

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Abou bekr Belkaid-Tlemcen

**Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique**



*Mémoire pour l'obtention du diplôme de
Magister en Microélectronique*

Sur le thème

**CONCEPTION ET MODELISATION D'UN
ACCELEROMETRE
MICROELECTRONIQUE TRIAXIAL**

Présenté par :

BENICHOU ABDELKADER

Soutenu en Juin 2012

Devant le jury composé de :

<i>Président</i>	: Ghaffour Kheir-eddine	Professeur UABB Tlemcen
<i>Encadreur</i>	: Benmoussa	Maître de conférences A. UABB Tlemcen
<i>Examineur</i>	: Bouazza Benyounès	Maître de conférences A. UABB Tlemcen
<i>Examineur</i>	: Kerai Salim	Maître de conférences A. UABB Tlemcen
<i>Invité</i>	: Otmani Redouane	Maître assistant B. U Tiaret

Année universitaire : 2011/2012

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

A

Mes parents.

Mes frères et sœurs.

Mes nièces et neveux.

A toute la famille Benichou et Maammar.

Mes collègues et mes amis.

Abdelkader

Remerciement

Je tiens à remercier Monsieur Nasr-Eddine Benmoussa maître de conférences à l'université de Tlemcen, qui a assuré l'encadrement de mon travail où il a été une source de motivation et d'encouragement. Je tiens à lui exprimer ma gratitude pour toutes les aides qu'il ma apportées du début jusqu'à la fin de ma thèse.

Je remercie Monsieur Kheir-Eddine Ghaffour, professeur à l'université de Tlemcen, pour avoir accepté d'être président du jury de ma thèse.

J'adresse mes vifs remerciements à Messieurs : Benyounès Bouazza, maitre de conférences à l'université de Tlemcen, Salim Kerai, maitre de conférences à l'université de Tlemcen, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de participer à ce jury.

Je remercie Monsieur Radouane Otmani, maitre d'assistant à l'université de Tiaret, pour avoir accepté l'invitation.

Je tiens aussi à remercier Madame Benadla Zahira, maitre de conférences à l'université de Tlemcen, pour l'aide qu'elle m'a apportée dans la simulation numérique.

Je tiens à exprimer toute mon amitié à mes camarades pour les bons moments que nous avons passés ensemble, pour leurs sympathies et leurs disponibilités, ainsi qu'à toutes les personnes du laboratoire URMER.

Enfin, je voudrais remercier très chaleureusement mes parents pour leurs soutien déterminant, et leurs équilibre et envie de réussir.

Abdelkader

Sommaire

Introduction générale.....	01
Chapitre 1: Généralités sur les capteurs et microsystèmes MEMS.....	04
I. Introduction.....	04
II. Les capteurs	05
II.1 Généralités et définitions	05
1. Mesurande.....	05
2. Capteur.....	05
2.1 Chaîne de mesure	06
2.2 Types de grandeur physique.....	06
2.3 Etalonnage des capteurs	07
2.4 Classification des capteurs	07
1. Capteurs passifs	07
2. Capteurs actifs.....	07
2.5 Caractéristiques d'un capteur : définition métrologique	08
1. Etendue de la mesure	08
a. Zone nominale d'emploi	08
b. Zone de non-détérioration	08
c. Zone de détérioration	08
2. Seuil	08
3. Hystérésis.....	08
4. Résolution	09
5. Caractéristique d'entrée-sortie d'un capteur.....	09
6. Sensibilité	09
7. Finesse	09
8. Linéarité.....	10
9. Rapidité.....	10
10. Temps de réponse	11
11. Caractéristiques statistiques d'un capteur.....	11
1. Fidélité	11
2. Justesse	11
3. Précision	11
4. Incertitude	11
2.6 Conditionneur associé	12
1. Capteurs actifs.....	12
1.1 Type source de tension.....	12
1.2 Type source de courant	12
1.3 Type source de charge	13
2. Capteurs passifs.....	14
2.1 Montage potentiométrique	14
a. Cas des résistances.....	14
b. Cas des impédances complexes (Z_c).....	15
2.2 Montage en pont	15
2.3 Montage oscillant.....	17
II.2 Différents types des capteurs	17

3. Capteurs de pression	18
4. Capteurs d'accélération.....	18
5. Capteurs d'humidité.....	18
6. Capteurs de position.....	18
7. Capteurs de température.....	18
II.3 Méthodes de détection	19
8. Détection résistive.....	19
9. Détection capacitive	19
10. Détection inductive.....	19
11. Détection piézoélectrique	19
12. Détection piézorésistive.....	19
III. Les actionneurs	20
1. Définition	20
2. Les différents types d'actionnement dans les microsystèmes.....	20
1.1 L'actionnement électromagnétique.....	20
1.2 L'actionnement piézo-électrique	20
1.3 L'actionnement électrostatique.....	21
1.4 L'actionnement thermique	21
VI. Les microsystèmes électromécaniques (MEMS).....	22
1. Introduction.....	22
2. Définition	23
3. L'intérêt de l'intégration	24
4. Les dimensions	25
5. Pourquoi la miniaturisation.....	25
6. Le matériau	25
7. Structure générale d'un MEMS	26
8. Domaines d'applications des MEMS	27
9. Les méthodes de transduction des accéléromètres.....	33
1. La détection capacitive.....	33
2. La détection piézorésistive	34
3. La détection à base de piézojonction de transistor.....	35
4. La détection piézoélectrique	36
5. La détection à effet tunnel.....	36
6. La détection à structures résonnantes.....	37
7. La détection optique	38
8. La détection thermique.....	39
9. Quelques détections originales.....	40

Chapitre 2 : La théorie de la piézorésistivité du silicium 42

I. Introduction.....	42
II. La piézorésistivité dans le cas du silicium monocristallin.....	42
1. Coefficients piézorésistifs dans un repère lié aux axes principaux	42
2. Coefficients piézorésistifs dans le cas d'un repère quelconque	44
3. Facteurs de jauge	48
a. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes triaxiales.....	48
b. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes planes	49
c. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes uniaxiales	50
d. Cas des contraintes longitudinales	51
e. Cas des contraintes transversales	51

4. Récapitulatif concernant les facteurs de jauge	52
III. Explication physique du phénomène	52
IV. Influence du dopage et de la température sur les coefficients π_{ij}	54
1. Influence du dopage	54
2. Influence de la température	55
3. Effets combinés du dopage et de la température.....	56
V. Variations des paramètres mécaniques du Silicium en fonction des directions cristallographiques	58
VI. Variations des coefficients piézorésistifs du Silicium en fonction des directions cristallographiques	59
VII. Piézorésistivité du silicium polycristallin	61

Chapitre 3 : Conception et modélisation d'un accéléromètre microélectronique uniaxial à détection piézorésistive..... 63

I. Introduction.....	63
II. Approche de modélisation du microlevier « T-shape »	65
1. Généralité.....	65
2. Réponse mécanique du capteur	66
2.1 Comportement mécanique statique d'une micropoutre	66
2.1.1 Paramètres géométriques	66
2.1.2 Le moment fléchissant	67
2.1.3 La déflexion du microlevier.....	68
2.2 Comportement mécanique dynamique d'un microlevier	69
2.3 Comportement mécanique statique de la structure « T-shape ».....	71
2.3.1 Structure proposée.....	71
2.3.2 Les données technologiques.....	72
2.3.3 Les paramètres géométriques.....	72
2.3.4 Calcul des paramètres de conception	73
2.3.4.1 Calcul de la flexion de la poutre sous l'effet d'une accélération	75
2.3.4.2 La masse	78
2.3.4.3 La raideur	79
3. Réponse électromécanique du capteur.....	80
3.1 Réponse piézorésistive de la structure	80
4. Validation du modèle statique, simulation par éléments finis	82
4.1 Simulation par ANSYS.....	82
5. Etude des paramètres de la partie électrique.....	86
5.1 Etude des sensibilités hors axe	86
5.1.1 Calcul de la tension de sortie au niveau du pont de Wheatstone	88
5.2 Electronique de conditionnement du signal.....	90
5.3 Etude des bruits.....	91
5.3.1 Principe d'amélioration du PSRR.....	91
III. Conclusion.....	94

Chapitre 4 : Etude préliminaire d'un accéléromètre triaxial à détection piézorésistive. 95

I. Introduction	95
II. Etude de la structure proposée	95
2.1 Les paramètres de conception	95
2.2 Principe de fonctionnement.....	96

III. Conception et simulation à l'aide du logiciel ANSYS	99
3.1 Simulation	99
3.2 Optimisation de l'emplacement des jauges dans les micropoutres	103
3.3 Etude de la sensibilité.....	106
3.4 La résolution.....	110
VI. Conclusion.....	110
Chapitre 5 : Les étapes de fabrication technologique.....	111
I. Introduction	111
II. Les techniques spécifiques de fabrication des microsystèmes.....	112
1. L'implantation ionique	112
2. Le recuit thermique	112
3. La photolithographie.....	112
4. Les techniques de gravures et micro-usinage compatibles CMOS.....	113
4.1 La technologie CMOS	113
4.2 Micro-gravure en volume Bulk micromachining	114
1. Gravure en volume sèche	115
1.2 Gravure au plasma	115
1.3 Gravure ionique réactive.....	116
2. Gravure en volume humide	116
2.1 Gravure isotrope	116
2.2 Gravure anisotrope.....	117
4.3 Micro-usinage en surface.....	118
III. Les principales étapes technologiques de réalisation des accéléromètres.....	119
1. Accéléromètre uniaxial	119
2. Accéléromètre triaxial.....	125
Conclusion générale	136
Annexe A.....	139
Annexe B.....	141
Annexe C.....	142
Annexe D.....	144
Références bibliographiques	147
Publications et conférences	151

Liste des figures :

Introduction générale :

<i>Figure 1: Un des domaines d'application des accéléromètres est l'automobile. Du déclenchement des airbags au dispositif d'anti-retournement, ces capteurs sont indispensables dans ce domaine</i>	02
--	----

Chapitre 1 :

<i>Figure 1.1 : Principe d'un capteur.</i>	05
<i>Figure 1.2 : Constitution d'une chaîne de mesure classique.</i>	06
<i>Figure 1.3 : Effet d'hystérésis.</i>	09
<i>Figure 1.4 : Exemple de linéarisation de caractéristiques.</i>	10
<i>Figure 1.5 : Modèle du capteur source de tension.</i>	12
<i>Figure 1.6 : Exemple de conditionneur.</i>	12
<i>Figure 1.7 : Modèle du capteur type source de courant.</i>	13
<i>Figure 1.8 : Convertisseur courant tension.</i>	13
<i>Figure 1.9 : Modèle du capteur type source de charge.</i>	13
<i>Figure 1.10: Amplificateur de charge.</i>	13
<i>Figure 1.11 : Modèle du montage potentiométrique.</i>	14
<i>Figure 1.12: Capteur alimenté en courant.</i>	15
<i>Figure 1.13 : Montage en pont dans le cas d'impédances complexes.</i>	15
<i>Figure 1.14 : Montage en pont.</i>	16
<i>Figure 1.15 : Schéma électrique d'un montage astable à circuit R-C.</i>	17
<i>Figure 1.16 : Schéma de principe des capteurs de pression.</i>	18
<i>Figure 1.17 : Image d'un micro-relais électromagnétique.</i>	20
<i>Figure 1.18 : Image d'un rotor et stator du micromoteur piézoélectrique.</i>	21
<i>Figure 1.19: Switch pour RF MEMS.</i>	21
<i>Figure 1.20: Schéma d'un actionneur électrothermique en forme de U avec deux bras chauds.</i>	22
<i>Figure 1.21 : Image de Dr. Richard Feynman.</i>	22
<i>Figure 1.22 : Miniaturisation – Accéléromètre Motorola (airbag).</i>	23
<i>Figure 1.23 : Ordre de grandeur des microsystèmes.</i>	25
<i>Figure 1.24 : Structure générale d'un MEMS.</i>	26
<i>Figure 1.25 : Domaines des MEMS – Exemples.</i>	27
<i>Figure 1.26 : Accéléromètre pour coussins gonflants (airbag).</i>	28
<i>Figure 1.27: Environnement automobile (Airbag Pneumatique, Anticollision, Gestion boîte, Injection).</i>	28
<i>Figure 1.28: Exemples de micro-commutateurs.</i>	29
<i>Figure 1.29: Matrices 256 voies (16x16 miroirs) commercialisées.</i>	30
<i>Figure 1.30 : Distributeur d'insuline.</i>	30
<i>Figure 1.31: Matrice de trous pour piégeages de cellules.</i>	30
<i>Figure 1.32: Biopuce à ADN.</i>	31
<i>Figure 1.33 : Environnement Biomédical (Distributeur d'insuline, Biopuce à ADN, micro-pompe).</i>	31
<i>Figure 1.34 : Principe de l'accéléromètre à détection capacitive.</i>	33

Figure 1.35 : Exemple d'accéléromètre à détection capacitive : l'ADXL. Commercialisé depuis 1993 par Analog Devices Inc, l'ADXL est à ce jour le plus grand succès d'accéléromètre du marché.....	34
Figure 1.36: Principe de fonctionnement d'un accéléromètre à détection piézorésistive.....	35
Figure 1.37: Exemple d'accéléromètre trois axes à détection piézoélectrique (a) vue de dessus de la structure, (b) accélération verticale, (c) accélération latérale.....	36
Figure 1.38 : Exemple d'accéléromètre à effet tunnel.....	37
Figure 1.39: Exemples d'accéléromètres résonnants.....	38
Figure 1.40 : Accéléromètre optique: modulation de l'intensité de la lumière.....	49
Figure 1.41 : Accéléromètre à détection thermique.....	40
Figure 1.42 : Accéléromètre à lévitation électromagnétique.....	40

Chapitre 2 :

Figure 2.1: Définition des contraintes normales et tangentielles.....	42
Figure 2.2 : Définition du repère utilisé.....	45
Figure 2.3: Système d'axes utilisé pour le calcul de résistance électrique des jauges de contrainte.....	48
Figure 2.4: Cas des contraintes longitudinales applicables au cas d'une poutre.....	51
Figure 2.5: Cas des contraintes transversales applicables au cas d'une poutre.....	51
Figure 2.6: Diagramme $E(k)$ du silicium monocristallin.....	53
Figure 2.7: Effet d'une contrainte uni-axiale sur les surfaces de même énergie.....	54
Figure 2.8 : Variation en fonction du dopage des coefficients de piézorésistivité π_{44} pour le Silicium de type P et π_{11} pour le Silicium type N.....	55
Figure 2.9 : Variation du coefficient de piézorésistivité π_{11} du Si-N et du coefficient π_{44} du Si-P en fonction de la température.....	56
Figure 2.10 : Courbes de variations, paramétrées en température, du facteur de piézorésistance du Silicium de type N et P.....	57
Figure 2.11 : Module de Young du silicium (100) en fonction des directions cristallographiques.....	58
Figure 2.12 : Coefficients de Poisson du silicium (100) en fonction des directions cristallographiques.....	59
Figure 2.13 : Courbe de variation des coefficients de piézorésistivité du Si-N (100) en fonction des directions cristallographiques.....	60
Figure 2.14 : Courbe de variation des coefficients de piézorésistivité du Si-P (100) en fonction des directions cristallographiques.....	60
Figure 2.15: Valeur des facteurs de jauge uni-axiaux en fonction de la concentration en élément dopant (d'après P.J. French et G.R. Evans).....	62

Chapitre 3 :

Figure 3.1 : Applications des accéléromètres : mesure du mouvement, mesure de l'inclinaison, mesure de vibrations, mesure de choc (source : Analog Devices).....	64
Figure 3.2 : Parties constituant un microsystème électromécanique.....	66
Figure 3.3 : Schéma d'un de microlevier.....	66
Figure 3.4 : Modèle statique du microlevier.....	67
Figure 3.5 : Rayon de courbure.....	68
Figure 3.6 : Modèle mécanique de second ordre de type : Masse-Ressort-Amortisseur.....	70
Figure 3.7 : Structure proposée.....	71

Figure 3.8: Dimensions de la structure.	72
Figure 3.9 : Modèle de chargement de la structure.....	75
Figure 3.10: Fléchissement Z pour une charge ponctuelle en fonction de la distance sous une accélération de 1g.	77
Figure 3.11 : Moment M en fonction de la distance sous une accélération de 1g.....	77
Figure 3.12 : Fléchissement théorique Z_{max} à l'extrémité libre en fonction de l'accélération.	78
Figure 3.13: Equivalence modèle distribué et modèle ponctuel.....	78
Figure 3.14 : La sensibilité en fonction de l'accélération.	81
Figure 3.15 : Maillage de structure.	82
Figure 3.16: (a) la structure chargée uniformément, (b) la structure chargée ponctuellement, charge représente l'accélération.	83
Figure 3.17 : Résultat de la simulation montrant la répartition longitudinale de la contrainte. .	83
Figure 3.18: Résultat de la simulation montrant la déformation de la structure.	84
Figure 3.19: Résultat de la simulation montrant le fléchissement de la structure.	84
Figure 3.20 : Fléchissement Z pour une charge ponctuelle en fonction de la distance sous une accélération de 1g calculé par ANSYS.....	85
Figure 3.21: L'emplacement des jauges de contrainte dans la structure suspendue.	86
Figure 3.22 : Simulation de la sensibilité hors axe (axe X) de l'accéléromètre.....	87
Figure 3.23 : Implantation des jauges dans la structure.	88
Figure 3.24 : Pont de Wheatstone de l'accéléromètre.....	89
Figure 3.25 : La tension de sortie en fonction de l'accélération.....	90
Figure 3.26: Chaîne d'amplification en chaîne directe.....	90
Figure 3.27: Electronique de conditionnement du signal.91	
Figure 3.28: Schéma d'amélioration du PSRR.....	92
Figure 3.29: Implémentation avec des PMOS.	93
Figure 3.30 : Montage permettant la rejection du bruit sur Vcc et G_{nd}	94

Chapitre 04 :

Figure 4.1 : Structure trois dimensions de l'accéléromètre à trois axes piézorésistif.....	96
Figure 4.2 : Ponts de Wheatstone pour les trois composantes d'accélération, (a) pour A_x , (b) pour A_y et (c) pour A_z	97
Figure 4.3 : L'alignement des piézorésistances.....	97
Figure 4.4 : La génération du maillage pour la méthode FEM.....	99
Figure 4.5 : La distribution des contraintes dans les micropoutres causées par l'accélération A_z de 1g.	100
Figure 4.6 : Déformation de la structure causée par une accélération A_z de 1g.....	101
Figure 4.7 : Résultat du déplacement causé par l'accélération de 1g suivant A_z	101
Figure 4.8 : La distribution des contraintes dans les micropoutres 1 et 3 causées par l'accélération A_y de 1g.	102
Figure 4.9 : La distribution des contraintes dans les micropoutres 2 et 4 causées par l'accélération A_x de 1g.	103
Figure 4.10 : Contrainte en fonction de la longueur des micropoutres.	104
Figure 4.11 : Contrainte en fonction de la longueur des micropoutres.	104
Figure 4.12 : Répartition des contraintes sur la surface des micropoutres.	105
Figure 4.13 : Répartition des contraintes sur la surface des micropoutres 1 et 3.....	106
Figure 4.14: Pont de Wheatstone complet pour calculer la tension de sortie des trois composantes d'accélération.....	107
Figure 4.15 : Sensibilité en fonction de l'accélération pour les trois composantes A_x , A_y et A_z .108	
Figure 4.16: Sensibilité en fonction de l'accélération pour les deux composantes A_x et A_y	108

Figure 4.17: Tension de sortie en fonction de l'accélération pour les trois composantes A_x , A_y et A_z 109
 Figure 4.18: Tension de sortie en fonction de l'accélération pour les deux composantes A_x et A_y 109

Chapitre 05 :

Figure 5. 1 : Procédé de lithographie..... 113
 Figure 5.2 : Structures typiques d'un circuit CMOS dans une technologie à 1 niveau de polysilicium et 2 niveaux de métaux..... 114
 Figure 5.3 : Exemple de structures micro-usinées par gravure en volume par FSBM. 115
 Figure 5.4 : Exemple de cavité obtenue par gravure isotrope..... 116
 Figure 5.5: Exemple de cavité obtenue par gravure anisotrope..... 118
 Figure 5.6 : Principe de la gravure en surface..... 119
 Figure 5.7 : Exemple de structure micro-usinée par gravure en surface (micromoteur, source SANDIA National Labs). 119
 Figure 5.8: Séquences des principales étapes technologiques pour la réalisation d'un accéléromètre uniaxial. 125
 Figure 5.9: Séquences des principales étapes technologiques pour la réalisation d'un accéléromètre triaxial. 135

Conclusion générale :

Figure 1: Augmentation de la masse sismique..... 140
 Figure 2 : Augmentation de la masse sismique et amélioration de l'équilibre. 140

Annexe C :

Figure C.1 : rayon de courbure. 144

Annexe D :

Figure D.1 : (a) Diagramme de contraintes dans une poutre homogène soumise à l'action d'un moment fléchissant, (b) Diagramme de contraintes dans une poutre hétérogène soumise à l'action d'un moment fléchissant. 146
 Figure D.2 : Méthode de calcul d'une section homogène équivalente (a) section hétérogène (b) section homogène équivalente..... 147

Liste des tableaux :

Chapitre 1 :

Tableau 1.1 : Effets utilisés pour les capteurs passifs. 07
 Tableau 1.2 : Effets utilisés pour les capteurs actifs..... 08
 Tableau 1.3 : Domaines d'application des MEMS. 32

Chapitre 2 :

<i>Tableau 2.1: Coefficients piézorésistifs pour le silicium monocristallin.</i>	46
<i>Tableau 2.2: Coefficients longitudinal et transversal pour différentes directions.</i>	46
<i>Tableau 2.3 : Expressions des coefficients de piézorésistivité dans le nouveau repère.</i>	
<i>Tableau 2.4: Récapitulatif des différents facteurs de jauge piézorésistifs.</i>	52
<i>Tableau 2.5 : Valeurs des coefficients d'élasticité du silicium <100>.</i>	58
<i>Tableau 2.6 : Comparaison entre résultats de simulation et de littérature.</i>	59
<i>Tableau 2.7: Facteurs de jauge piézorésistifs uni-axiaux dans le cas du polysilicium pour deux types de dopage différents.</i>	61

Chapitre 3 :

<i>Tableau 3.1 : Les spécifications d'accéléromètres pour deux types d'applications.</i>	64
<i>Tableau 3.2: Propriété des couches CMOS.</i>	71
<i>Tableau 3.3: Dimensions de la structure.</i>	72
<i>Tableau 3.4 : Comparaison des modèles à la simulation.</i>	85
<i>Tableau 3.5 : Contraintes produites par différentes composantes d'accélération.</i>	88

Chapitre 4 :

<i>Tableau 4.1 : Dimensions de la structure proposée.</i>	96
<i>Tableau 4.2 : Changement des piézorésistances par les trois composantes d'accélération.</i>	107

Liste des notations utilisées :

a_{ij} : matrice de rotation d'axes.

A_{ijkl} : coefficient multiplicatif défini à partir de la matrice de rotation.

B_{ijkl} : coefficient multiplicatif défini à partir de la matrice de rotation.

C_{ijkl} : coefficient multiplicatif défini à partir de la matrice de rotation.

E : module de Young.

ν : coefficient de Poisson.

C : module de Coulomb.

Δe : déformation du barreau en épaisseur.

ΔR : variation de la résistance.

Δl : déformation du barreau en largeur.

$\Delta \rho$: variation de la résistivité.

ΔR : variation de la résistance des jauges.

ΔV_S : variation de la tension de sortie.

ΔL : déformation du barreau en longueur.

Π_{11} : coefficient de piézorésistivité longitudinale.

Π_{12} : coefficient de piézorésistivité transversale.

Π_{44} : coefficient de piézorésistivité de cisaillement.

