic Sensors with Standard CMOS Compatible MEMS Technology"*, Smart Structures and Material conference 1999 (SSM'99), Newport Beach, CA, USA, March 1-5, 1999, pp.417-424
- [10] S. Baglio, P. Nouet, L. Latorre,  
*"Resonant Magnetic Field Microsensor in Standard CMOS Technology"*, Instrumentation and Measurement Technology Conference 1999 (IMTC'99) Venice, Italy - May 24-26, 1999  
A paraître.

## Communications et autres publications

- [11] L. Latorre, P. Nouet, Y. Bertrand, P. Hazard, F. Presseccq,  
*"Characterization and Modeling of a CMOS-compatible MEMS technology"*, European Material Research Society Spring Meeting (E-MRS'98) , Stasbourg, France, June 16-19, 1998  
Présentation orale
- [12] L. Latorre, Y. Bertrand, P. Nouet,  
*"Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystèmes : application à la mesure du champ magnétique"*,  
Référence LIRMM n° 97069,  
Rapport de recherche, 50 pages, diffusion restreinte, 1997.
- [13] P. Nouet, M. Attali, L. Latorre,  
*"Etude et conception d'une électronique à capacités commutées pour le traitement de signal d'un capteur à effet Hall"*,  
Référence LIRMM n° 98171,  
Rapport de recherche, 50 pages, diffusion restreinte, 1998.