Π_{ijkl} : tenseur de piézorésistivité.

Π'_{ijkl} : tenseur de piézorésistivité dans le repère arbitraire.

Π_l : coefficient de piézorésistivité longitudinale.

Π_t : coefficient de piézorésistivité transversale.

ρ : résistivité électrique.

ρ_0 : résistivité électrique au repos.

ρ_{ij} : tenseur de résistivité électrique.

ρ'_{ij} : tenseur de résistivité électrique dans le repère arbitraire.

$\rho^{c_{ij}}$: tenseur de résistivité électrique équivalente.

σ : contrainte mécanique.

τ_c : contrainte de cisaillement.

σ_e : contrainte de limite d'élasticité.

σ_{kl} : tenseur des contraintes.

σ'_{kl} : tenseur des contraintes dans le repère arbitraire.

σ_l : contrainte longitudinale.

σ_t : contrainte transversale.

θ, φ, ψ : angles d'Euler.

l : largeur du barreau rectangulaire.

L : longueur du barreau rectangulaire.

e : épaisseur du barreau rectangulaire.

E : champ électrique.

E_C : niveau inférieur de la bande de conduction.

E_F : niveau de Fermi.

E_g : largeur de la bande interdite.

E_i : tenseur du champ électrique.

E'_i : tenseur du champ électrique dans le repère arbitraire.

E_V : niveau supérieur de la bande de valence.

G : facteur de jauge.
 G_l : facteur de jauge longitudinal.
 G_t : facteur de jauge transversal.
I : courant électrique.
V : tension électrique.
k : constante de Boltzmann.
J : densité du courant électrique.
 J_j : tenseur de densité du courant électrique.
 J'_j : tenseur de densité du courant électrique dans le repère arbitraire.
 m_l : masse longitudinale des trous/électrons.
 m_t : masse transversale des trous/électrons.
n : concentration des électrons dans la bande de conduction.
 n_0 : concentration des électrons dans la bande de conduction au repos.
 N_A : concentration des dopants accepteurs.
 N_C : densité d'états dans la bande de conduction.
 N_V : densité d'états dans la bande de valence.
 m^* : la masse effective.
 τ : temps de relaxation.
 μ_p : mobilité des trous.
 μ_n : mobilité des électrons.
Oxyz : repère cartésien principal.
Ox'y'z' : repère cartésien arbitraire.
p : concentration des trous dans la bande de valence.
P (N, T) : facteur multiplicatif des coefficients de piézorésistivité en fonction de la température et du dopage.
q : charge élémentaire.
R : résistance électrique.
 R_0 : valeur de la résistance au repos.
S : sensibilité du capteur.
 S_{ij} : tenseur d'élasticité.
Si-N : silicium de type N.
Si-P : silicium de type P.
T : température.
u,v : coordonnées cartésiennes normalisées.
 V_e : tension d'alimentation.
F : la force.
T : efforts tranchants.
 e_p : épaisseur de la micropoutre.
L : longueur.
l : largeur.
Z : déplacement.
I : moment quadratique d'inertie.
M : moment fléchissant.
r : rayon de courbure.
h : la distance verticale séparant la fibre neutre et le point considéré.
m : masse.

K : ressort.

D : amortisseur.

F_{ext} : la force extérieure au système.

F_D : la force appliquée par l'amortisseur.

F_K : la force appliquée par le ressort.

ξ : le coefficient d'amortissement du système mécanique du second ordre.

R : résistance.

C : condensateur.

L : inductance.

L_b : longueur du bras.

L_p : longueur du plateau.

W_b : largeur du bras.

W_p : largeur du plateau.

d_i : densité volumique.

ρ_0 : densité par unité de surface.

L : longueur de la micropoutre.

W : largeur de la micropoutre.

a : l'accélération.

S : la sensibilité.

V_{noise}^2 : la densité spectrale de bruit thermique.

f_{res} : la fréquence de résonance.

q_b : force inertielle résultant de la masse du bras.

q_p : force inertielle résultant de la masse du plateau.

I_b : le moment d'inertie de la section du bras.

I_p : le moment d'inertie de la section du plateau.

Z_{max} : le fléchissement maximal de la structure.

m_{eq} : la masse équivalente.

K_{eq} : la raideur équivalente.

ΔR_Z : la variation de la résistance due aux contraintes produites par la déflexion suivant l'axe z .

ΔR_Y : la variation de la résistance due aux contraintes produites par la déflexion suivant l'axe y .

$\Delta R_{Y'}$: la variation de la résistance due aux contraintes produites par la déflexion suivant l'axe opposé de y .

ΔR_X : la variation de la résistance due aux contraintes produites par la déflexion suivant l'axe x .

V_{dd} : la tension d'alimentation du pont.

R_0 : la valeur de la piézorésistance à l'équilibre du pont.

V_{out} : la tension de sortie du pont.

V_{in} : la tension d'entrée.

A : le gain du bloc d'amplificateur.

B : le gain du bloc de conversion.

$P\text{-}R_{ij}$: la piézorésistance j de type P pour une direction i .

$N\text{-}R_{ij}$: la piézorésistance j de type N pour une direction i .

V_i^{Bruit} : la tension quadratique moyenne du bruit thermique.

S_i : la sensibilité de la composante i .

R_i : la résolution de la composante i .

Acronymes utilisés:

SC: semiconducteur.

MEMS: Micro-Electro-Mechanical System.

CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor.

CAO: Conception Assistée par Ordinateur.

CI: Circuit Intégré.

RF MEMS: Radio Frequency MEMS.

BioMEMS: Biomedical MEMS.

MOEMS: Micro-Opto-Electro-Mechanical System.

ADN: Acide DésoxyriboNucléique.

LNA : Low Noise Amplify.

PSRR: Power Supply Rejection Ratio.

FEM: Finite Element Method.

FEA: Finite Element Analysis.

DSP: Densité Spectrale de Puissance.

RIE: Reactive Ion Etching.

FSBM: Front Side Bulk Micromachining.

BSBM: Back Side Bulk Micromachining.

Introduction générale

Introduction générale :

Un MEMS (Micro Electro Mechanical System) est un système microélectronique composé d'éléments électroniques analogiques et numériques mais aussi d'éléments électromécaniques destinés à assurer des fonctions de capteurs ou d'actionneurs. Les MEMS (aussi désignés sous l'appellation de Microsystèmes en Europe ou Micromachines au Japon) réunissent un ensemble de composants réalisés le plus souvent sur silicium à l'aide de micro-technologies. Leur particularité est d'employer des technologies microélectroniques pour réaliser des dispositifs qui, en plus d'être des circuits électroniques, sont des capteurs ou des actionneurs.

L'électronique est fabriquée en utilisant les procédés de fabrication des circuits intégrés (par exemple CMOS, Bipolaire, BICMOS), tandis que les parties mécaniques, elles sont fabriquées à l'aide de procédés qui éliminent certaines parties du wafer ou ajoutent de nouvelles couches structurales pour former le dispositif mécanique. Le concept "micromechanics" fait référence à l'utilisation du silicium comme matériau mécanique et à l'application de la technologie avancée des circuits intégrés pour fabriquer des structures mécaniques de très petites dimensions.

L'association de la microélectronique sur silicium avec la technologie de micro-usinage a rendu possible la réalisation de systèmes complets sur puce. La technologie des MEMS permet le développement de composants intelligents ; elle ajoute à la capacité de calcul de la microélectronique, l'aptitude de percevoir et de contrôler des microcapteurs et des microactionneurs. Ces composants profitent à la fois d'une extrême miniaturisation et d'un rapport performance-coût très avantageux du fait de leur capacité à être produits en série par les procédés de fabrication collective.

Principalement, on trouve les accéléromètres dans l'automobile (airbag, suspension active, pré-tensionneur de ceinture de sécurité, alarme antivol, détecteur d'occupation de siège, contrôle de stabilité, dispositif anti-retournement, etc.), mais ils sont également utilisés dans de nombreux domaines publics et industriels (caméscope, téléphone portable, système de navigation GPS, sismométrie, surveillance de machines, etc.). A chaque type d'application correspond un accéléromètre avec des performances dédiées. Bien souvent, la performance est liée au coût du capteur.

La majorité des accéléromètres détectent l'accélération suivant une direction. Cette donnée est souvent insuffisante pour avoir une information exacte sur le mouvement, car l'accélération est une grandeur vectorielle possédant donc trois composantes. Ainsi les accéléromètres triaxiaux sont nécessaires pour le contrôle de mouvement dans de nombreuses applications telles que l'automobile ou la robotique. L'accéléromètre intégré triaxial présente beaucoup d'avantages (en comparaison à la combinaison de trois accéléromètres mono-axe), entre autres : la diminution du coût et de la taille.

Le marché des accéléromètres, dédiés uniquement à l'automobile, ont atteint 603M\$ en 2005 [17]. Ce marché est ainsi l'un des domaines des MEMS en pleine expansion.

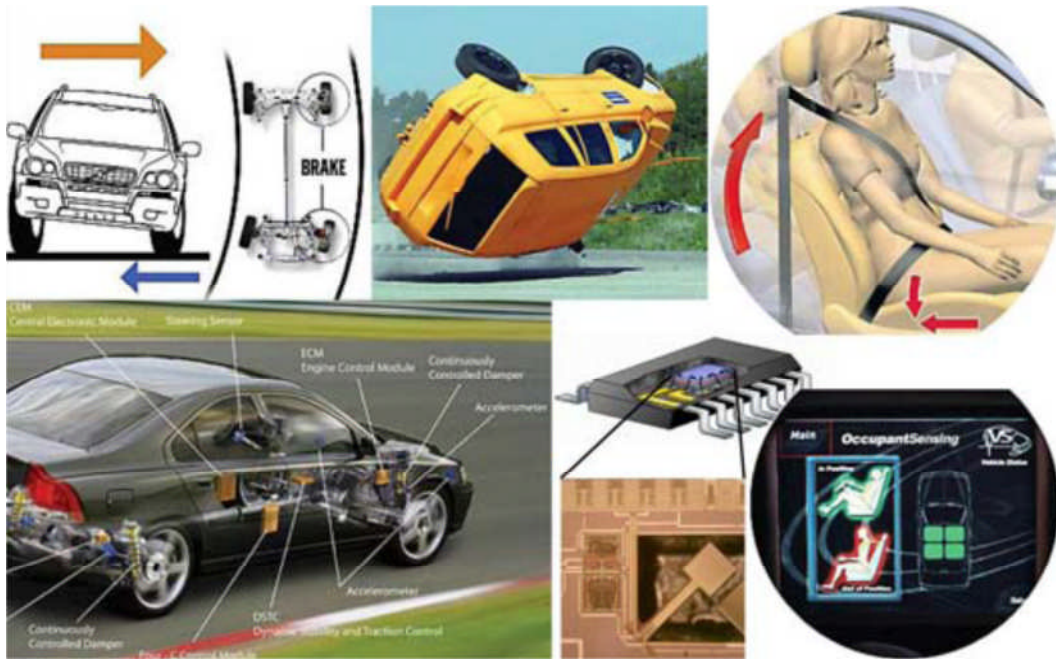


Figure 1: Un des domaines d'application des accéléromètres est l'automobile. Du déclenchement des airbags au dispositif d'anti-retournement, ces capteurs sont indispensables dans ce domaine. [17]

La technologie de fabrication de microsystèmes la moins onéreuse est la technologie CMOS associée à la micro-gravure en volume du substrat par la face avant et la face arrière. Cette technologie permet l'intégration monolithique du capteur (l'électronique et la partie mécanique du capteur sont sur le même substrat de silicium), et nous permet de miniaturiser le système et d'augmenter ses performances et en particulier de minimiser le bruit grâce à la réduction des capacités parasites des interconnexions.

Le travail présenté dans ce mémoire décrit la conception, la modélisation et l'optimisation d'accéléromètres monolithiques CMOS uniaxial et triaxial à faible coût. Ce manuscrit est constitué de cinq chapitres. Il est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous dresserons un état de l'art sur les capteurs, les actionneurs et leurs caractéristiques. Nous établirons ensuite un bilan sur les microsystèmes ainsi que les différents modes de transduction. Nous citerons ainsi quelques exemples d'application. Pour des raisons de compatibilité avec la technologie CMOS, de simplicité et de linéarité de la réponse, nous opterons pour la transduction piézorésistive.

Dans le second chapitre, nous étudierons la théorie de la piézorésistivité du silicium monocristallin et polycristallin constituant les jauges de contraintes. Ces dernières seront montées en pont de Wheatstone avec des résistances de mêmes valeurs. Nous déterminerons ensuite les différents coefficients piézorésistifs des différentes jauges suivant leur orientation.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la réponse mécanique et électrique d'un accéléromètre uniaxial. Nous procéderons ensuite à sa modélisation pour la mesure de l'accélération verticale. La structure proposée est composée d'une masse sismique attachée à un microlevier susceptible de fléchir sous l'action d'une accélération verticale appliquée. Des modèles seront proposés pour ce type d'accéléromètre. Ces modèles seront vérifiés par des simulations par éléments finis sous ANSYS. Ce logiciel nous permettra de

donner les caractéristiques intrinsèques (sensibilité, linéarité,..) de l'accéléromètre ainsi constitué.

Une étude préliminaire d'un accéléromètre triaxial à détection piézorésistive est abordée dans le quatrième chapitre. Une structure proposée est constituée d'une masse sismique lourde suspendue par quatre micropoutres longues. Ceci va permettre d'obtenir des sensibilités importantes. Cette structure sera étudiée et modélisée par la méthode des éléments finis sous ANSYS pour optimiser les localisations des jauges de contraintes et séparer chaque composante d'accélération par des circuits en pont de Wheatstone complets.

Le cinquième chapitre va décrire les différentes étapes de fabrication des microsystèmes monolithiques compatibles avec les techniques classiques de la microélectronique. Nous proposerons les étapes technologiques de fabrication pour les deux accéléromètres (mono-axial et triaxial).

Finalement, on clôture par une conclusion générale et les perspectives de notre travail.

Chapitre 1

Généralités sur les Capteurs et Microsystèmes MEMS

I. Introduction

L'industrie de la microélectronique augmente sans cesse la densité d'intégration de transistors par puce, dans le but d'améliorer les performances des circuits intégrés. La loi de Moore énoncée des 1965 par Gordon Moore, ingénieur de Fairchild Semiconductor (co-fondateur d'Intel) [12], indiquait que la densité d'intégration sur silicium doublerait tous les 18 mois, ce qui implique la réduction de taille des transistors. A ce jour, cette prédiction s'est révélée exacte, avec pour conséquences l'apparition sur le marché de systèmes électroniques de moins en moins coûteux et de plus en plus performants. Cette évolution quasi-exponentielle est le fruit de progrès fulgurants de la recherche en microélectronique tant aux niveaux des procédés, des techniques de conception que des architectures. Cependant des limites technologiques semblent se profiler à l'horizon comme la finesse de la gravure, l'interconnexion, la densité de composants.

Depuis l'apparition du premier transistor en 1947, et du premier circuit intégré inventé en 1958 par Jack Kilby (Ingénieur à Texas Instrument), les technologies n'ont cessé d'évoluer, et placent aujourd'hui l'industrie du semi-conducteur au premier plan du marché de l'électronique. Les technologies silicium comme les technologies CMOS (Complementary Metal Oxide Semi-conductor) ont été très largement instaurées, et représentent aujourd'hui environ 75% du marché du semi-conducteur. Cette évolution est largement cofinancée par l'explosion de la micro-informatique, des multimédias et systèmes de communication pour qui les besoins sont de plus en plus grands en termes de performances.

Actuellement, en exploitant les propriétés électriques et mécaniques des semi-conducteurs, nous avons été conduits à concevoir des dispositifs capables d'explorer tout ce qui nous entoure et de mesurer tous les phénomènes physiques de l'univers. Ces nouveaux dispositifs composés d'une partie électrique et d'une partie mécanique ou autre, est appelée microsystème.

La conception des microsystèmes requiert des compétences multidisciplinaires nécessitant la collaboration de plusieurs groupes de différentes spécialités. Ces groupes ont leurs propres méthodologies de travail et leurs langages de modélisations qui sont spécifiques à un domaine particulier.

II. Les capteurs :

Lorsqu'on souhaite traduire une grandeur physique en une autre grandeur (généralement électrique), on fait appel à ce que l'on nomme classiquement « capteur ». Son rôle est de donner une image interprétable d'un phénomène physique de manière à pouvoir l'intégrer dans un processus plus vaste. [01]

II.1 Généralités et définitions :

1. Mesurande :

C'est la grandeur physique que l'on souhaite mesurer.

2. Capteur :

Le capteur est le premier élément de la chaîne de mesure. Il transforme les grandeurs physiques ou chimiques non électriques en un signal électrique.

La grandeur à mesurer est appelée mesurande « m ». Le rôle du capteur est donc de convertir « m » en une grandeur électrique qu'on appellera la mesure « s » [01] et qui peut être une impédance (on parle dans ce cas de capteurs passifs) ou une charge, un courant ou une différence de potentiel (ddp) (on parle ici de capteurs actifs).

On parle aussi de transducteur. Il permet de transformer la grandeur physique d'entrée (le mesurande) en une autre grandeur physique de sortie ou en un signal électrique.

La fonction $s = F(m)$ dépend souvent d'autres grandeurs physiques propres à l'environnement (température, humidité, etc.). Ces grandeurs sont appelées grandeurs d'influence.

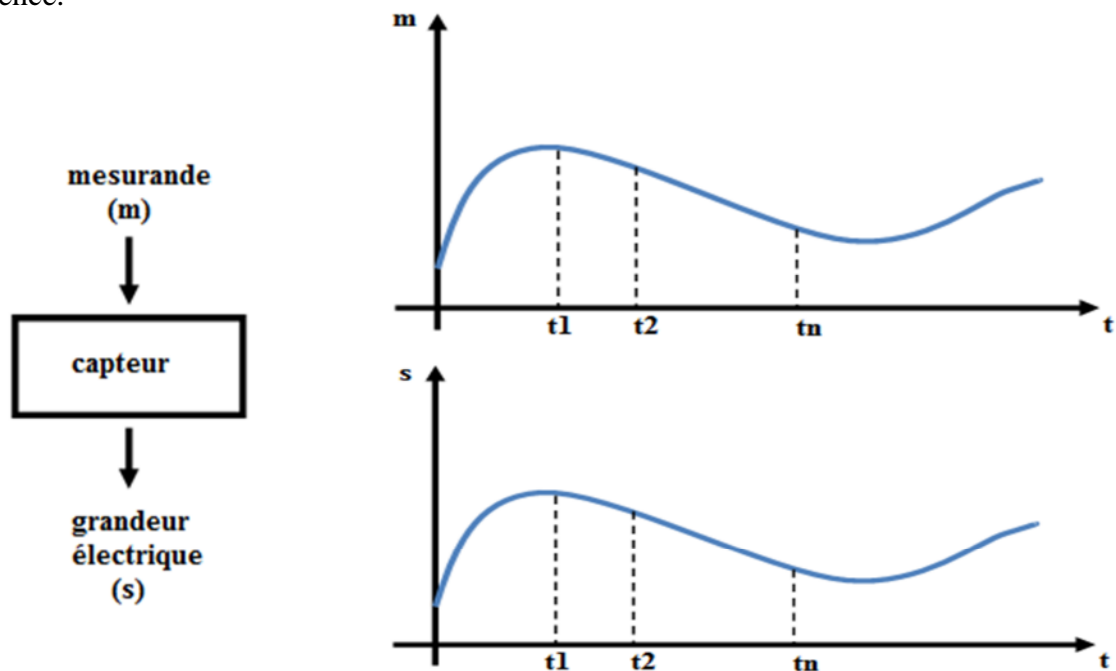


Figure 1.1 : Principe d'un capteur.

Généralement, on obtient une grandeur de sortie du type électrique. Elle peut être soit :

- Une charge,
- Une tension,
- Un courant,
- Une impédance (R, L, C).

En général, le signal délivré par le capteur n'est pas directement utilisable et a besoin d'être amplifié, adapté, converti, linéarisé, digitalisé, [02] etc. L'ensemble des circuits et appareils qui assure ces opérations est appelé chaîne de mesure.

2.1 Chaîne de mesure :

Pour obtenir une image d'une grandeur physique, on fait appel à une chaîne de mesure qui peut faire intervenir plusieurs phénomènes différents. La mesure d'un débit, par exemple, peut se faire en plusieurs étapes : [02]

- Transformation du débit en une pression différentielle,
- Transformation de la pression différentielle en la déformation mécanique d'une membrane,
- Transformation de la déformation mécanique en une grandeur électrique (à l'aide d'un piézo-électrique) via un circuit électronique associé.

L'ensemble de ces étapes constitue la chaîne de mesure.

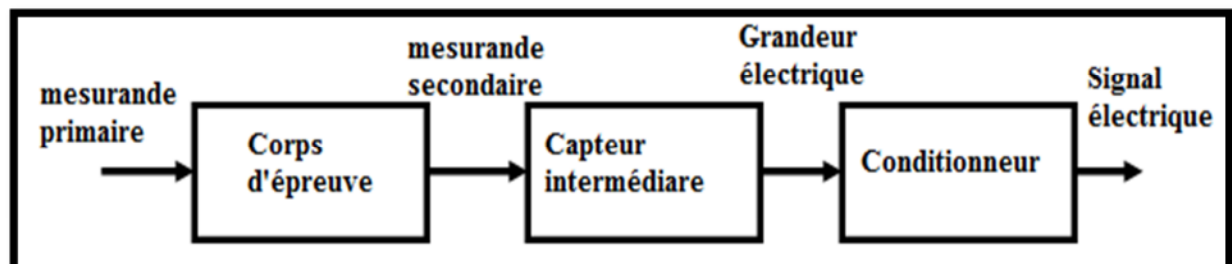


Figure 1.2 : Constitution d'une chaîne de mesure classique.

Dans la plupart des cas, la sortie d'une chaîne de mesure est du type électrique. Si la chaîne de mesure fait intervenir plusieurs transducteurs, on appelle corps d'épreuve celui en contact direct avec le mesurande. Le dernier transducteur est associé à un conditionneur qui fournit la grandeur électrique de sortie de manière exploitable. Le choix de ce conditionneur est une étape importante dans le cadre de la chaîne de mesure car, associé au capteur, il détermine la nature finale du signal électrique et va influencer les performances de la mesure.

2.2 Types de grandeur physique :

On peut classer les grandeurs physiques en 6 familles [02]. Chaque capteur s'associera à l'une de ces 6 familles :

- Mécanique : déplacement, force, masse, pression, débit...
- Thermique : température, capacité thermique, flux thermique.

- Electrique : courant, tension, charge, impédance, diélectrique.
- Magnétique : champ magnétique, perméabilité, moment magnétique.
- Radiatif : lumière visible, rayons X, micro-ondes.
- Biochimique : humidité, gaz, sucre, hormone.

2.3 Etalonnage des capteurs :

L'étalonnage est l'opération qui établit la relation entre le mesurande et la grandeur électrique de sortie. Cette relation peut dépendre non seulement du mesurande mais aussi des grandeurs d'influence. S'il n'y a pas de grandeurs d'influence, l'étalonnage est simple, sinon il est multiple.

2.4 Classification des capteurs :

On peut classer les capteurs en deux grandes familles en fonction de la caractéristique électrique de la grandeur de sortie. Cette classification influe sur le conditionneur qui lui est associé. [02]

1. Capteurs passifs :

Le capteur se comporte en sortie comme un dipôle passif qui peut être résistif, capacitif ou inductif.

Le tableau ci-dessous résume, en fonction du mesurande, les effets utilisés pour réaliser la mesure.

Mesurande	Effet utilisé (grandeur de sortie)	Matériaux
Température	Résistivité	Platine, nickel, cuivre, semi-conducteurs
Très basse température	Constante diélectrique	Verre
Flux optique	Résistivité	Semi-conducteurs
Déformation	Résistivité Perméabilité	Alliages nickel Alliages ferromagnétiques
Position	Résistivité	Magnétorésistances : Bismuth, antimoine d'indium
Humidité	Résistivité	Chlorure de lithium

Tableau 1.1 : Effets utilisés pour les capteurs passifs.

2. Capteurs actifs :

Dans ce cas, la sortie du capteur est équivalente à un générateur. C'est un dipôle actif qui peut être du type courant, tension ou charge. Les principes physiques mis en jeu sont présentés sur le tableau 1.2.

Mesurande	Effet utilisé	Grandeur de sortie
Température	Thermoélectricité (thermocouple)	Tension
Flux optique	Photoémission Pyroélectricité	Courant Charge
Force, pression, accélération	Piézoélectricité	Charge
Position	Effet Hall	Tension
Vitesse	induction	Tension

Tableau 1.2 : Effets utilisés pour les capteurs actifs.

2.5 Caractéristiques d'un capteur : définition métrologique :

De manière à classer les capteurs en fonction de leurs performances, nous sommes amenés à définir des paramètres qui permettent de les sélectionner en fonction de l'application.

1. Etendue de la mesure :

Elle définit la zone dans laquelle les caractéristiques du capteur sont assurées par rapport à des spécifications données. On peut classer cette zone en trois familles.

a. Zone nominale d'emploi :

Zone dans laquelle le mesurande peut évoluer sans modification des caractéristiques du capteur.

b. Zone de non-détérioration :

C'est une zone définie par des valeurs limites des grandeurs influençant le capteur (mesurande, température environnante, etc...) sans que les caractéristiques du capteur ne soient modifiées après annulation de surcharges éventuelles.

c. Zone de détérioration :

Dans laquelle, le capteur peut y avoir des modifications permanentes des caractéristiques.

2. Seuil :

Le seuil d'un capteur est la valeur minimale du mesurande à partir de laquelle le capteur devient sensible. En dessous de cette valeur le capteur ne mesure rien et il affiche une valeur nulle.

3. Hystérésis :

La figure ci-dessous illustre les caractéristiques de sortie d'un capteur présentant un effet d'hystérésis. L'hystérésis consiste au non coïncidence entre la courbe de charge et celle de décharge c'est-à-dire la mesure par valeurs croissantes et par valeur décroissantes.

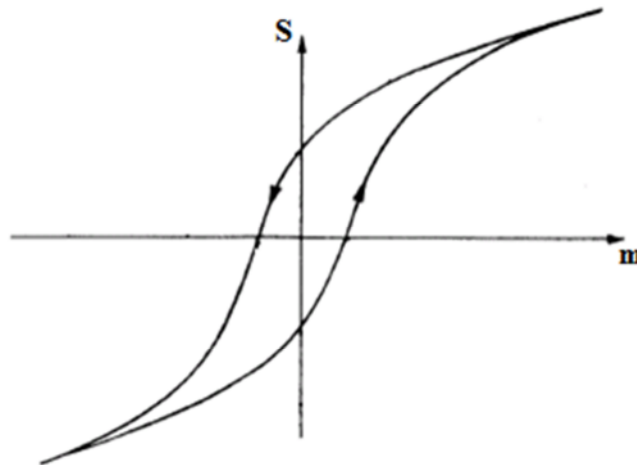


Figure 1.3 : Effet d'hystérésis.

4. Résolution :

Elle correspond à la plus petite variation du mesurande que le capteur est susceptible de déceler.

5. Caractéristique d'entrée-sortie d'un capteur :

Elle donne la relation d'évolution de la grandeur de sortie en fonction de la grandeur d'entrée. Elle est donnée classiquement par une courbe en régime permanent. Elle ne donne pas d'informations sur les caractéristiques transitoires du capteur.

6. Sensibilité :

Elle détermine l'évolution de la grandeur de sortie en fonction de la grandeur d'entrée en un point donné. C'est la pente de la tangente à la courbe issue de la caractéristique du capteur.

Dans le cas d'un capteur linéaire, la sensibilité du capteur est constante.

$$\text{Sensibilité} = \frac{\Delta(\text{grandeur de sortie})}{\Delta(\text{mesurande})}$$

Il faut noter que la sensibilité d'un capteur peut être fonction du conditionneur auquel il est associé.

7. Finesse :

C'est la qualité d'un capteur à ne pas venir modifier, par sa présence, la grandeur à mesurer. Cela permet d'évaluer l'influence du capteur sur la mesure. On la définit non seulement vis à vis du capteur mais aussi vis à vis de l'environnement d'utilisation du capteur. Par exemple, dans le cas d'une mesure thermique, on cherchera un capteur à faible capacité calorifique vis à vis des grandeurs l'environnant.

La finesse et la sensibilité sont en général antagonistes. Il peut y avoir un compromis à faire. Pour un capteur d'induction B, un capteur à forte perméabilité sera très sensible, par contre sa présence aura tendance à perturber les lignes de champ et la mesure de l'induction ne sera pas celle sans capteur, d'où une mauvaise finesse. Mais cette erreur peut être évaluée en vue d'une correction post-mesure et ainsi faire abstraction de la présence du capteur.

8. Linéarité :

Zone dans laquelle la sensibilité du capteur est indépendante de la valeur du mesurande. Cette zone peut être définie à partir de la définition d'une droite obtenant au mieux la caractéristique réelle du capteur, par exemple par la méthode des moindres carrés. On définit à partir de cette droite l'écart de linéarité qui exprime en % l'écart maximal entre la courbe réelle et la droite approchant la courbe.

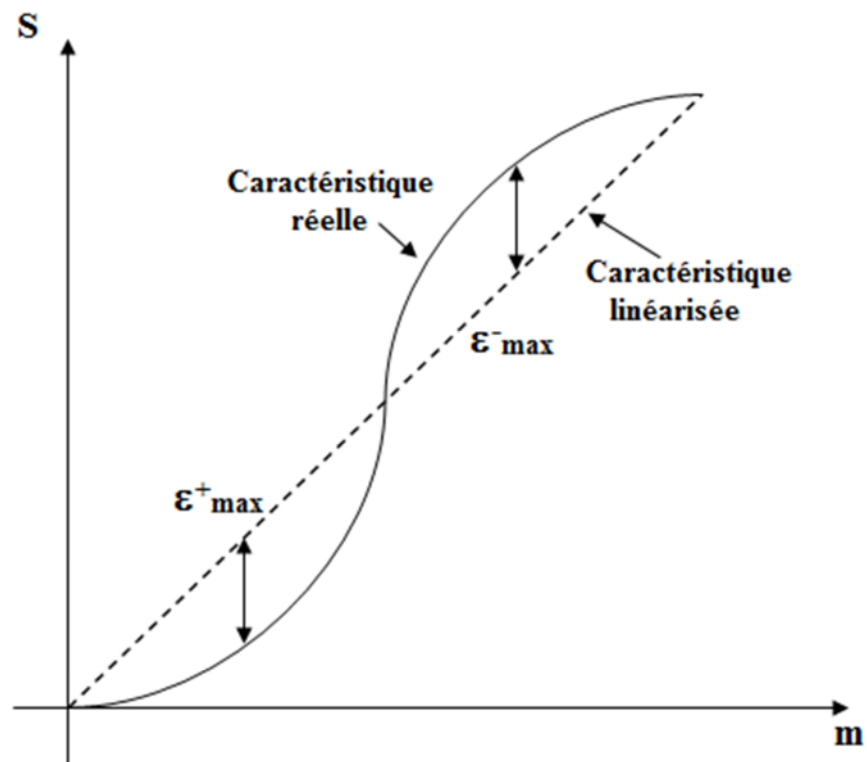


Figure 1.4 : Exemple de linéarisation de caractéristiques.

9. Rapidité :

C'est la qualité d'un capteur à suivre les variations du mesurande. On peut la chiffrer de plusieurs manières :

- Bande passante du capteur. (à -3 dB par exemple).
- Fréquence de résonance du capteur.
- Temps de réponse (à x%) à un échelon du mesurande.

10. Temps de réponse :

C'est l'aptitude d'un capteur à répondre aux variations du mesurande avec le temps. Si on prend, par exemple, notre thermomètre affichant 20°C et on le place dans un four à 100°C, il prendra un certain temps τ pour afficher 100°C : τ est appelé temps de réponse.

11. Caractéristiques statistiques d'un capteur :

Ces paramètres permettent de prendre en compte la notion d'erreurs accidentelles qui peuvent survenir sur un capteur.

Rappel : soit n mesures effectuées sur un mesurande, on définit à partir de ces n mesures :

- La valeur moyenne : $\langle m \rangle = \frac{\sum m_i}{n}$ 1.1
- L'écart type (dispersion des résultats autour de la valeur moyenne)

$$\sigma = \sqrt{\frac{(m_i - \langle m \rangle)^2}{n^2}} \quad 1.2$$

1. Fidélité :

Elle définit la qualité d'un capteur à délivrer une mesure répétitive sans erreurs. L'erreur de fidélité correspond à l'écart type obtenu sur une série de mesures correspondant à un mesurande constant.

2. Justesse :

C'est l'aptitude d'un capteur à délivrer une réponse proche de la valeur vraie et ceci indépendamment de la notion de fidélité. Elle est liée à la valeur moyenne obtenue sur un grand nombre de mesures par rapport à la valeur réelle.

3. Précision :

Elle définit l'écart en % que l'on peut obtenir entre la valeur réelle et la valeur obtenue en sortie du capteur. Ainsi un capteur précis aura à la fois une bonne fidélité et une bonne justesse.

4. Incertitude :

C'est la marge d'erreur ΔR entre la valeur donnée par l'appareil de mesure et la vraie valeur du mesurande. L'erreur relative donne une meilleure appréciation sur l'incertitude d'un appareil de mesure. Par exemple, pour un thermomètre dont l'incertitude est de 1% et qui affiche 20°C, la vraie valeur de la température est :

$$T_{réelle} = T_{mesurée} \pm \Delta T \quad 1.3$$

$$T_{réelle} = 20^{\circ}\text{C} \pm 0,2$$

2.6 Conditionneur associé :

Le conditionnement de la mesure consiste à rendre exploitable la mesure issue du capteur. L'association capteur-conditionneur détermine le signal électrique et ses caractéristiques. On effectue une adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure complète. [01], [02]

1. Capteurs actifs :

Le capteur se comporte comme une source.

1.1 Type source de tension :

On peut adopter le modèle suivant pour la sortie du capteur auquel on vient connecter une impédance correspondant à l'impédance d'entrée du conditionneur.

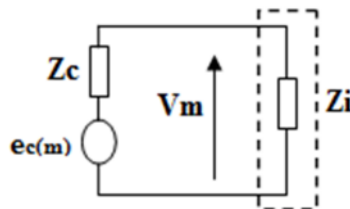


Figure 1.5 : Modèle du capteur source de tension.

On utilisera des dispositifs à forte impédance d'entrée de manière à obtenir une tension en sortie du conditionneur aussi proche que la tension en sortie du capteur. On pourra utiliser un montage suiveur (inverseur ou non), ou un amplificateur différentiel plus classiquement appelé amplificateur d'instrumentation (Voir ci-dessous).

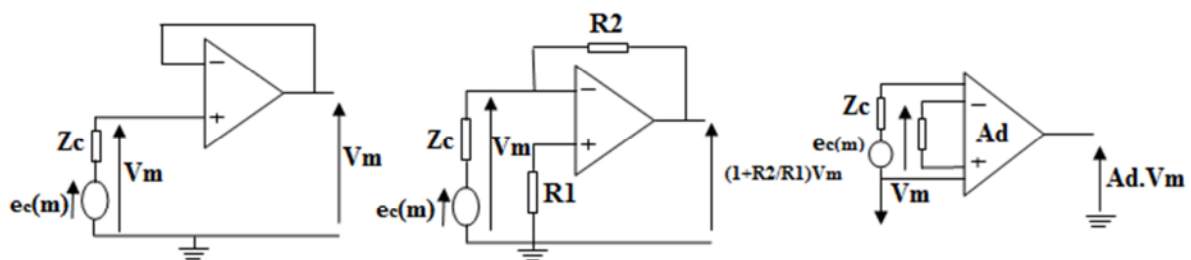


Figure 1.6 : Exemple de conditionneur.

1.2 Type source de courant :

Dans ce cas, le capteur peut se modéliser par une source de courant avec une impédance en parallèle.

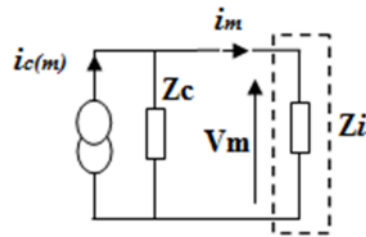


Figure 1.7 : Modèle du capteur type source de courant.

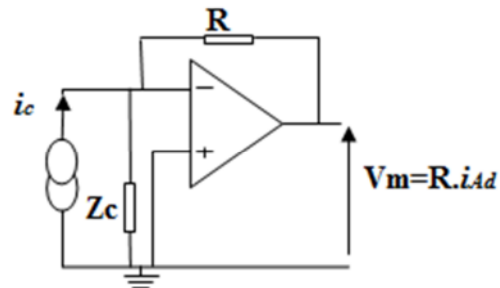


Figure 1.8 : Convertisseur courant tension.

1.3 Type source de charge :

Le capteur en tant que générateur présente une impédance interne capacitive. C'est le cas d'un cristal piézo-électrique. Il faut faire attention dans le cas où l'on vient brancher une impédance équivalente résistive à ses bornes. Cette résistance peut engendrer une décharge trop rapide de la capacité empêchant toute mesure.

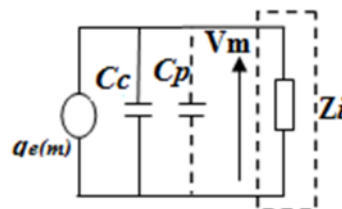


Figure 1.9 : Modèle du capteur type source de charge.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser un amplificateur de charge dont le principe est présenté ci-dessous.

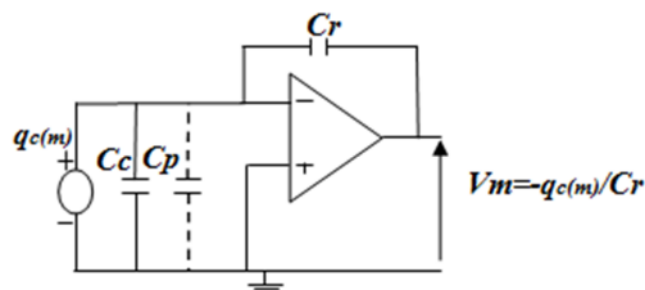


Figure 1.10: Amplificateur de charge.

2. Capteurs passifs :

Ce capteur donne une image du mesurande par l'intermédiaire d'une impédance. On associe donc toujours au capteur une source externe de tension ou de courant.

Deux grands principes de conditionneurs peuvent être employés :

- Montage en pont : on récupère alors une tension proportionnelle au mesurande.
- Montage oscillant : la fréquence du signal de sortie est modulée par le mesurande.

2.1 Montage potentiométrique :

a. Cas des résistances :

On utilise un simple pont diviseur alimenté par une source de tension continue V_e . L'impédance interne de la source (R_s), et l'impédance de l'appareil de mesure (R_d) doivent être prises en compte. Le capteur est modélisé par la résistance R_c .

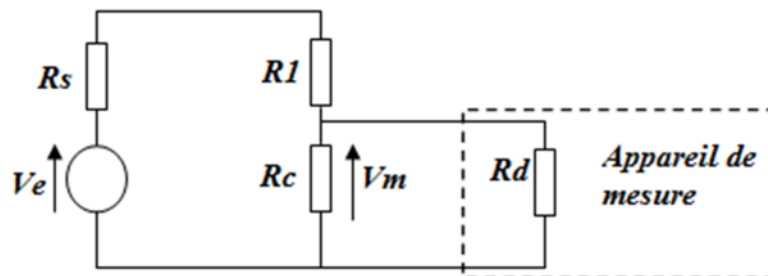


Figure 1.11 : Modèle du montage potentiométrique.

En négligeant R_s et R_d , on obtient :

$$V_m = \frac{R_c}{R_c + R_1} \cdot V_e \quad 1.4$$

La relation qui lie la tension de sortie (V_m) au paramètre image du mesurande (R_c) n'est pas linéaire. La sensibilité du montage n'est donc pas constante. On peut néanmoins faire une étude en petites variations du mesurande (étude petit signaux). Ainsi si l'on se place aux petites variations $\Delta R < R_c + R_1$:

$$R_c \rightarrow R_{c0} + \Delta R$$

$$V_m \rightarrow V_{m0} + \Delta V_m$$

Alors on obtient :

$$\Delta V_m = \frac{(R_1) \cdot \Delta R}{(R_1 + R_{c0})^2} \cdot V_e \quad 1.5$$

C'est une relation linéaire. On peut donc extraire directement la sensibilité du capteur $\Delta V_m / \Delta R_c$. Cette sensibilité est maximale pour $R_1 = R_{c0}$ soit :

$$\Delta V_m = \frac{V_e}{4R_1} \cdot \Delta R \quad 1.6$$

Remarque : Cas d'une alimentation en courant :

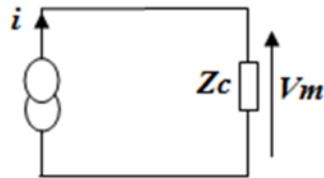


Figure 1.12: Capteur alimenté en courant.

L'utilisation d'une source de courant I rend le montage directement linéaire si l'on néglige l'impédance interne de la source, c'est à dire :

$$\Delta V_m = I \cdot \Delta R_c \quad 1.7$$

b. Cas des impédances complexes (Z_c) :

Le capteur est capacitif (détecteur de niveau par exemple) ou inductif (détecteur de position). On utilise alors une source d'alimentation sinusoïdale associée à un pont diviseur.

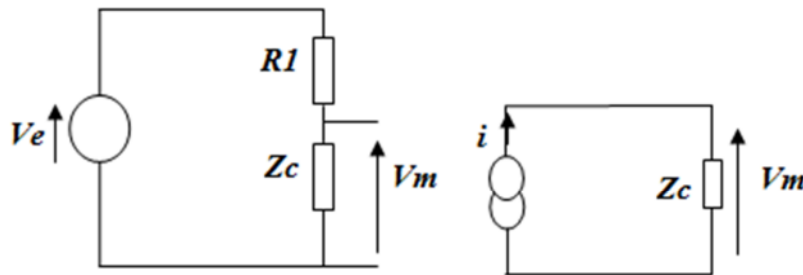


Figure 1.13 : Montage en pont dans le cas d'impédances complexes.

En supposant $R1 < |Zc|$, on obtient aux petites variations :

$$\Delta V_m = \frac{V_e}{R_1} \cdot \Delta Z_c \quad 1.8$$

De même, en utilisant une source de courant I :

$$\Delta V_m = I \cdot \Delta Z_c \quad 1.9$$

2.2 Montage en pont :

L'utilisation d'un montage potentiométrique présente le défaut d'avoir en sortie la présence d'une tension continue, et ceci en l'absence de variations du mesurande. L'emploi d'un montage en pont présente l'avantage de s'affranchir de cette tension continue.

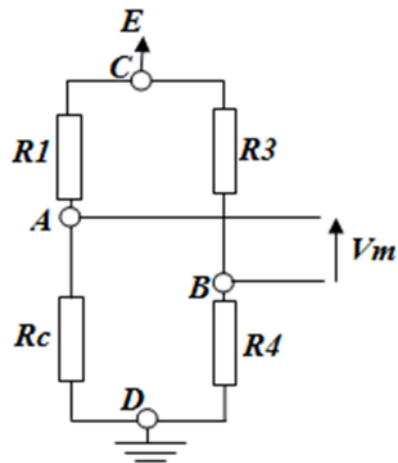


Figure 1.14 : Montage en pont.

- **Calcul des potentiels :**

$$\text{En A : } V_A = \frac{R_c}{R_c + R_1} E \quad 1.10$$

$$\text{Et en B : } V_B = \frac{R_4}{R_4 + R_3} E \quad 1.11$$

On obtient une tension de mesure encore appelée tension déséquilibre du pont :

$$V_m = V_A - V_B = \frac{R_c R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_c) - (R_4 + R_3)} E \quad 1.12$$

La tension nulle, en l'absence d'évolution du mesurande (cas stable $R_c = R_{c0}$), est obtenue par l'équilibre du pont de Wheatstone :

$$R_c R_3 = R_1 R_4 \quad 1.13$$

- **Cas : $R_c = R_1 = R_2 = R_3 = R$**

Cela correspond à une sensibilité maximum pour le cas du diviseur potentiométrique en supposant que le mesurande évolue autour d'une valeur R_{c0} : $R_c = R_{c0} + \Delta R$, avec $R_{c0} = R$. On obtient alors pour :

$$V_A = \frac{E}{2} \frac{(1 + \Delta R/R)}{(1 + \Delta R/2R)} \quad 1.14$$

$$\text{Et } V_B = E/2 \quad 1.15$$

$$\text{Soit : } V_m = \frac{E}{4} \frac{\Delta R/R}{\left(1 + \Delta R/2R\right)} \quad 1.16$$

2.3 Montage oscillant :

Un circuit oscillant (LC) présente une fréquence de résonance F_0 telle que :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 1.17$$

Si on insère un capteur capacitif ou inductif dans un tel circuit, ses variations entraîneront une variation Δf de la fréquence d'oscillation du circuit. En supposant des petites variations, on obtient une évolution :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta L}{2L_0} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0} \quad 1.18$$

Dans le cas d'un capteur capacitif, on peut utiliser un oscillateur à relaxation :

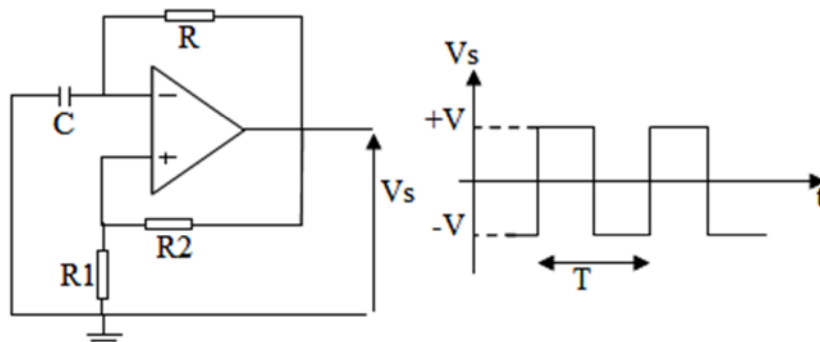


Figure 1.15 : Schéma électrique d'un montage astable à circuit R-C.

La période des oscillations est directement reliée à la valeur de la capacité par la relation :

$$T = 2RC \log \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad 1.19$$

II.2 Différents types des capteurs :

Il existe dans l'industrie une panoplie de capteurs qui peuvent être classés suivant leurs natures (actifs ou passifs) ou suivant le phénomène physique qui est à l'origine de leurs fonctionnements. On cite à titre d'exemple quelques types des capteurs les plus utilisés.

1. Capteurs de pression :

Dans tous les cas, les capteurs de pression peuvent se ramener au schéma synoptique ci-dessous. Le corps d'épreuve est l'élément mécanique qui, soumis aux variations de la grandeur à mesurer a pour rôle de transformer celle-ci en grandeur physique mesurable.

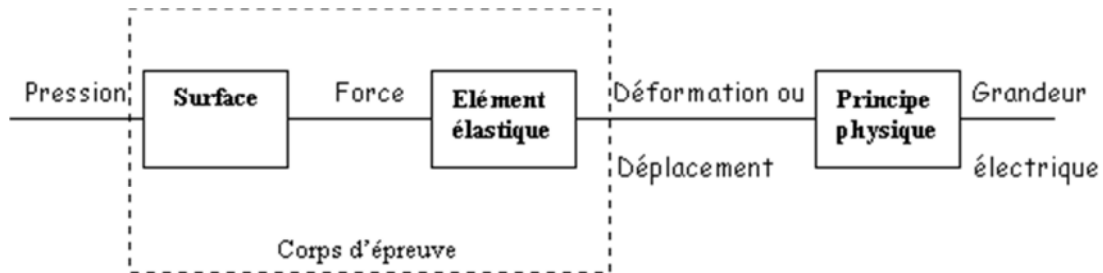


Figure 1.16 : Schéma de principe des capteurs de pression.

2. Capteurs d'accélération :

Un accéléromètre est un capteur qui, fixé à un mobile, permet de mesurer l'accélération de ce dernier. Le principe de tous les accéléromètres est basé sur la loi fondamentale de la dynamique :

$$\vec{F} = m.\vec{\gamma} \quad 1.20$$

Plus précisément, il consiste en l'égalité entre la force d'inertie de la masse sismique du capteur et une force de rappel appliquée à cette masse.

3. Capteurs d'humidité :

La mesure d'humidité est difficile à mettre en oeuvre. L'humidité dans l'air est mesurée généralement comme la fraction maximum d'eau qui peut être absorbée à une certaine température. Les techniques de détection les plus utilisées sont la détection résistive et la détection capacitive.

4. Capteurs de position :

Les capteurs de position sont des capteurs de contact. Ils peuvent être équipés d'un galet, d'une tige souple et d'une bille. L'information donnée par ce type de capteur est de type tout ou rien et peut être électrique ou pneumatique.

5. Capteurs de température :

De toutes les grandeurs physiques, la température est certainement l'une dont la mesure est la plus fréquente. La température détermine en effet de façon décisive les propriétés de la matière. Sa mesure n'est pas directe, mais à travers un phénomène associé tel que la variation de résistance d'un conducteur électrique, la dilatation d'un fluide ou l'émission d'un rayonnement thermique.

II.3 Méthodes de détection :

La méthode de transduction est la technique qui permet d'associer à la grandeur physique captée, une grandeur électrique proportionnelle à la grandeur qu'on veut mesurer. Parmi les méthodes de détection les plus utilisées on trouve :

1. Détection résistive :

Les capteurs résistifs sont plus utilisés pour la mesure de la température (thermistances), de pression (jauge de contrainte) ou de déplacement (capteurs potentiométrique). Ils sont basés sur la variation de la résistivité du corps d'épreuve.

$$R = \frac{\rho L}{S} \tag{1.21}$$

2. Détection capacitive :

Les dispositifs capacitifs sont souvent utilisés comme des capteurs de déplacement dans lesquels la variation de la distance entre les deux armatures (d) fait varier la valeur de la capacité. Ils peuvent être aussi utilisés comme des capteurs de pression ou d'accélération. La valeur de la capacité est aussi fonction du type de diélectrique (ϵ_r) entre les armatures (capteurs d'humidité).

Les capteurs à détection capacitive sont généralement constitués d'un condensateur dont l'une des armatures est fixe et l'autre armature susceptible de se déplacer ou de se déformer sous l'action de la variation du mesurande.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \tag{1.22}$$

3. Détection inductive :

Utilisant leurs propriétés magnétiques, ils sont plus utilisés comme des capteurs de proximité (capteurs à courant de Foucault, etc.).

4. Détection piézoélectrique :

Les matériaux piézoélectriques, parce qu'ils permettent de convertir une contrainte mécanique en polarisation électrique donc en tension. Ils sont candidats naturels pour les applications basées sur la détection de pressions.

5. Détection piézorésistive :

Les matériaux piézorésistifs (métaux et semiconducteurs) possèdent la particularité de convertir une contrainte mécanique en une variation de résistance. Ceci leur permet d'être utilisées dans les capteurs de pression ou d'accélération. Ce type de capteurs est caractérisé par une excellente linéarité et une faible impédance de sortie. Leur sensibilité à la température est par contre problématique.

III. Les actionneurs :

1. Définition :

Les actionneurs sont les convertisseurs électromécaniques conçus pour mettre en mouvement des systèmes mécaniques à partir de commandes non nécessairement électriques. [02]

Le mouvement d'un système mécanique est fonction des forces ou des couples qu'on applique.

Nous pouvons mettre en évidence deux critères de base permettant la conception d'un actionneur :

- Facilité et précision avec laquelle on peut commander la force ou le couple.
- Rapport existant entre la taille de l'actionneur et la force ou couple qu'il peut développer.

Un actionneur électromécanique n'est jamais relié directement à un générateur d'énergie électrique. Son alimentation s'opère à travers un système de conditionnement de l'énergie électrique (convertisseur ou hacheur électronique de puissance).

2. Les différents types d'actionnement dans les microsystèmes :

Dans le monde des MEMS, il existe plusieurs principes physiques qui permettent de réaliser des actions électromécaniques. On peut citer : [23]

2.1 L'actionnement électromagnétique :

Il s'agit d'une membrane ferromagnétique mobile qui est mise en mouvement sous l'action d'un champ magnétique créé par des bobines. Il fait donc appel à des matériaux spécifiques qui ne sont pas utilisés dans les procédés classiques de fabrication microélectronique.

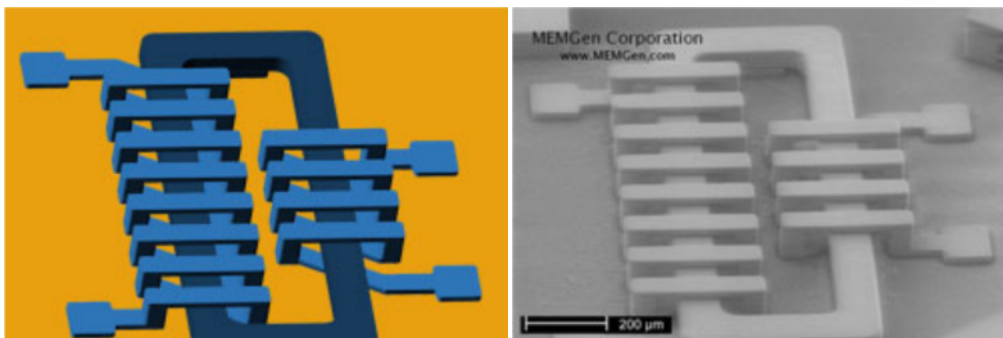


Figure 1.17 : Image d'un micro-relais électromagnétique.

2.2 L'actionnement piézo-électrique :

Il s'appuie sur les propriétés mécaniques et électroniques de certains matériaux qui, sous l'action d'un potentiel électrique, se déforme mécaniquement. Ici aussi, il est fait appel à des matériaux spécifiques non présents dans les techniques de fabrication classiques.

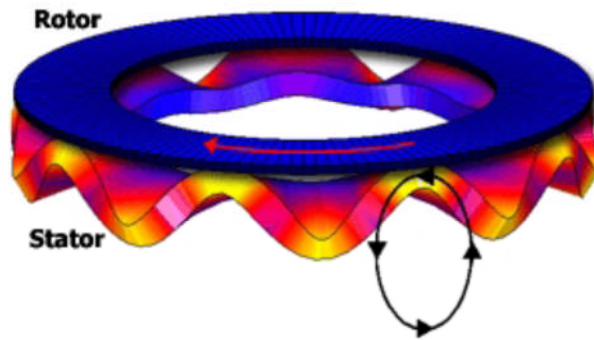


Figure 1.18 : Image d'un rotor et stator du micromoteur piézoélectrique. [03]

2.3 L'actionnement électrostatique :

Il s'agit de la mise en mouvement d'une pièce mobile grâce à l'application d'une différence de potentiel entre cette pièce et une électrode fixe. Cette différence de potentiel génère des forces électrostatiques qui tendent à rapprocher les deux parties de l'actionneur. Les déplacements peuvent être verticaux mais aussi horizontaux.

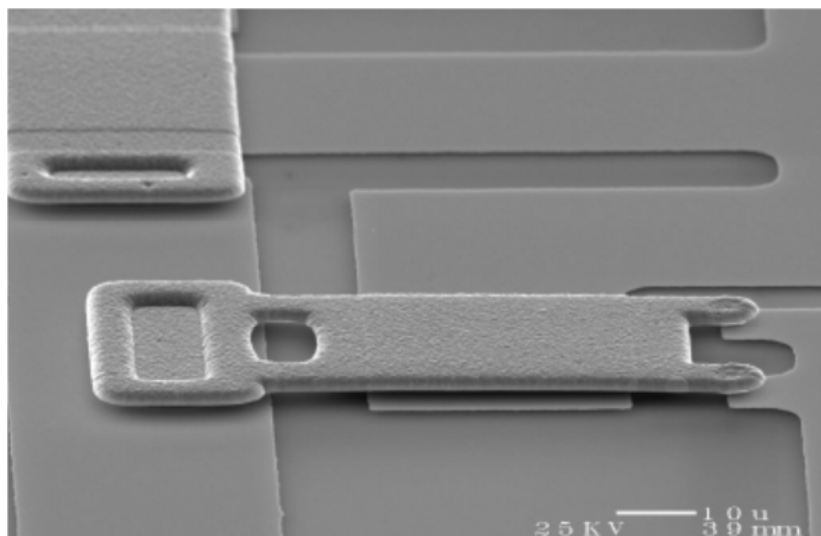


Figure 1.19: Switch pour RF MEMS.

2.4 L'actionnement thermique :

Il est basé sur la différence de dilatation thermique de deux matériaux ou d'un même matériau présentant une géométrie variable. Les déplacements peuvent, ici aussi, être verticaux ou horizontaux.

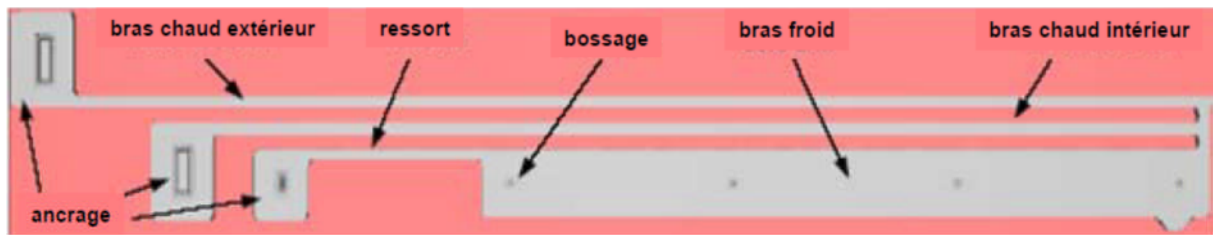


Figure 1.20 : Schéma d'un actionneur électrothermique en forme de U avec deux bras chauds.

VI. Les microsystèmes électromécaniques (MEMS) :

1. Introduction :

L'histoire des microsystèmes commence par une conférence donnée par le professeur Feynman (figure 1.21) au CALTECH lors de la réunion annuelle de l'American Physical Society en décembre 1959. Le titre de son allocution "There's Plenty of Room at the Bottom", [12], [13] que l'on peut interpréter par : Il y a plein d'espace en bas de l'échelle, Feynman voulait attirer l'attention sur l'intérêt de la miniaturisation, non pas en terme de taille ou de volume, mais sur le fait que la miniaturisation d'un système rend possible la multiplication des fonctions réalisées par ce système ou de la quantité d'informations stockée par ce dernier.



Figure 1.21 : Image de Dr. Richard Feynman. [13]

C'est Richard Feynman qui parla le premier de micromachines et qui comprit leur intérêt et les problèmes soulevés par la physique et la mécanique des petites dimensions. C'est quelques années après l'apparition des premiers circuits intégrés en 1958, par le récent Prix Nobel Jack Kilby, [12] que l'on découvrit la possibilité de fabriquer des structures mécaniques avec des technologies dérivées de la microélectronique et notamment la lithographie et le dépôt de couches minces.

Les développements de la micromécanique ont été motivés par le fait que les matériaux de la microélectronique comme le silicium et le poly silicium possédaient des propriétés mécaniques intéressantes pour les applications visées. En effet, le silicium et le polysilicium ont des modules d'Young très élevés (respectivement 160 et 169 GPa) et ils fonctionnent le plus souvent dans le domaine élastique et non plastique (pas d'hystérésis).

Dans les années 1960-1970, les travaux portèrent sur les propriétés du silicium et du polysilicium. On vit apparaître les technologies de micro-usinage en volume et en surface qui utilisèrent les techniques de gravure sélective développées pour la microélectronique.

Enfin, les premiers microsystèmes intégrés avec l'électronique (Figure 1.22), apparaissent vers les années 1980, [12] dans le cas des capteurs de pression. Les années 1990 virent ensuite l'explosion des applications industrielles et l'apparition de technologies standardisées utilisées pour différentes applications. Puis, ce fut l'intégration monolithique avec l'électronique et l'apparition des premiers outils de CAO. C'est dans les années 90 également qu'apparaissent les initiatives telles que la fabrication multiutilisateurs, qui permirent l'accès à faible coût à ces technologies.

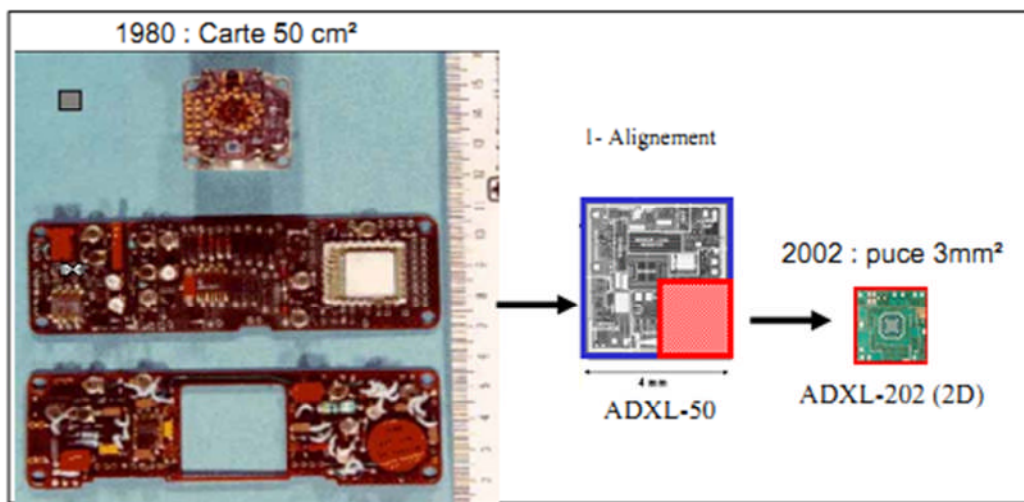


Figure 1.22 : Miniaturisation – Accéléromètre Motorola (airbag). [12]

2. Définition :

La dénomination « MEMS » provient de l'abréviation anglaise de « Micro-Electro Mechanical Systems » (systèmes micro-électro-mécaniques). Sous cette abréviation, il y a trois définitions relativement différentes : [03]

➤ Définition américaine (MEMS) :

Le terme MEMS (Micro Electro Mechanical System) est plus utilisé. Il s'agit d'un micro dispositif ou d'un système intégré qui combine des composants électriques ou mécaniques fabriqués avec les techniques de la micro-électronique conventionnelle (croissance d'oxyde, dépôt de matériaux, lithographie) et qui varient en taille du micromètre au millimètre. Ces systèmes réunissent le traitement de l'information avec la capture et l'action afin de pouvoir changer la façon avec laquelle on perçoit et on contrôle le monde physique.

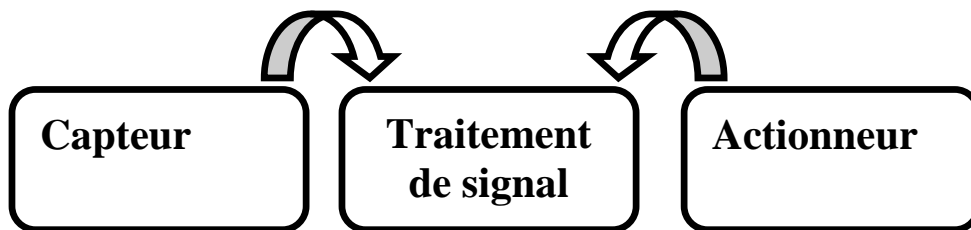
➤ Définition européenne (MS) :

Les microsystèmes, d'après la définition européenne, sont des systèmes miniaturisés intelligents qui combinent de manière monolithique ou non des capteurs et des actionneurs à des fonctions de traitement du signal et de l'information.

➤ **Définition japonaise :**

Au Japon, l'accent est donné aux micromachines qui sont composées d'éléments fonctionnels de la taille de quelques millimètres et capables de réaliser des opérations microscopiques complexes.

On appelle microsystème, un système de la taille du micron et fabriqué selon les procédés collectifs intégrant au moins deux des fonctions suivantes : [43]



On utilise le terme micro-capteurs intégrés ou intelligents pour les micro-capteurs intégrant le traitement signal.

On parle l'intégration monolithique lorsque la compatibilité entre les différentes technologies permet la fabrication sur le même substrat(Si). Elle est dite hybride si les différentes fonctions sont réalisées sur des substrats séparés et assemblés en fin de process.

3. L'intérêt de l'intégration : [03]

- Augmenter la rapidité.
- Réduire le bruit (Filtrage, adaptation d'impédance, modulations ...).
- Diminution des distances « capteurs –électronique ».
- Intégration du conditionneur de capteurs passifs.
- Intégration du conditionneur du signal (linéarisation, contre-réaction etc...).
- Conversion analogique / numérique.
- Enregistrements.
- Communications.
- Gestion de l'affichage.
- Implémentation de capteurs sur le même « chip » (élimination des grandeurs d'influence).
- Intégration de dispositifs de régulation (ex : régulation de T°).
- Auto calibrage (prise en compte du vieillissement etc....).
- Autotests de fonctionnement.

4. Les dimensions :

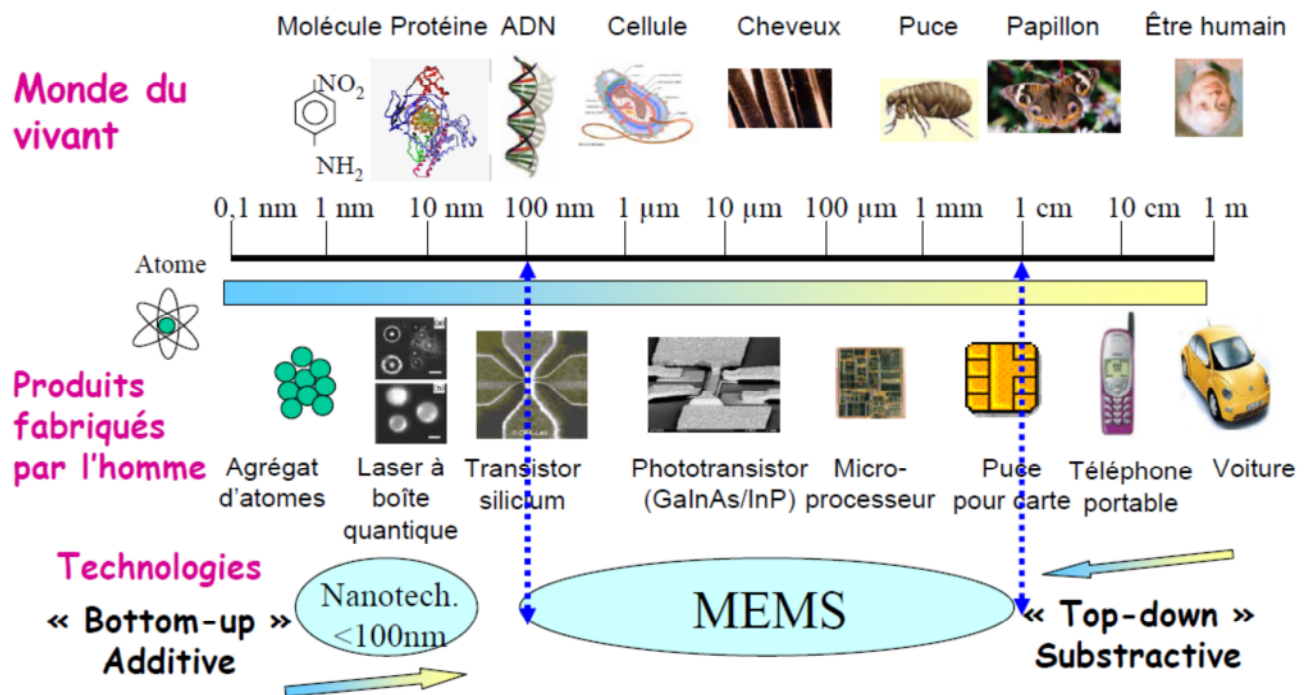


Figure 1.23 : Ordre de grandeur des microsystèmes. [14]

5. Pourquoi la miniaturisation :

- Réduction de la taille et du poids.
- Réduction de la consommation énergétique.
- Amélioration des performances (vitesse, sensibilité...).
- Production collective de composants individuels.
- Réduction des coûts.
- Nouvelles propriétés et fonctionnalités.
- Motivations scientifiques: explorer des 'objets' plus petits.
- Prédominance de certains phénomènes physiques.
- Fréquences de fonctionnement et largeur de bande élevées.
- Grande fiabilité mécanique.
- Constantes de temps thermiques faibles.

6. Le matériau :

Le silicium est le matériau le plus utilisé pour la fabrication des microsystèmes. En effet, il est :

- Très répandu (fabrication de CI).
- Très grande pureté (99,9999999%).
- Facilement micro usiné.
- Fortement piézorésistif.
- Semi-Conducteur (l'intégration des fonctions capteurs et actionneurs avec l'électronique associée).
- Très bonnes propriétés physiques :
 - Limite d'élasticité : 7 GPa.
 - Module d'Young : 160 GPa.

- Bon conducteur thermique.
- Propriétés optiques peu intéressantes.
- Ses propriétés varient avec la température.
- Il garde son intégrité jusqu'à 500°C.
- Matériau stable.

7. Structure générale d'un MEMS :

Comme l'illustre la figure (1.24) si l'on devait représenter la structure générale d'un MEMS, [18] on pourrait dire que c'est un dispositif composé des quatre éléments de base suivants:

- Microélectroniques (Micro Electronics)
- Micro-capteurs (Micro Sensors)
- Micro-actionneurs (Micro Actuators)
- Microstructures (Micro Structures)

Les éléments microélectroniques d'un MEMS sont très similaires aux chips électroniques comme nous connaissons aujourd'hui. L'élément microélectronique agit comme le « cerveau » du système. Il reçoit des données, les traite et prend des décisions. Les données reçues proviennent des éléments micro-capteurs du MEMS.

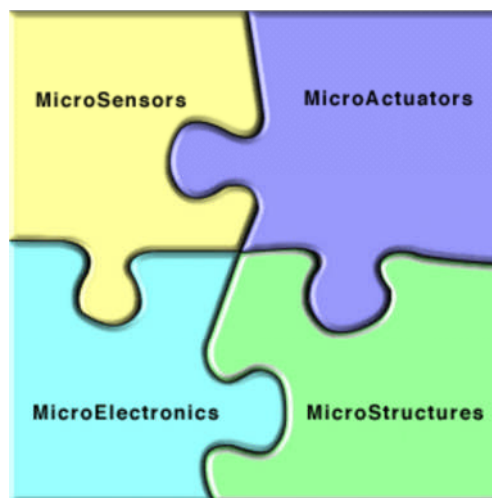


Figure 1.24 : Structure générale d'un MEMS. [18]

Les micro-capteurs agissent comme des bras, des yeux, un nez, etc. Ils rassemblent constamment les données venant de l'environnement ambiant et transmettent cette information aux parties microélectroniques pour leur traitement. Les capteurs peuvent surveiller les interprétations mécaniques, thermiques, chimiques, optiques et magnétiques à partir de l'environnement ambiant.

Un micro-actionneur agit comme un interrupteur ou un déclencheur pour activer un dispositif externe. Comme les éléments microélectroniques traitent les données reçues des micro-capteurs, il prend des décisions sur (que faire ?), lesquelles sont basées sur ces informations. Parfois, la décision va impliquer l'activation d'un dispositif extérieur. Si cette décision est portée, les éléments microélectroniques vont informer les micro-actionneurs pour activer le dispositif.

Grâce à la progression des technologies pour la micro-fabrication, des structures extrêmement petites peuvent être construites à la surface d'un chip. Ces minuscules structures sont appelées microstructures et sont en fait construites directement à partir du silicium des MEMS.

Parmi d'autres choses, ces microstructures peuvent être utilisées par exemple comme valves pour contrôler le flot d'une substance ou comme de très petits filtres.

8. Domaines d'applications des MEMS :

Avec l'explosion des microsystèmes ces dernières années, les domaines d'utilisations des MEMS sont très vastes. Néanmoins, on peut les répartir en quatre principales catégories, [12] que sont : les capteurs, les MOEMS, les RFMEMS et les BioMEMS. La Figure (1.25) donne pour chaque domaine quelques exemples d'applications.

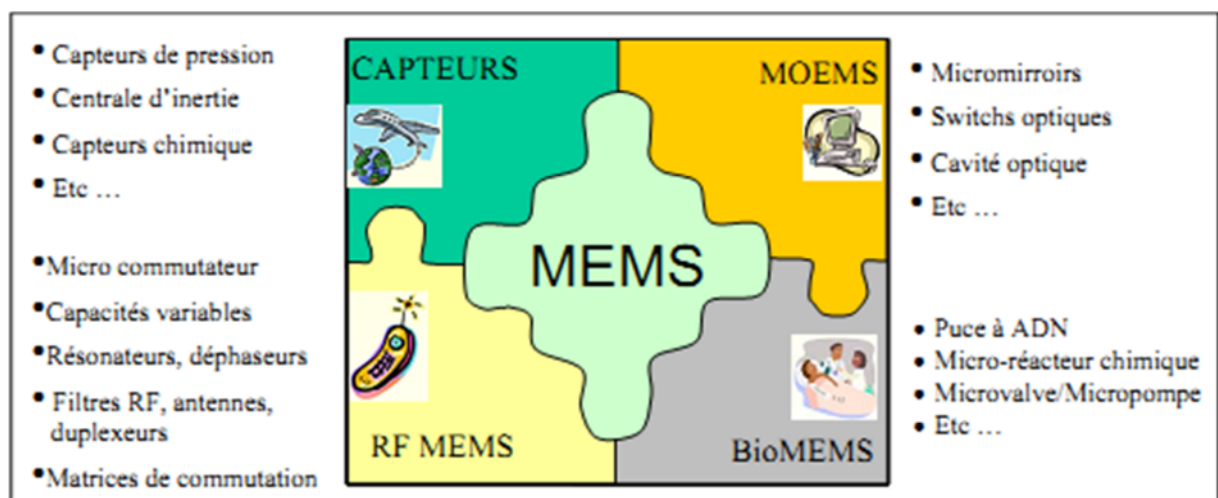


Figure 1.25 : Domaines des MEMS – Exemples. [12]

Dans le domaine de l'aéronautique, les applications envisageables sont très importantes. On y retrouve, en majorité, des capteurs répondant, par exemple, à des fonctions de mesures inertielle et de pression (accéléromètre, gyroscope ...), des fonctions de stabilisation (capteur de terre, capteurs d'étoiles) ...

Ce domaine prometteur donne également place à de nouvelles potentialités comme celles développées par les programmes de recherches sur les microsattellites et nano-satellites, avec, par exemple, l'avènement de nouveau système de propulsion (micro-propulseurs).

Les applications automobiles profitent quant à elles des avantages des microsystèmes en termes de coût, d'intégration, de miniaturisation et également de communication sans fil, rendant possible une interrogation du MEMS à distance (cas des capteurs de pression dans les roues avec communication radiofréquence). Les microsystèmes permettent alors la multiplication des capteurs et des systèmes de mesures dans tous sous-ensembles de la voiture tels que :

- La sécurité : déclencheuse d'airbag avec les accéléromètres et les détecteurs d'occupation des sièges, les capteurs de pression télé interrogés dans les pneus et les systèmes optiques intelligents.
- Les suspensions actives : avec l'intégration dans les essieux de centrales inertielle et les inclinomètres.

- Les systèmes d'anti-patinage : avec l'emploi de gyroscopes.
- La pollution : avec les capteurs de gaz (CO, CO₂...) dans les échappements.
- La propulsion : avec différents capteurs tels que les capteurs de pression, de température, de flux etc.

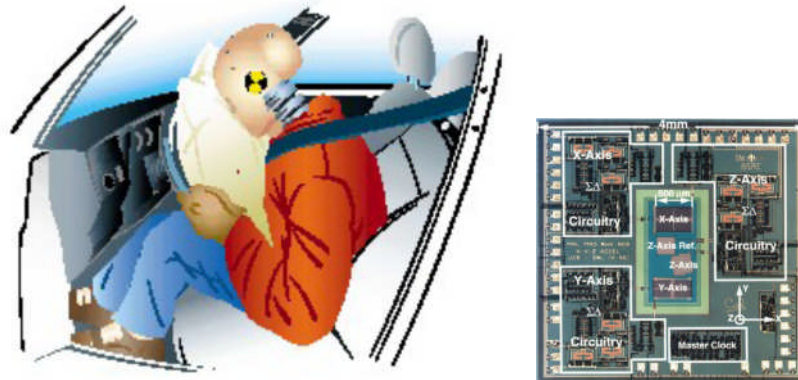


Figure 1.26 : Accéléromètre pour coussins gonflants (airbag). [14]

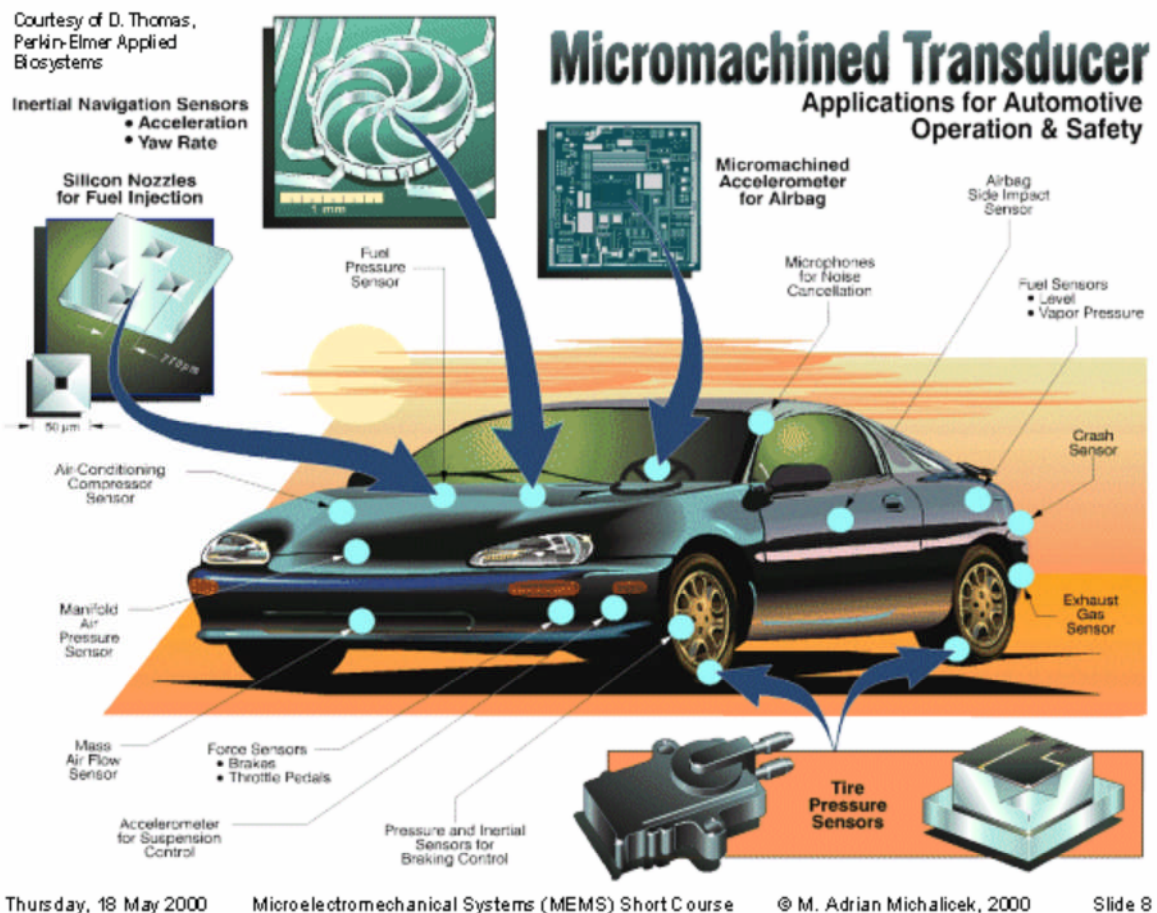


Figure 1.27: Environnement automobile (Airbag Pneumatique, Anticollision, Gestion boîte, Injection). [14]

Les microsystèmes trouvent aussi beaucoup d'applications dans le domaine de l'électronique et des télécommunications. L'objectif étant de remplacer certaines fonctions actuellement réalisées à base de circuits intégrés par des microsystèmes avec de meilleures performances : faibles pertes hyperfréquences, grande linéarité, faible consommation...

Les technologies dédiées aux télécommunications, dirigées par des enjeux industriels importants, subissent également une forte croissance. De cette croissance, résulte l'encombrement du spectre en fréquence, favorisant ainsi l'émergence de systèmes fonctionnant à plus hautes fréquences. Cette nécessité est très favorable à l'utilisation de la technologie MEMS. Ces microsystèmes sont nommés MEMS Radio Fréquence.

Plusieurs types de composants ou de fonctions électroniques sont fabriqués à l'aide de composants MEMS. Nous pouvons citer comme composant passif couramment utilisé en hyper fréquence : la bobine. Les micro-commutateurs (Figure 1.28) sont également très utilisés dans ce domaine. Ils servent de briques de base pour la réalisation de fonctions plus complexes telles que les filtres reconfigurables, les capacités variables, les distributeurs de signaux.

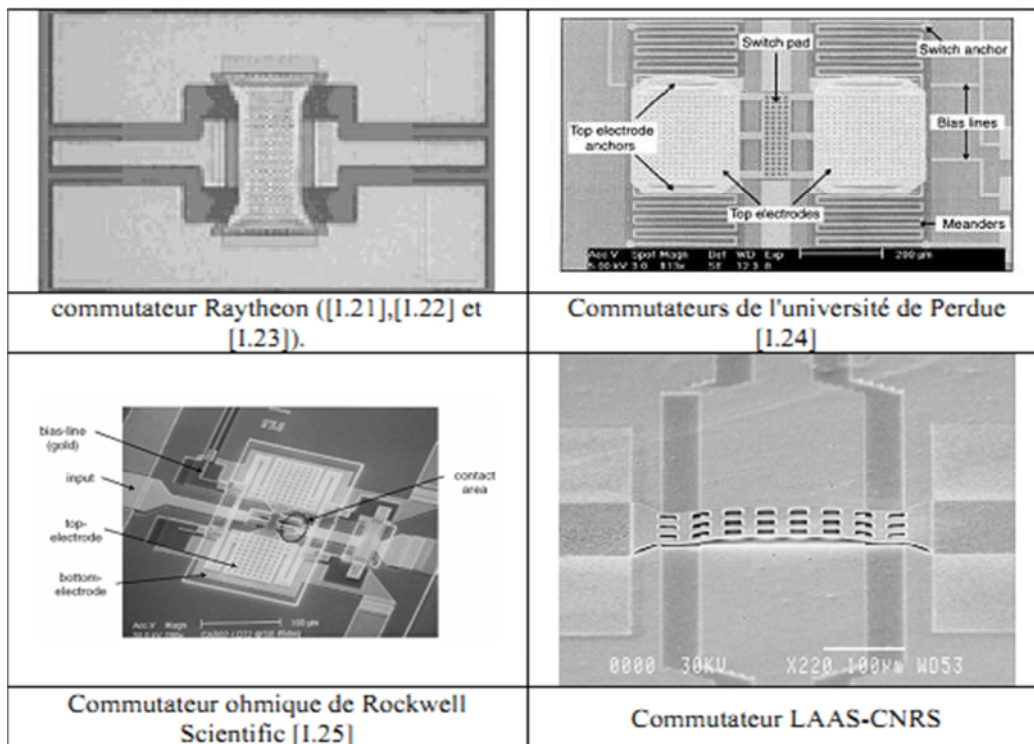


Figure 1.28: Exemples de micro-commutateurs. [12]

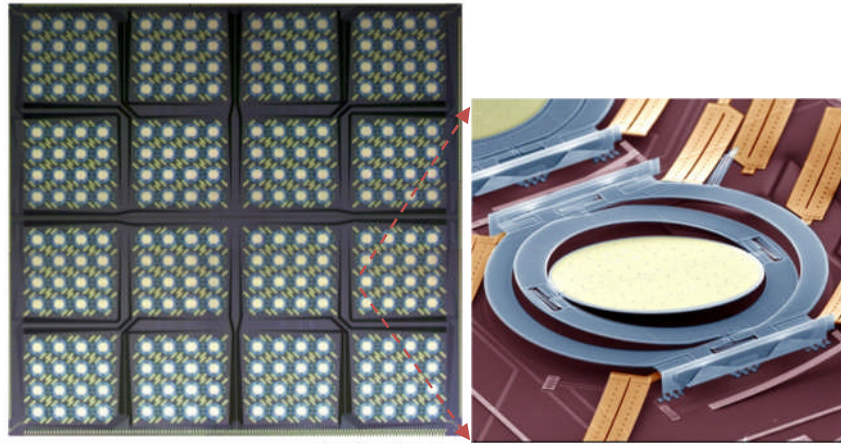


Figure 1.29: Matrices 256 voies (16x16 miroirs) commercialisées. [14]

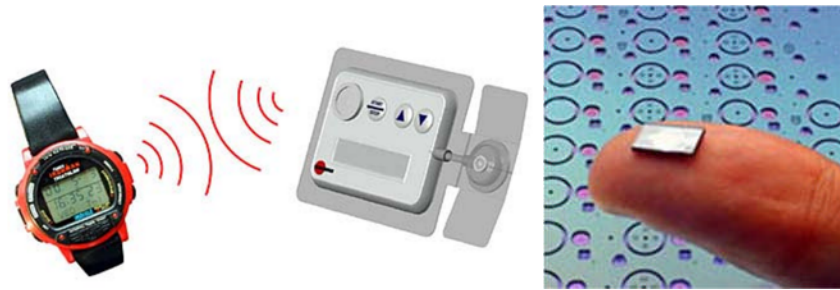


Figure 1.30 : Distributeur d'insuline. [14]

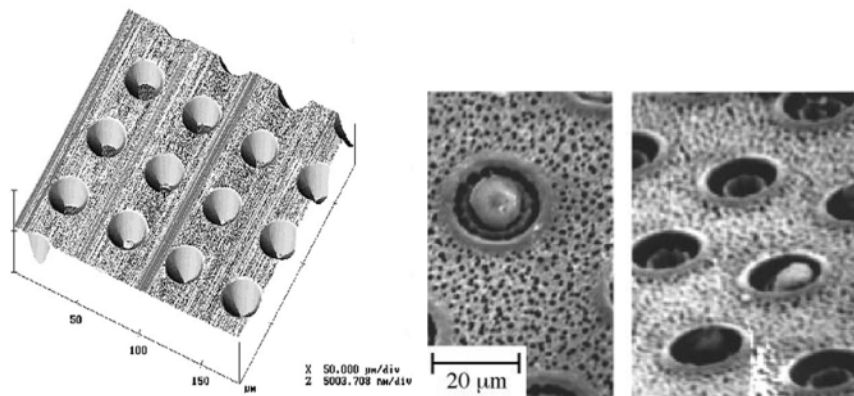


Figure 1.31: Matrice de trous pour piégeages de cellules. [14]

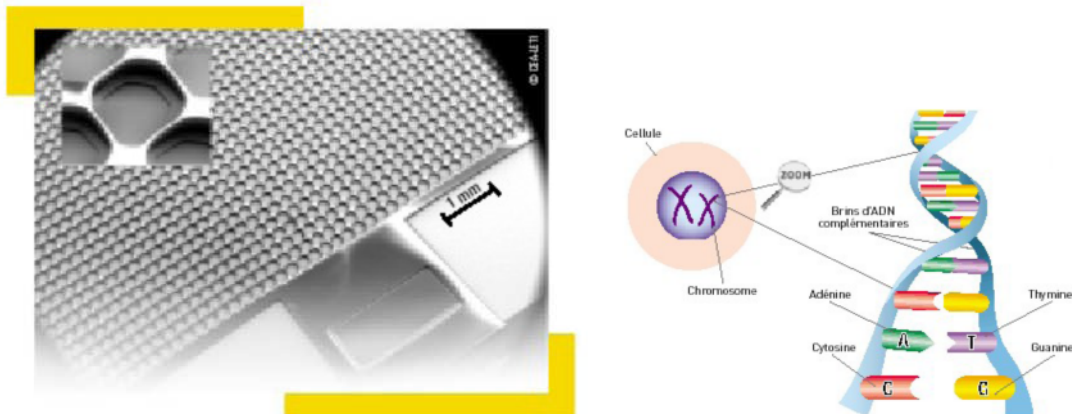


Figure 1.32: Bio-puce à ADN. [14]

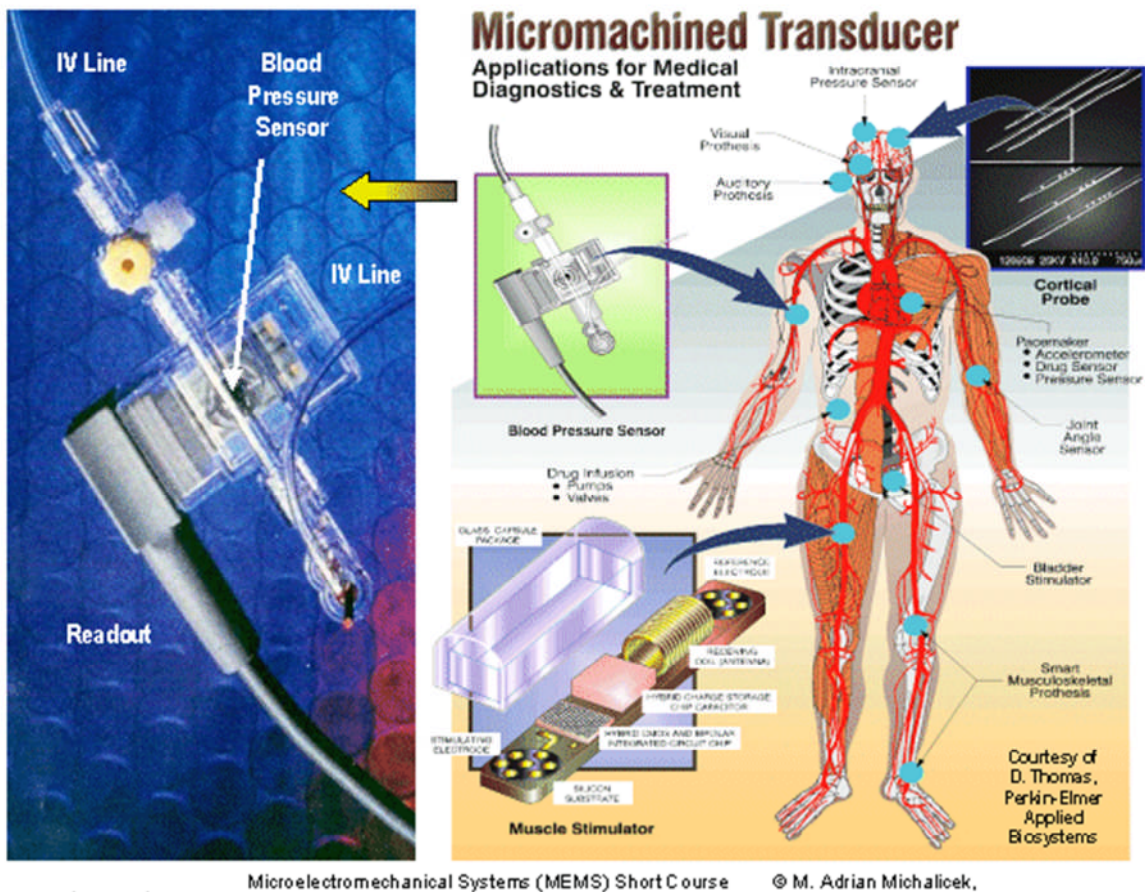


Figure 1.33 : Environnement Biomédical (Distributeur d'insuline, Biopuce à ADN, micro-pompe). [43]

Le tableau suivant donne un aperçu sélectif de ces applications dans les cinq domaines les plus en vue actuellement [15] : la défense, le médical, l'électronique, les télécommunications et l'automobile.

Défense	Médicale	Electronique	Communications	Automobile
Guidage des armes	Micro-valves, micro-pompes, microréacteurs chimiques, puces ADN	Têtes de lecteur de disque	Commutateurs optiques ou photoniques et interconnexions pour réseaux large bande passante	Capteurs de navigation embarqués
Surveillance	Stimulateurs musculaires et systèmes de diffusion intrasanguine	Têtes d'impression pour imprimantes à jet d'encre	Relais, micro-commutateurs, matrices de commutation, filtres radios fréquences, antennes, duplexeurs, micro-miroirs	Capteurs de compression du système de climatisation
Systèmes armement	Capteurs de pression intracorporels, capteur de pression sanguine	Télé-projecteurs	Systèmes de projection pour les téléphones portables	Capteurs de force de freinage, accéléromètres pour le contrôle des suspensions
Capteurs intégrés	Prothèses	Capteurs sismiques	Oscillateurs commandés sous tension (VCO)	Détecteurs de niveau de carburant et de pression de vapeur
Stockage des données	Instruments d'analyse miniaturisés	Détecteurs de pression pour l'aérospatial	Diviseurs et coupleurs, résonateurs, déphaseurs	Capteurs pour coussins gonflants (airbag)
Surveillance aérienne	Stimulateurs cardiaques	Systèmes de stockage des données	Lasers accordables	Pneus intelligents

Tableau 1.3 : Domaines d'application des MEMS.

Dans la suite, nous nous intéresserons plus en détail aux accéléromètres, qui nous sont tout particulièrement utiles dans notre domaine d'étude.

Le principe d'un accéléromètre peut être résumé de la manière suivante : une accélération entraîne le déplacement ou la déformation d'un objet, que l'on va mesurer, en connaissant la relation entre ce déplacement ou cette déformation et l'accélération.

Dans les paragraphes suivants, nous aborderons ces différents points évoqués dans cette définition. Nous aborderons également quelques points sur les caractéristiques techniques et les méthodes de transition pertinentes pour décrire les accéléromètres.

9. Les méthodes de transduction des accéléromètres :

La loi fondamentale de la dynamique établit le lien entre l'accélération A appliquée à un corps et la force \vec{F} qui en résulte : ($\vec{F} = m \cdot \vec{A}$) où m est la masse [17]. L'interaction entre la force et l'accélération est réciproque. La majorité des accéléromètres fonctionne sur ce principe. On mesure l'accélération en mesurant la force exercée sur un corps d'épreuve, ou encore la déformation que cette dernière engendre sur une structure. Il existe différentes techniques pour mesurer le déplacement du corps d'épreuve. Elles sont énumérées dans les paragraphes suivants. Dans cette partie, nous ferons le bilan des principaux types d'accéléromètres existants.

1. La détection capacitive :

La détection capacitive est la méthode la plus utilisée à ce jour pour les accéléromètres. La figure 1.34 illustre le fonctionnement de l'accéléromètre à détection capacitive. Le "corps d'épreuve" (terme désignant la partie du capteur sensible à l'accélération, le terme "masse sismique" est aussi employé) est une armature mobile d'un condensateur. Ce condensateur est donc formé d'une armature fixe et une armature mobile susceptible de se déplacer sous l'action d'une force liée à l'accélération qu'on veut mesurer.

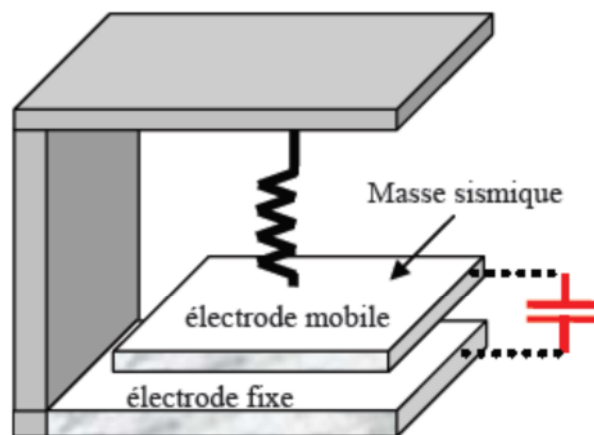


Figure 1.34 : Principe de l'accéléromètre à détection capacitive.

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

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

Les condensateurs sont souvent formés de poutres disposées de façon à former des peignes inter-digités. La figure (1.35) nous montre une structure d'accéléromètre à détection capacitive, le corps d'épreuve est un peigne mobile inter-digité avec un peigne fixe. Des capacités sont obtenues entre les doigts des peignes. Il existe des problèmes d'alignement des éléments capacitifs car les poutres formant les capacités se courbant à l'issue de la fabrication. Lors de l'usinage, les éléments libérés étant très fins, le stress résiduel lors de la libération fait courber les poutres (curling). Les éléments sensibles n'étant pas en vis-à-vis, la qualité de la capacité est ainsi dégradée. Des astuces de conception sont employées pour corriger ce problème.

L'espace séparant les électrodes étant très petits (1-2 μm), un soin particulier doit être accordé au packaging pour éviter la poussière et autres particules. De plus, le constant diélectrique de l'air est très sensible à l'humidité. Les performances en termes de bruit sont de l'ordre du $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ pour les accéléromètres verticaux et de l'ordre de la centaine de $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ pour les accéléromètres latéraux (cette différence s'explique du fait que les accéléromètres verticaux bénéficient de plus de masse sismique et d'une distance inter-électrodes plus petite).

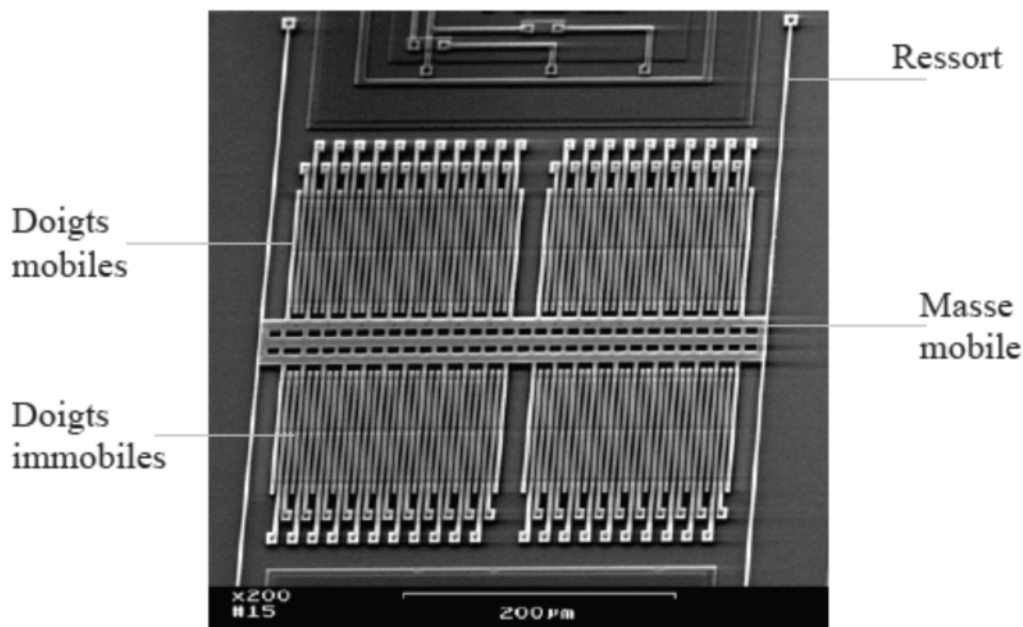


Figure 1.35 : Exemple d'accéléromètre à détection capacitive : l'ADXL. Commercialisé depuis 1993 par Analog Devices Inc, l'ADXL est à ce jour le plus grand succès d'accéléromètre du marché. [45]

2. La détection piézorésistive :

La détection piézorésistive était utilisée dans les premiers accéléromètres. Elle est encore utilisée aujourd'hui dans certains capteurs commercialisés [Sensoror], [Hokuriku Electric Industry]. Hokuriku commercialise depuis 1993 [17] le plus petit accéléromètre à détection piézorésistive trois-axes.

Les microsystèmes à détection piézorésistive sont fabriqués exclusivement en utilisant le procédé de gravure en volume (bulk micromachining). Tirant profit de la maturité de la technologie de fabrication des capteurs de pression, les accéléromètres à détection

piézorésistive, micro-usinés en volume, ont été développés dans les années 80, ils sont aujourd'hui en production de masse.

Le corps d'épreuve est une poutre suspendue ou une masse suspendue, on mesure ici la déformation de la structure lors de l'accélération à travers la variation de résistance d'un élément piézorésistif placé à l'encastrement de la poutre (lieu où la contrainte est maximale), ce principe est illustré à la figure (1.36). Ces capteurs sont naturellement faciles à intégrer en technologie CMOS. Selon le procédé, le polysilicium ou le silicium mono-cristalin est utilisé pour les jauges piézorésistives. La valeur de la résistance varie avec la contrainte.

Ce type de dispositif est relativement simple et peut être facilement intégré dans une configuration de type pont résistif (pont de Wheatstone) permettant ainsi l'utilisation d'une électronique simple. Les accéléromètres ainsi conçus sont utilisés généralement pour la mesure de chocs ou d'accélération de forte amplitude (exemple 100000g). Ces accéléromètres peuvent être sensibles aux trois axes.

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

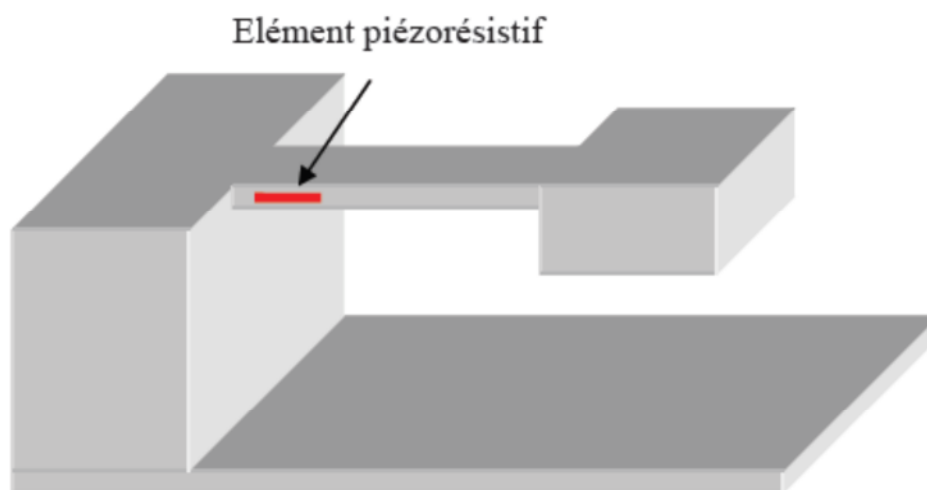


Figure 1.36: Principe de fonctionnement d'un accéléromètre à détection piézorésistive.

3. La détection à base de piézojonction de transistor :

Les effets des contraintes mécaniques sur le comportement des transistors ont été longuement étudiés car des contraintes sur les circuits électroniques pouvaient naître lors de l'encapsulation. La piézosensibilité des transistors bipolaires peut être utilisée à la place des jauges piézorésistives pour la mesure du signal. La contrainte imposée entraîne une repopulation des électrons dans le canal du transistor et modifie ainsi la mobilité des électrons.

L'utilisation des transistors, à la place de piézorésistances, comme élément sensible permet de réduire considérablement la taille de l'élément de transduction. Comparée à la détection piézorésistive, cette approche a l'avantage de réduire considérablement la puissance

consommée, ce qui représente un atout pour certaines applications (applications médicales, notamment).

4. La détection piézoélectrique :

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

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

La détection piézoélectrique est utilisée pour des applications hautes fréquences (exemple : 98kHz de fréquence de résonance). La figure (1.37) présente un exemple d'accéléromètre à détection piézoélectrique.

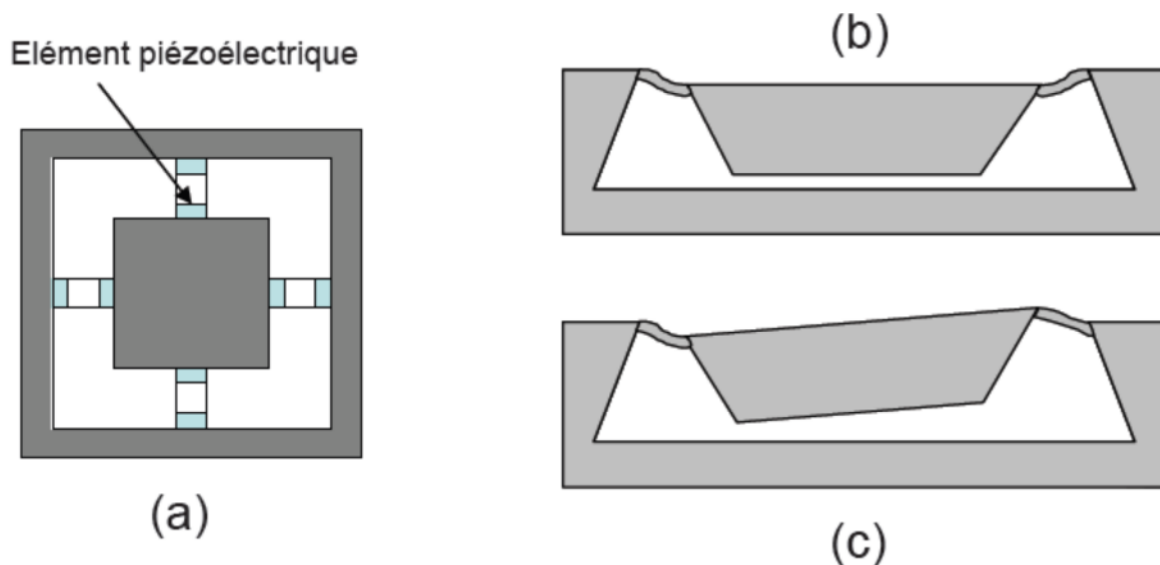


Figure 1.37: Exemple d'accéléromètre trois axes à détection piézoélectrique (a) vue de dessus de la structure, (b) accélération verticale, (c) accélération latérale.

5. La détection à effet tunnel :

Développé par les chercheurs du JPL (Jet Propulsion Laboratory, Pasadena), les accéléromètres à effet tunnel (Electron Tunneling Accelerometer) exploitent l'effet utilisé dans les microscopes à effet tunnel. Cet effet se produit entre deux électrodes métalliques si la barrière isolante entre elles est suffisamment faible pour permettre une pénétration d'électrons. Un courant (1 à 2 nA) est imposé entre une pointe attachée à la structure mobile

et une électrode fixe [17], l'espace les séparant étant de l'ordre de quelques angströms. On asservit la position de la pointe à l'aide d'une force électrostatique. Lors de l'accélération on mesure la tension nécessaire (pour générer la force électrostatique) au maintien à la même position de la pointe tunnel de manière à garder le courant de tunnel constant. La figure (1.38) nous montre un exemple d'accéléromètre à effet tunnel. Ces dispositifs peuvent atteindre de très grandes sensibilités (résolution de l'ordre du μg), le courant tunnel est multiplié par deux à chaque Angström de déplacement, des variations de l'ordre du mili-Angström sont mesurables. Des résolutions de $0,5\mu\text{g}$ pour une bande passante de 1.5kHz ont été obtenues.

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

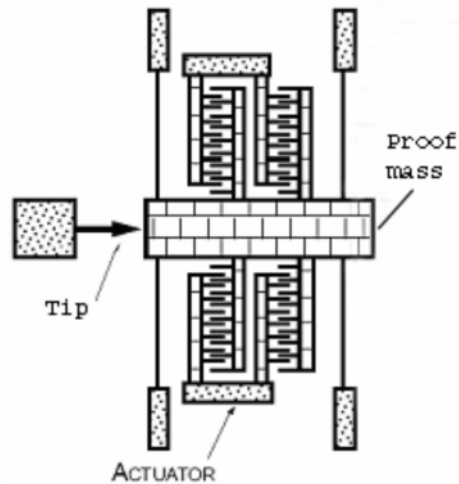


Figure 1.38 : Exemple d'accéléromètre à effet tunnel.

6. La détection à structures résonnantes :

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

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

Pour faire osciller le corps d'épreuve, les techniques d'actionnement sont nombreuses : piézoélectrique, thermique, opto-thermique.

L'avantage de ce type de détection est que la mesure est directement digitale. La fréquence de sortie est un signal digital et mesuré par un compteur. On peut atteindre de très grandes sensibilités 700Hz/g . Cette mesure par la résonance permet de plus un test simple du fonctionnement de la structure mécanique. Selon le dispositif conçu, il est possible de mesurer

les accélérations verticales ou latérales. Un exemple d'accéléromètre résonant vertical est présenté dans Figure (1.39). Une structure suspendue oscille au dessous d'une masse sismique servant d'électrode. On mesure la distance séparant la poutre résonnante et le corps d'épreuve. Lors de l'accélération, il y a intermodulation des fréquences de la structure résonante et de la masse sismique. Le capteur est constitué d'un résonateur et d'une masse sismique mobile latéralement. Le résonateur est un pont suspendu mis en oscillation thermiquement. Lors de l'accélération, la masse sismique contraint ou étire la structure oscillante, changeant ainsi sa fréquence de résonance (figure 1.39).

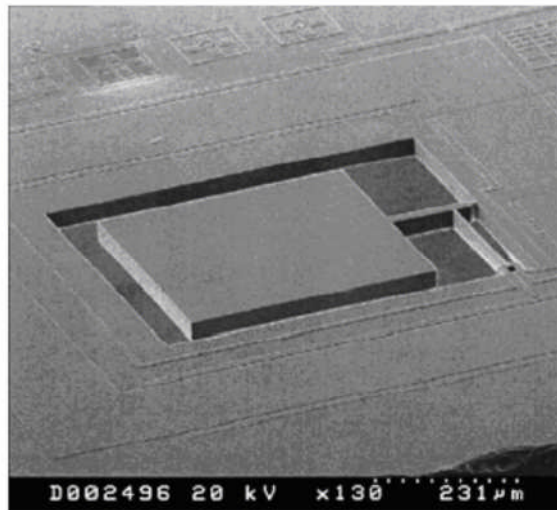


Figure 1.39: Exemples d'accéléromètres résonnants.

7. La détection optique :

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

Un autre avantage de ce type de capteur est de permettre la mesure à distance (la source de lumière et le photo-détecteur peuvent se trouver loin de la zone à mesurer). Deux types de détections existent. La première consiste à mesurer l'intensité de la lumière modulée par l'accélération (figure 1.40). La seconde consiste à mesurer la longueur d'onde du signal réfléchi sur une masse sismique: une face de la masse sismique joue le rôle de miroir, la lumière réfléchie à une longueur d'onde qui dépendra de la distance miroir - fibre optique (interféromètre de Fabry-Perrot). Les inconvénients de ces capteurs sont la nécessité d'une source lumineuse externe stable, l'exigence d'un alignement parfait des fibres optiques et un coût encore trop élevé. Aujourd'hui, excepté pour quelques capteurs de pressions pour des applications hautes températures, aucun capteur MEMS à fibre optique n'est compétitif sur le marché. Ces capteurs sont principalement destinés à des fonctionnements en environnement hostile (hautes températures, hautes interférences électromagnétiques ...)

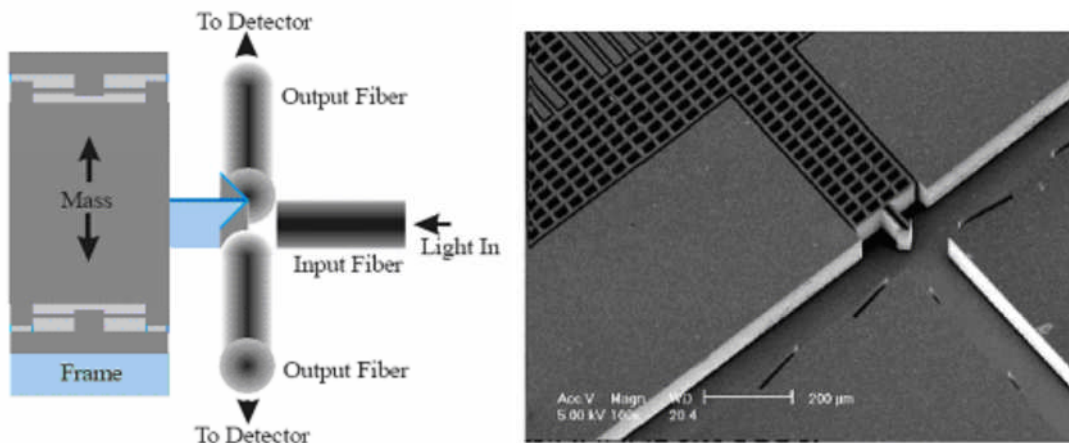


Figure 1.40 : Accéléromètre optique: modulation de l'intensité de la lumière.

8. La détection thermique :

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

L'autre type d'accéléromètre à détection thermique est un capteur sans masse d'épreuve. Il est basé sur le principe du transfert de chaleur par convection, d'une résistance chauffante vers des thermistances (ou des thermocouples) placées de part et d'autre de l'élément chauffant. Les trois structures sont suspendues sur des ponts (ici pas de masse mobile contrairement à tous les autres types de détection décrits plus haut, donc plus de robustesse, de fiabilité). La figure 1.41 décrit cet accéléromètre. La résistance chauffante crée une distribution symétrique de la température. Lorsqu'une accélération est appliquée, la distribution devient asymétrique et les détecteurs latéraux permettent de mesurer la différence de température. Ces accéléromètres thermiques CMOS très simples à fabriquer sont exclusivement de type FSBM (gravure en volume par face avant). La cavité dans le silicium permet d'isoler thermiquement la résistance chauffante, occasionnant ainsi une diminution de l'énergie consommée. Un soin particulier doit être apporté à la conception de tels capteurs. La mesure du gradient de température n'est possible que lorsque les détecteurs sont suffisamment proches de la résistance chauffante (on observe une rapide décroissance de la température quand on s'en éloigne) ; cependant lorsque les détecteurs sont trop proches de l'élément central la sensibilité diminue, en effet la sensibilité est proportionnelle à $\Delta T/T_0$, T_0 étant la température des détecteurs en l'absence d'accélération. La sensibilité diminue lorsque la température ambiante augmente (nécessité de compenser l'effet de la température). Elle est proportionnelle à la puissance de chauffe, et au carré de la pression de l'air dans la cavité, permettant ainsi d'approcher des résolutions inférieures au micro-g. La fréquence de coupure de ces accéléromètres convectifs est de l'ordre de quelques centaines plus exploitable. Pour augmenter la bande passante (qui dépend de la constante thermique) il faut réduire les dimensions de la cavité, augmenter la pression et changer la nature du gaz.

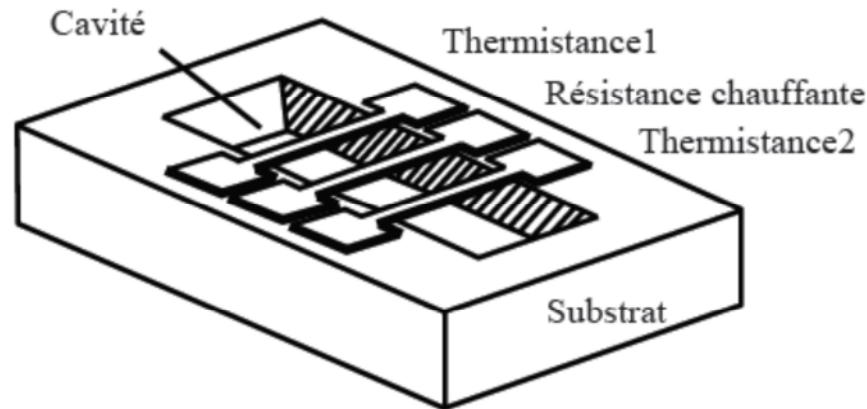


Figure 1.41 : Accéléromètre à détection thermique.

9. Quelques détections originales :

Un accéléromètre à détection capacitive utilisant un fluide magnéto-rhéologique comme diélectrique a été étudié. Le fluide magnéto-rhéologique a la propriété de se solidifier lorsqu'un champ magnétique est appliqué et de redevenir liquide lorsque le champ magnétique est supprimé. Le fluide magnéto-rhéologique sert à calibrer l'amortissement et à augmenter la constante diélectrique. Le signal de sortie est alors une fonction de l'accélération subie et de l'intensité du champ magnétique.

Un autre accéléromètre innovant utilise une sphère de silicium en lévitation comme masse d'épreuve. La sphère est mise en suspension électro-magnétiquement, la tension nécessaire pour maintenir la sphère à la même position nous renseigne sur la valeur de l'accélération. Une photo de cet accéléromètre est présentée à la figure (1.42). Cet accéléromètre mesure l'accélération verticale et latérale (accéléromètre trois axes) avec une grande résolution (le niveau de bruit est de $40\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$). En plus de sa fabrication atypique, ce microsystème a l'inconvénient de nécessiter une tension d'alimentation élevée (15-30V). La fabrication de MEMS sphérique nécessite un procédé de gravure unique développé par Ball Semiconductor Technology.

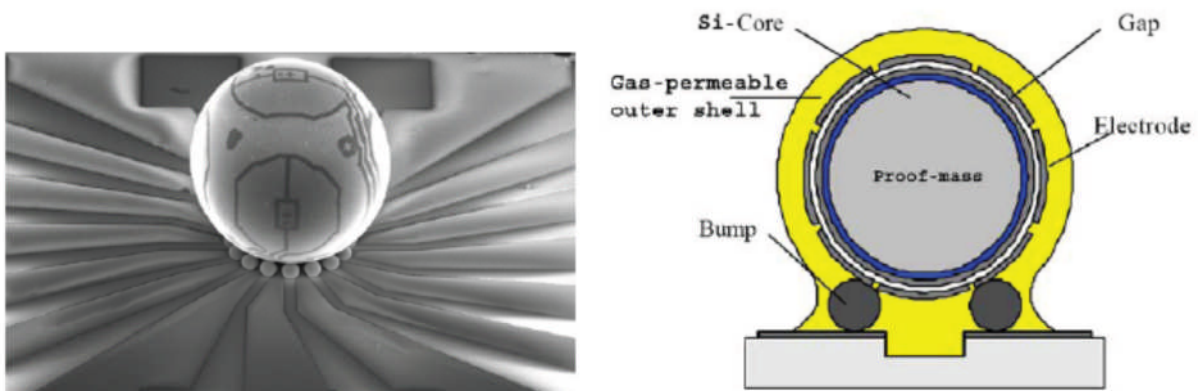


Figure 1.42 : Accéléromètre à lévitation électromagnétique.

Citons enfin un accéléromètre dont la transduction est électromagnétique. Cet accéléromètre utilise deux inductances, l'une sur la masse sismique et l'autre, séparée par de l'air, sur la partie immobile. Un champ magnétique est créé en imposant un courant à la

première inductance, il en résulte dans le second enroulement un courant proportionnel à l'amplitude du premier courant et proportionnel à la distance séparant les deux enroulements. La conception de ce capteur nécessite le "bonding" de trois substrats.

Chapitre 2

La théorie de la piézorésistivité du silicium

I. Introduction :

Dans ce chapitre, Nous allons donner une rapide description de la piézorésistivité dans le silicium monocristallin. Nous aborderons, ensuite, l'étude de la piézorésistivité dans le silicium polycristallin. En effet, ce dernier constitue le matériau de base des jauges de contraintes intégrées dans notre capteur.

La piézorésistivité se manifeste par un changement de la conductivité électrique d'un corps lorsque celui-ci est soumis à des contraintes mécaniques et donc à des déformations. Cette propriété physique fut découverte par Sir Lord Kelvin en 1856 dans le cas des métaux et mise en évidence un siècle plus tard, en 1954, par Charles Smith [33] pour les semi-conducteurs dopés tels que le silicium ou le germanium monocristallins. Dans le cas des semi-conducteurs, l'effet est cent fois plus prononcé que pour les métaux. Ceci permet l'exploitation de ce phénomène physique dans le domaine des capteurs intégrés.

II. La piézorésistivité dans le cas du silicium monocristallin :

1. Coefficients piézorésistifs dans un repère lié aux axes principaux:

Expliciter le phénomène piézorésistif revient à déterminer le changement de la résistance électrique dans un corps en fonction des contraintes mécaniques qu'il subit. Les contraintes mécaniques sont définies comme l'ensemble des forces de surface affectant un volume élémentaire tendant à le déformer. Soit $d\vec{F}$ la force appliquée à un élément élémentaire de surface dS , le tenseur des contraintes C est tel que :

$$C = \frac{d\vec{F}}{dS} \quad \text{Avec } C = \begin{bmatrix} \sigma_x & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_y & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_z \end{bmatrix} \quad 2.1$$

Où σ_i sont les contraintes normales et τ_i les contraintes dites tangentielles ou de cisaillement.

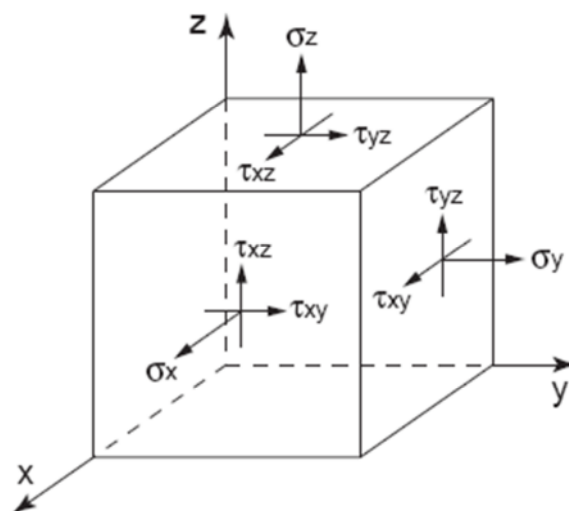


Figure 2.1: Définition des contraintes normales et tangentielles.

Dans le cas d'un matériau anisotrope monocristallin comme le silicium, le champ électrique \vec{E} peut être relié à la densité de courant \vec{J} par le biais d'un tenseur 3x3 nommé

tenseur de résistivité électrique. Du fait des symétries existantes dans le cristal, les éléments de ce tenseur sont dégénérés de telle sorte celui-ci soit symétrique.

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_1 & \rho_6 & \rho_5 \\ \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 \\ \rho_5 & \rho_4 & \rho_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix} \quad 2.2$$

Pour un cristal de type cubique ne subissant aucune contrainte mécanique, la résistivité suivant les axes $\langle 100 \rangle$ est la même et les termes non diagonaux du tenseur de résistivité sont nuls tel que :

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} J_x \\ J_y \\ J_z \end{pmatrix} \quad 2.3$$

Les composantes du tenseur de résistivité peuvent être exprimées en introduisant la valeur de la résistivité ρ_0 correspondant au cas où les contraintes mécaniques sont nulles :

$$\begin{pmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \\ \rho_5 \\ \rho_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \rho_0 \\ \rho_0 \\ \rho_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \\ \Delta\rho_5 \\ \Delta\rho_6 \end{pmatrix} \quad 2.4$$

Les six composantes $\Delta\rho_i$ peuvent à leur tour s'exprimer en fonction des six composantes des contraintes mécaniques (σ_i et τ_i) en utilisant le tenseur 6×6 regroupant les différents coefficients piézorésistifs π_{ij} . Pour une structure cristalline comme le silicium, ce tenseur est une matrice 6×6 symétrique où seulement trois coefficients piézorésistifs différents interviennent [33].

$$\frac{1}{\rho_0} \begin{pmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \\ \Delta\rho_5 \\ \Delta\rho_6 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \sigma_{yz} \\ \sigma_{xz} \\ \sigma_{xy} \end{bmatrix} \quad 2.5$$

Les coefficients piézorésistifs π_{ij} sont exprimés en Pa^{-1} . Ils varient en fonction de la température, du type de dopage, de la dose implantée et peuvent être selon les cas positifs ou négatifs. Le tableau suivant donne les valeurs de ces coefficients pour le silicium monocristallin dans un repère tel que les axes sont orientés suivant les directions $\langle 100 \rangle$:

	$\pi_{11}(10^{-12} Pa^{-1})$	$\pi_{12}(10^{-12} Pa^{-1})$	$\pi_{44}(10^{-12} Pa^{-1})$
Dopage P ($1,5 \times 10^{15} / cm^3$)	+67,1	-10,8	+1408
Dopage N ($4 \times 10^{14} / cm^3$)	-1042	+544	-138

Tableau 2.1: Coefficients piézorésistifs pour le silicium monocristallin.

Les différentes équations peuvent être combinées pour donner l'expression du champ électrique \vec{E} suivante :

$$\begin{cases} E_x = J_x \rho_0 \left[1 + \pi_{11} \sigma_x + \pi_{12} (\sigma_y + \sigma_z) \right] + \rho_0 \pi_{44} (J_y \tau_{xy} + J_z \tau_{xz}) \\ E_y = J_y \rho_0 \left[1 + \pi_{11} \sigma_y + \pi_{12} (\sigma_x + \sigma_z) \right] + \rho_0 \pi_{44} (J_x \tau_{xy} + J_z \tau_{yz}) \\ E_z = J_z \rho_0 \left[1 + \pi_{11} \sigma_z + \pi_{12} (\sigma_x + \sigma_y) \right] + \rho_0 \pi_{44} (J_y \tau_{xz} + J_x \tau_{yz}) \end{cases} \quad 2.6$$

Le premier terme de ces équations représente simplement la loi d'Ohm dans le cas d'un conducteur ne subissant aucune contrainte mécanique. Le deuxième met en évidence le phénomène de piézorésistivité dit de premier ordre. Les deux derniers termes donnent une description physique complète en tenant compte des contraintes de cisaillement.

Le tableau suivant donne la valeur des coefficients longitudinal et transversal pour différentes combinaisons de directions dans le réseau cristallin.

Direction longitudinale	π_l	Direction transversale	π_t
[1 0 0]	π_{11}	[0 1 0]	π_{12}
[0 0 1]	π_{11}	[1 1 0]	π_{12}
[1 1 1]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} + 2\pi_{44})$	[1 $\bar{1}$ 0]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
[1 1 0]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[1 1 1]	$\frac{1}{3}(\pi_{11} + 2\pi_{12} - \pi_{44})$
[1 1 0]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[0 0 1]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44})$
[1 1 0]	$\frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$	[1 $\bar{1}$ 0]	π_{12}

Tableau 2.2: Coefficients longitudinal et transversal pour différentes directions.

2. Coefficients piézorésistifs dans le cas d'un repère quelconque :

La figure (2.2) montre les rotations du système d'axes permettant de couvrir les directions et les plans cristallographiques présent dans le Silicium. Les composantes des nouveaux tenseurs (coefficients de piézorésistivité, champ électrique, résistivité et contraintes) dans le nouveau repère (O x' y' z') s'obtiennent, à partir des équations principales, à l'aide des composantes de la matrice de rotation [16].

Le tenseur s'obtient par l'application de la relation de transformation suivante :

$$\pi'_{ijkl} = a_{im} \cdot a_{jn} \cdot a_{ko} \cdot a_{lp} \cdot \pi_{mnop} \quad 2.7$$

Où $a_{im}, a_{jn}, a_{ko}, a_{lp}$ sont les composantes de la matrice de rotation des axes détaillées en (Annexe A) et appelée matrice de transformation.

L'application de cette équation au cas du Silicium monocristallin permet d'obtenir les 21 termes des composantes du tenseur de piézorésistivité à partir des trois coefficients fondamentaux. Ils seront classés en 4 familles et se mettrons sous les formes condensées résumées dans le tableau (2.3).

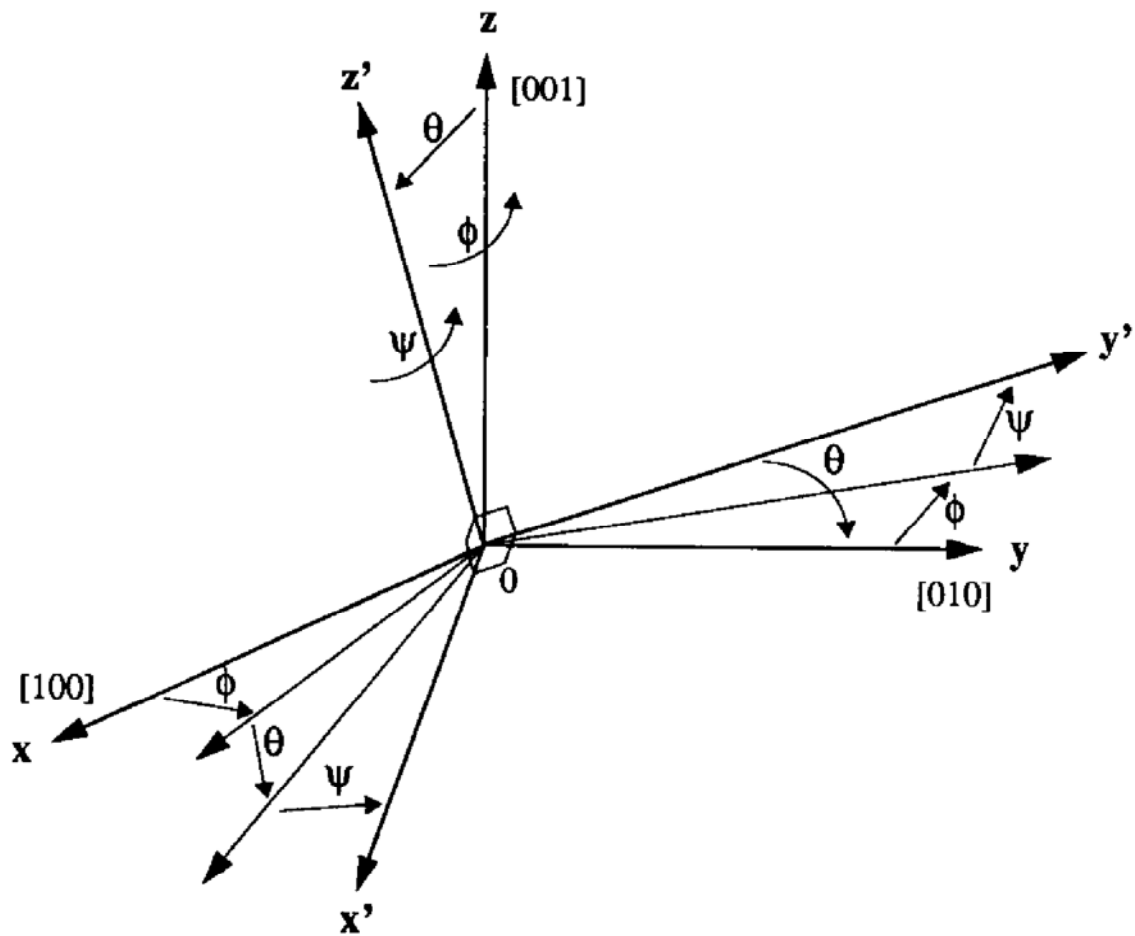


Figure 2.2 : Définition du repère utilisé.

	i, j, k, l	Les relations
Coefficients longitudinaux	i=j=k=l variant de 1 à 3	$\pi'_{ijkl} = \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}).A_{ijkl}$ (2.8)
Coefficients transversaux	i=j prenant 1 ou 2, k=l prenant 2 ou 3 et i≠k	$\pi'_{ijkl} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}).B_{ijkl}$ (2.9)
Coefficients de cisaillement	i=k, j=l variant de 1 à 3 et i≠j	$\pi'_{ijkl} = \pi_{44} + 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}).C_{ijkl}$ (2.10)
Les autres coefficients		$\pi'_{ijkl} = 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}).D_{ijkl}$ (2.11)

Tableau 2.3 : Expressions des coefficients de piézorésistivité dans le nouveau repère.

Les coefficients multiplicateurs sont donnés comme suite :

$$\begin{aligned}
 A_{ijkl} &= l^2_i m^2_j + m^2_i n^2_j + n^2_i l^2_j \\
 C_{ijkl} &= l^2_i l^2_j + m^2_i m^2_j + n^2_i n^2_j \quad \text{et} \quad D_{ijkl} = l_i l_j l_k l_l + m_i m_j m_k m_l + n_i n_j n_k n_l \\
 B_{ijkl} &= l^2_i l^2_k + m^2_i m^2_k + n^2_i n^2_k
 \end{aligned}$$

Les nouvelles composantes du champ électrique s'obtiennent, dans le repère (O x' y' z') par la transformation tensorielle suivante :

$$E'_j = a_{ij} \cdot E_j \quad 2.12$$

Pour i et j variant de 1 à 3.

Comme chacune de ces trois composantes est exprimée en fonction de la densité de courant J_j et des composantes du tenseur des contraintes σ_{kl} définies dans l'ancien repère, les transformations suivantes :

$$J_j = a_{ij} \cdot J'_i \quad 2.13$$

Pour i et j variant de 1 à 3.

$$\text{Et} \quad \sigma_{kl} = a_{mk} \cdot a_{nl} \sigma'_{mn} \quad 2.14$$

L'expression du champ s'écrit alors dans le nouveau repère sous la forme suivante :

$$\begin{cases} E_1' = J_1' \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{1j} \sigma'_j \right] + J_2' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{6j} \sigma'_j + J_3' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{5j} \sigma'_j \\ E_2' = J_2' \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{2j} \sigma'_j \right] + J_1' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{6j} \sigma'_j + J_3' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{4j} \sigma'_j \\ E_3' = J_3' \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{3j} \sigma'_j \right] + J_2' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{4j} \sigma'_j + J_1' \rho_0 \sum_{j=1}^6 \pi'_{5j} \sigma'_j \end{cases} \quad 2.15$$

Par identification, les nouvelles expressions des composantes du tenseur de résistivité sont données dans la relation (2.16).

Ces expressions montrent que la rotation du repère n'affecte pas la symétrie du tenseur de résistivité ; par contre, elle modifie la conductivité (la résistivité) du cristal semiconducteur qui devient ainsi anisotrope.

$$\begin{aligned} \rho'_{11} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{1j} \sigma'_j \right] \\ \rho'_{22} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{2j} \sigma'_j \right] \\ \rho'_{33} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{3j} \sigma'_j \right] \\ \rho'_{12} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{6j} \sigma'_j \right] \\ \rho'_{23} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{4j} \sigma'_j \right] \\ \rho'_{13} &= \rho_0 \left[1 + \sum_{j=1}^6 \pi'_{5j} \sigma'_j \right] \end{aligned} \quad 2.16$$

Jusqu'à maintenant, pour toutes les équations précédemment décrites, nous nous plaçons dans un repère dont les axes sont confondus avec les axes $\langle 100 \rangle$ du cristal de silicium.

Dans de nombreux cas, il peut être souhaitable et plus simple d'exprimer les coefficients piézorésistifs suivant une direction quelconque de l'espace. Ceci nous amène à définir les facteurs piézorésistifs longitudinal et transversal (noté π_l et π_t).

Le facteur piézorésistif longitudinal sera relié aux contraintes ayant la même direction que le flux électrique alors que le facteur piézorésistif transversal sera relié aux contraintes perpendiculaires.

Les expressions de ces deux facteurs piézorésistifs du nouveau système de coordonnées sont les suivantes [34] [35]:

$$\begin{cases} \pi_l = \pi_{11} + 2(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11}) \cdot (l_1^2 m_1^2 + l_1^2 n_1^2 m_1^2 n_1^2) \\ \pi_t = \pi_{12} - (\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11}) \cdot (l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2) \end{cases} \quad 2.17$$

Où l_i , m_i et n_i sont les cosinus directeurs du nouveau système de coordonnées (**voir annexe A et B**).

3. Facteurs de jauge :

Alors que les coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal expriment la variation de résistivité électrique en fonction des contraintes mécaniques, les facteurs de jauge (qui sont des facteurs sans unité) [28] l'expriment en fonction des déformations du conducteur en tenant compte des considérations géométriques. Les déformations suivant les différentes directions de l'espace étant liées, il convient de discerner trois cas suivant que les contraintes mécaniques sont triaxiales, planaires ou uni-axiales. La définition des facteurs de jauge s'appuie sur l'expression fondamentale donnant la résistance électrique R d'un conducteur en fonction de sa géométrie et de sa résistivité ρ comme le montre la figure suivante :

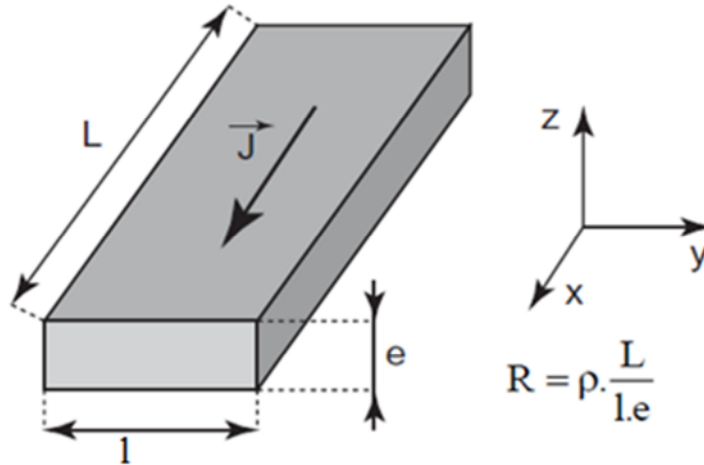


Figure 2.3: Système d'axes utilisé pour le calcul de résistance électrique des jauges de contrainte.

Dans ce qui suit, nous considérons toujours la direction x comme étant la direction longitudinale définie par la direction du flux électrique \vec{J} , direction qui est confondue avec l'axe principal de la jauge. Les directions y et z seront donc les directions dites transversales.

a. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes triaxiales :

Nous allons ici nous intéresser dans le cas où les contraintes mécaniques peuvent prendre des configurations quelconques, c'est-à-dire avoir des composantes non nulles quelle que soit la direction de l'espace. En considérant un matériau isotrope (cas du polysilicium), les déformations et les contraintes mécaniques sont liées par la relation vectorielle suivante :

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \end{pmatrix} = \frac{1}{E} \begin{pmatrix} 1 & -\nu & -\nu \\ -\nu & 1 & -\nu \\ -\nu & -\nu & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \end{pmatrix} \quad 2.18$$

Où E est le module d'Young et ν est le coefficient de Poisson du matériau isotrope considéré. Les contraintes mécaniques peuvent au même titre être exprimées en fonction des déformations comme ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \end{pmatrix} = \frac{E}{(\nu+1).(1-2\nu)} \begin{pmatrix} 1-\nu & \nu & \nu \\ \nu & 1-\nu & \nu \\ \nu & \nu & 1-\nu \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \end{pmatrix} \quad 2.19$$

En considérant le système d'axe représenté sur la figure (2.3), la variation de la résistance électrique de la jauge piézorésistive peut s'exprimer de la manière suivante en fonction des contraintes mécaniques et des déformations :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta e}{e} = \pi_l \cdot \sigma_x + \pi_t \cdot (\sigma_y + \sigma_z) + \varepsilon_x - \varepsilon_y - \varepsilon_z \quad 2.20$$

Soit encore en regroupant les termes relatifs aux déformations longitudinales et transversales :

$$\frac{\Delta R}{R} = G_{long} \varepsilon_x + G_{trans} (\varepsilon_y + \varepsilon_z) \quad 2.21$$

Où G_{long} et G_{trans} sont les facteurs piézorésistifs longitudinal et transversal dans le cas de contraintes triaxiales. On peut montrer que ces facteurs de jauge sont tels que :

$$G_{long} = \frac{E \cdot [(1-\nu)\pi_l + 2\nu\pi_t]}{(\nu+1).(1-2\nu)} + 1 \quad 2.22$$

$$G_{trans} = \frac{E \cdot [\nu\pi_l + \pi_t]}{(\nu+1).(1-2\nu)} - 1 \quad 2.23$$

b. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes planes :

Le cas des contraintes planes implique que toutes les contraintes mécaniques ne faisant pas partie du plan considéré (ici le plan (0xy)) sont nulles soit encore : $\sigma_z=0$

Notons que les contraintes transversales seront donc, dans ce cas, celles prenant forme suivant la direction y. Le raisonnement est exactement le même si nous substituons le plan (0xy) par le plans (0xz) et les contraintes transversales suivant l'axe y et par celles suivant l'axe z (la direction considérée étant toujours la direction x).

Les contraintes planes sont notablement utilisées dans la théorie des plaques afin d'obtenir des solutions analytiques décrivant le comportement mécanique de différentes structure, comme par exemple les membranes, dans le cas de petites déflexions.

En considérant toujours le matériau comme isotrope, il est possible d'obtenir le système d'équations suivant à partir de la relation donnant les déformations mécaniques en fonction des contraintes :

$$\begin{cases} \sigma_x = \frac{E}{1-\nu^2} \cdot (\varepsilon_x + \nu\varepsilon_y) \\ \sigma_y = \frac{E}{1-\nu^2} \cdot (\varepsilon_y + \nu\varepsilon_x) \\ \varepsilon_z = \frac{\nu}{E} \cdot (\sigma_x + \sigma_y) \end{cases} \quad 2.24$$

La variation de résistivité électrique peut alors s'écrire comme suit :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \frac{E}{1-\nu^2} \cdot [(\pi_x + \nu\pi_y) \cdot \varepsilon_x + (\pi_y + \nu\pi_x) \cdot \varepsilon_y] \quad 2.25$$

En tenant compte des variations géométriques de la jauge, la variation relative de la résistance électrique peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{\Delta R}{R} = G_{plong} \varepsilon_x + G_{ptrans} \varepsilon_y \quad 2.26$$

Où G_{plong} et G_{ptrans} sont les facteurs de jauge piézorésistifs planaires longitudinal et transversal définis tels que :

$$G_{plong} = \frac{\pi_l + \nu\pi_t}{1-\nu^2} \cdot E + \frac{1}{1-\nu} \quad 2.27$$

$$G_{ptrans} = \frac{\pi_t + \nu\pi_l}{1-\nu^2} \cdot E + \frac{1-2\nu}{1-\nu} \quad 2.28$$

c. Facteurs de jauge dans le cas des contraintes uniaxiales :

Dans le cas des contraintes uniaxiales, ces dernières sont non nulles dans une seule et unique direction de l'espace qui peut être, suivant les cas, longitudinal ou transversal par rapport à l'axe de la jauge piézorésistive. Notons que nous considérons ici la direction y comme étant la direction transversale. Le raisonnement est exactement le même si nous considérons la direction z. les contraintes étant uni-axiales, les déformations suivant les différentes directions de l'espace sont liées par la relation suivante :

$$\varepsilon_x = -\nu\varepsilon_y = -\nu\varepsilon_z \Leftrightarrow \frac{\Delta L}{L} = -\nu \frac{\Delta e}{e} = -\nu \frac{\Delta l}{l} \quad 2.29$$

d. Cas des contraintes longitudinales :

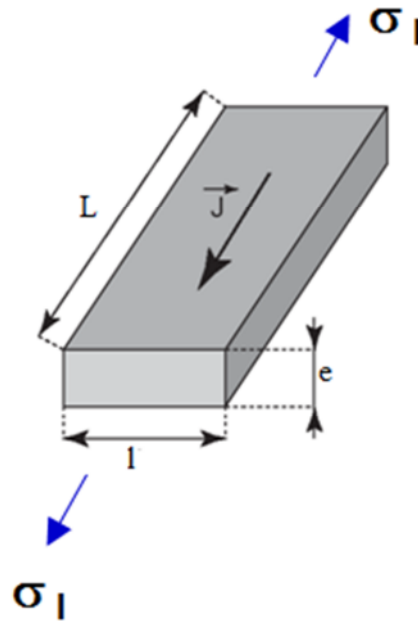


Figure 2.4: Cas des contraintes longitudinales applicables au cas d'une poutre.

Dans le cas où les contraintes mécaniques sont longitudinales (dans la direction x), la variation relative de résistance électrique peut s'exprimer comme :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R}{R} &= \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta e}{e} \\ &= \frac{\Delta \rho}{\rho} + \varepsilon_l [1 + 2\nu] = [\pi_l \cdot E + 1 + 2\nu] \varepsilon_x \end{aligned} \quad 2.30$$

Dans cette dernière équation, nous pouvons déduire l'expression du facteur de jauge piézorésistif uni-axial longitudinal :

$$G_l = \pi_l \cdot E + 1 + 2\nu \quad 2.31$$

e. Cas des contraintes transversales :

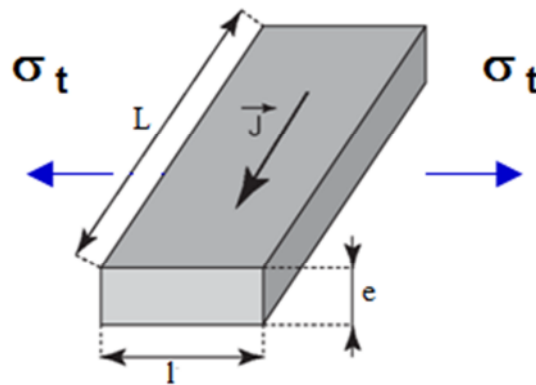


Figure 2.5: Cas des contraintes transversales applicables au cas d'une poutre.

Dans le cas où les contraintes mécaniques sont transversales (ici dans la direction y), la variation relative de résistance électrique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R}{R} &= \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta e}{e} \\ &= \frac{\Delta \rho}{\rho} + \varepsilon_y [-\nu - 1 + \nu] = [\pi_t \cdot E - 1] \varepsilon_y \end{aligned} \quad 2.32$$

Nous pouvons déduire le facteur de jauge piézorésistif uniaxial transversal :

$$G_t = \pi_t \cdot E - 1 \quad 2.33$$

4. Récapitulatif concernant les facteurs de jauge :

Le tableau suivant énumère les expressions des différents facteurs de jauge piézorésistifs suivant la nature des contraintes mécaniques qui s'exercent :

Contraintes	Facteurs de jauge longitudinaux	Facteurs de jauge transversaux
Contraintes uni-axiales	$G_l = \pi_l \cdot E + 1 + 2\nu$	$G_t = \pi_t \cdot E - 1$
Contraintes planes	$G_{plong} = \frac{\pi_l + \nu \pi_t}{1 - \nu^2} \cdot E + \frac{1}{1 - \nu}$	$G_{ptrans} = \frac{\pi_t + \nu \pi_l}{1 - \nu^2} \cdot E + \frac{1 - 2\nu}{1 - \nu}$
Contraintes triaxiales	$G_{long} = \frac{E \cdot [(1 - \nu)\pi_l + 2\nu\pi_t]}{(\nu + 1) \cdot (1 - 2\nu)} + 1$	$G_{trans} = \frac{E \cdot [\nu\pi_l + \pi_t]}{(\nu + 1) \cdot (1 - 2\nu)} - 1$

Tableau 2.4: Récapitulatif des différents facteurs de jauge piézorésistifs.

Les facteurs de jauge piézorésistifs uni-axiaux sont les facteurs de jauge les plus largement employés. Il n'est pas rare d'omettre l'adjectif « uni-axiaux » lorsque l'on se réfère à ceux-ci.

III. Explication physique du phénomène :

La piézorésistivité met en jeu des phénomènes complexes de conduction des semi-conducteurs à tel point que les théories élaborées jusqu'à présent sont encore sujettes à controverses. En règle générale, la piézorésistivité est mieux comprise dans le cas des semi-conducteurs dopés N (cas que nous allons considérer ici) que dans le cas des semi-conducteurs dopés P.

La résistivité est reliée à la mobilité des porteurs et leur densité par la relation suivante [28]:

$$\rho = \frac{1}{q\mu_n \cdot n + q\mu_p \cdot p} \quad 2.34$$

Où la mobilité est elle-même définie par l'expression ci-dessous :

$$\mu = \frac{q\tau}{m^*} = \frac{q\tau}{\hbar^2} \cdot \frac{\partial^2 E}{\partial k^2} \quad 2.36$$

Dans cette relation τ est le temps de relaxation des porteurs en question, q la charge électrique et m^* la masse effective. Cette dernière expression montre que la mobilité et donc la résistivité électrique sont liées à la courbure (dérivée seconde) des bandes d'énergie (E) dans l'espace des vecteurs d'onde (k) (voir figure 2.6).

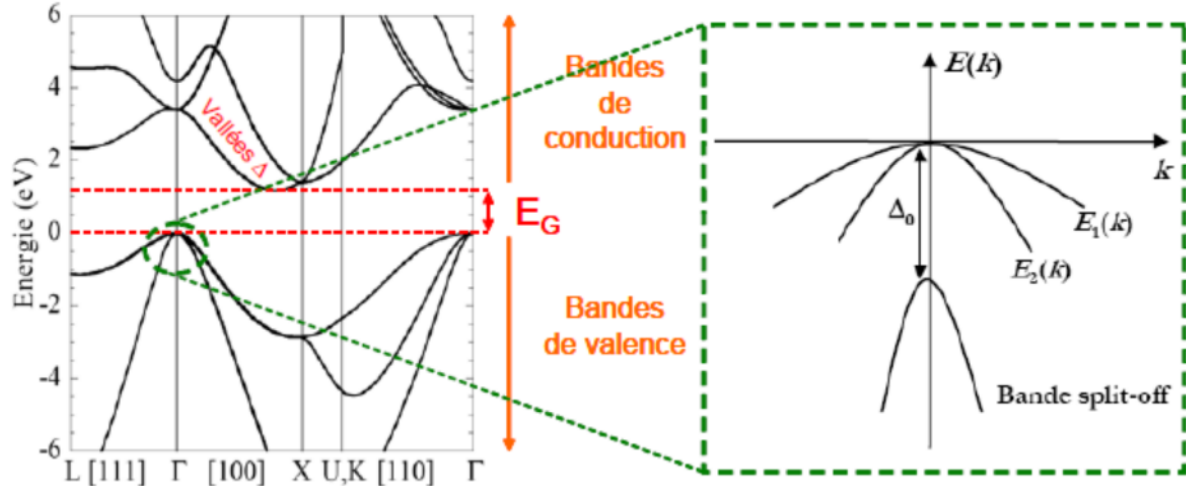


Figure 2.6: Diagramme $E(k)$ du silicium monocristallin.

La figure (2.6) montre les surfaces de même énergie dans l'espace des vecteurs d'onde. Ces surfaces sont des ellipsoïdes dont la longueur des axes est proportionnelle à la courbure de l'énergie $E(k)$. Si nous considérons un électron (dopage de type N) se propageant selon la direction $[1\ 0\ 0]$, ce porteur de charge se déplacera de manière longitudinale par rapport à deux ellipsoïdes et de manière transversale par rapport à quatre autres de telle sorte que la résistivité puisse s'écrire comme il suit [28]:

$$\rho = \frac{1}{2 \cdot q \mu_l \cdot n_l + 4 \cdot q \mu_t \cdot n_t} \tag{2.37}$$

Où n_l et n_t représentent les densités d'électron dans les bandes longitudinales et transversales.

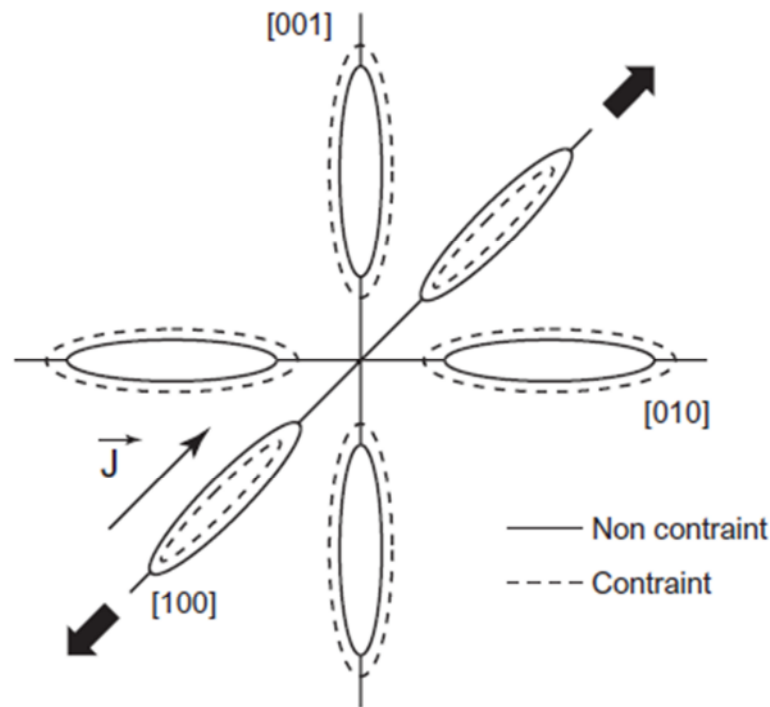


Figure 2.7: Effet d'une contrainte uni-axiale sur les surfaces de même énergie.

Si une contrainte uni-axiale est appliquée dans la direction $[1\ 0\ 0]$, le niveau des bandes d'énergie dans les directions $[1\ 0\ 0]$ et $[\bar{1}\ 0\ 0]$ augmente causant ainsi la délocalisation des électrons dans les autres bandes ($[0\ 1\ 0]$, $[0\ \bar{1}\ 0]$, $[0\ 0\ 1]$ et $[0\ 0\ \bar{1}]$). Cette délocalisation des porteurs, en accord avec la dernière équation, provoque une diminution de la résistivité électrique. Cette théorie, présentée ici rapidement, est appelée théorie des vallées et prédit que :

- le coefficient piézorésistif π_{11} doit être négatif ;
- le coefficient π_{12} tel que $\pi_{12} = \pi_{11}/2$.
- et le coefficient π_{44} possède une valeur nulle.

IV. Influence du dopage et de la température sur les coefficients π_{ij} :

1. Influence du dopage :

A température ambiante, la dépendance des deux coefficients les plus importants du Silicium monocristallin (π_{11} pour un dopage en atomes donneurs et π_{44} pour un dopage en atomes accepteurs) en fonction de la concentration en dopants est représentée sur la figure (2.8). Son examen permet de constater qu'entre 10^{18} cm^{-3} et 10^{20} cm^{-3} , leurs valeurs respectives diminuent de façon considérable [39].

Les autres coefficients, π_{11} et π_{12} pour le Silicium de type P et π_{44} pour le Silicium de type N, ont une variation en fonction de la concentration nettement moins prononcée. Pour les premiers coefficients π_{11} et π_{12} , on peut considérer qu'ils sont constants dans une plage étendue de dopage de 10^{16} cm^{-3} à 10^{21} cm^{-3} , alors que pour π_{44} (Si-N), la variation en fonction du dopage est relativement faible en dessous de 10^{19} cm^{-3} . Elle devient importante pour des concentrations supérieures à cette valeur. Quant au coefficient π_{12} du Silicium de type N, la relation suivante :

$$\pi_{12} = -\frac{\pi_{11}}{2} \quad 2.38$$

Étant toujours vérifiée quelle que soit la concentration, sa loi de variation est identique à celle de π_{11} .

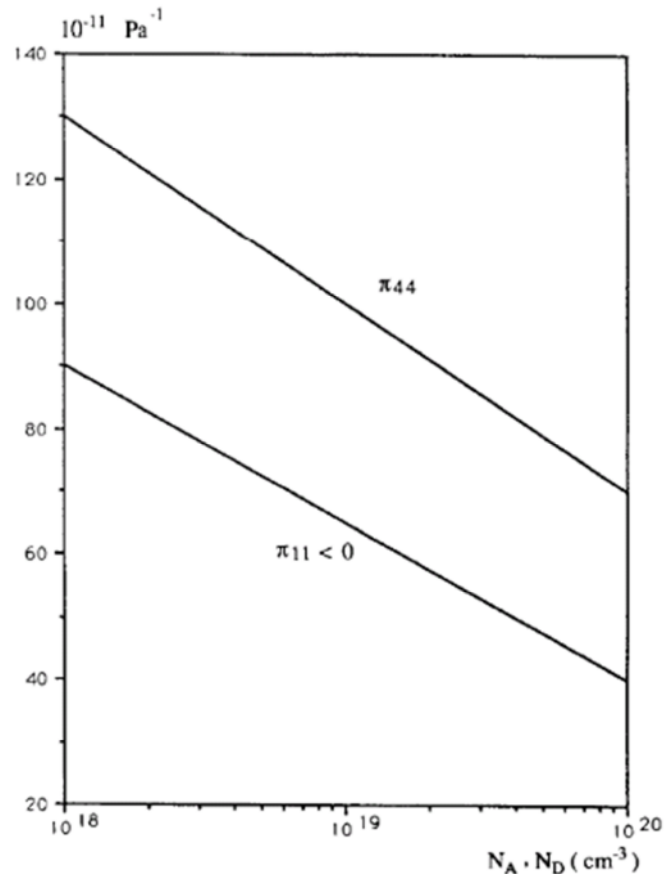
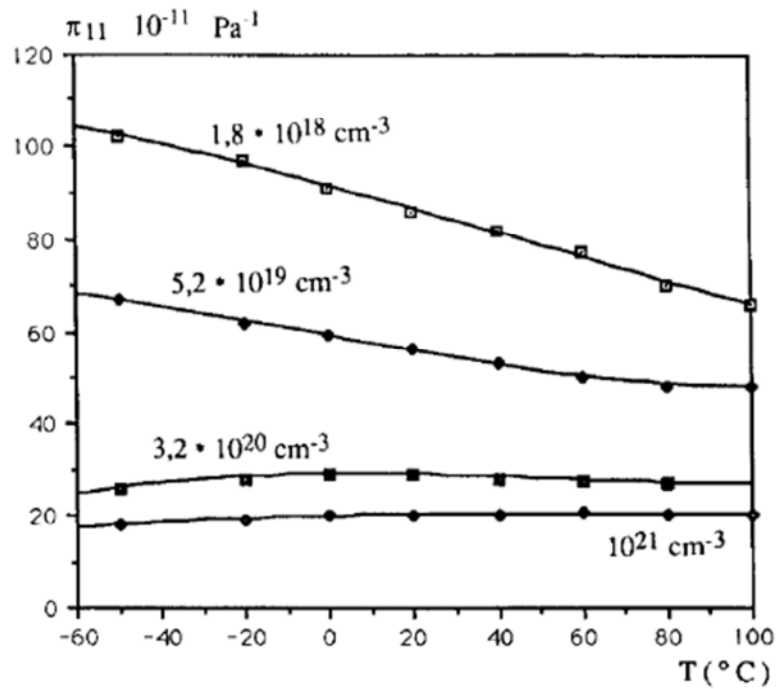


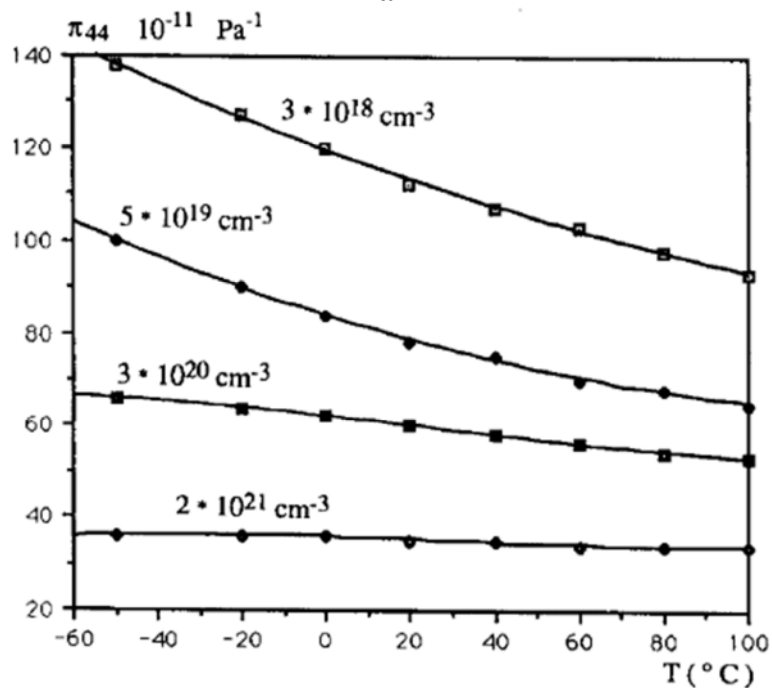
Figure 2.8 : Variation en fonction du dopage des coefficients de piézorésistivité π_{44} pour le Silicium de type P et π_{11} pour le Silicium type N.

2. Influence de la température :

Pour les deux coefficients les plus importants, π_{11} (Si-N) et π_{44} (Si-P), nous avons représenté leurs variations respectives en fonction de la température sur les figures (2.9.a) et (2.9.b). On constate que, pour les deux termes, la dépendance thermique est élevée dans une gamme de concentrations en dopants allant de 10^{16} cm^{-3} à $3 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ environ pour π_{11} , et de 10^{16} cm^{-3} à $3 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ pour π_{44} . Au-delà de ces deux valeurs extrêmes de dopage, les deux coefficients deviennent quasiment indépendants de la température [39].



-a-



-b-

Figure 2.9 : Variation du coefficient de piézorésistivité π_{11} du Si-N et du coefficient π_{44} du Si-P en fonction de la température.

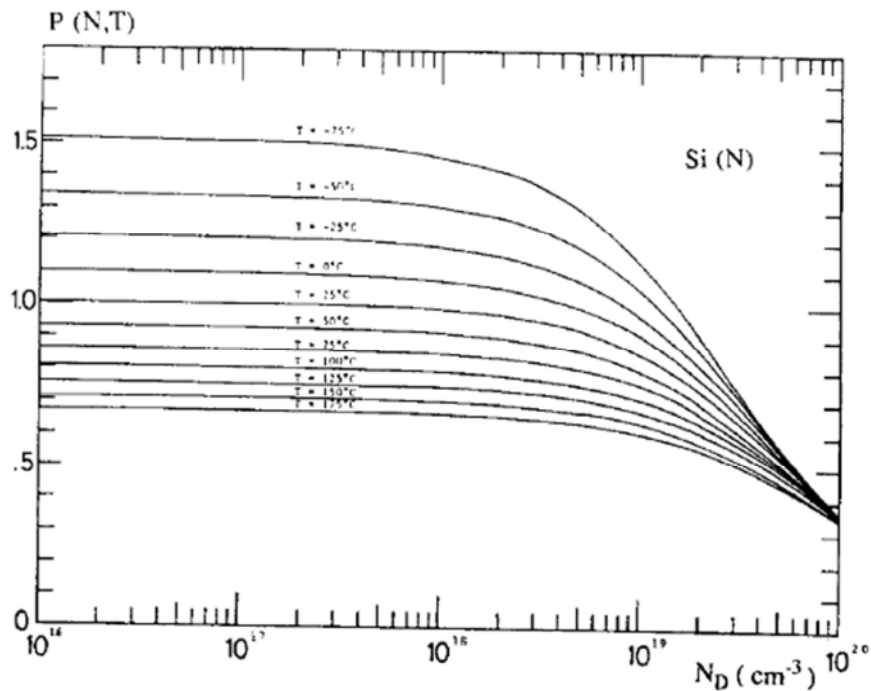
3. Effets combinés du dopage et de la température :

Dans le but de modéliser le comportement expérimental de l'effet piézorésistif, on a utilisé la variation de conductivité dans un monocristal de Silicium pour mettre au point une formulation générale intégrant les paramètres du dopage et de la température à travers un facteur de piézorésistance $P(N, T)$. Ce facteur multiplicatif permet d'obtenir la valeur d'un coefficient de piézorésistivité $\pi_{i,t}(N, T)$ d'une résistance de Silicium se trouvant à la

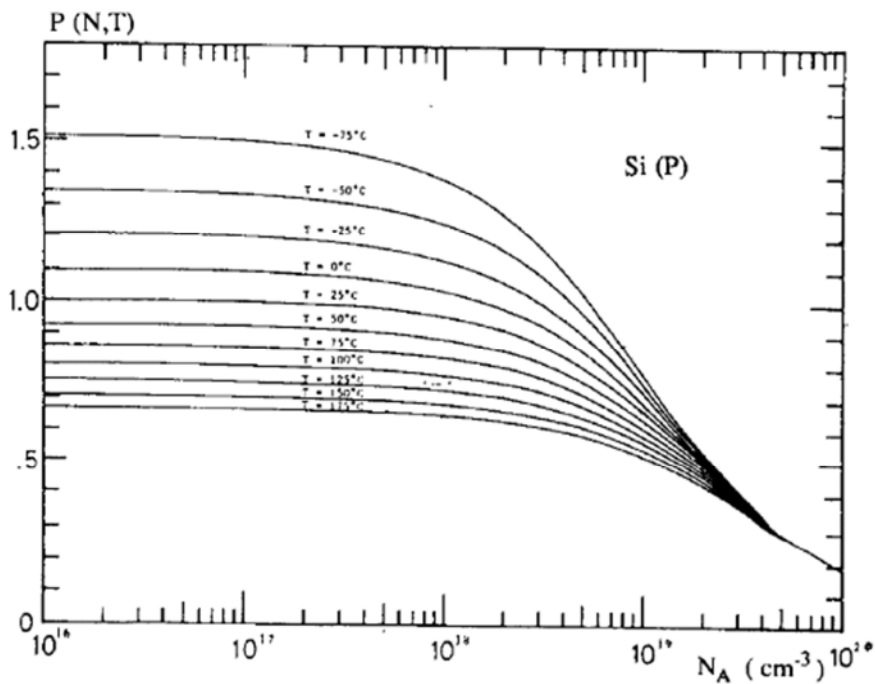
température T et ayant une concentration N en dopants accepteurs ou donneurs à partir de l'expression suivante [39]:

$$\pi_{l,i}(N,T) = \pi_{l,i}(10^{16}, 300^{\circ}K) P(N,T) \quad 2.39$$

Où $\pi_{l,i}(10^{16}, 300^{\circ}K)$ est un coefficient pris comme référence et utilisant les valeurs expérimentales du tableau (2.1).



-a-



-b-

Figure 2.10 : Courbes de variations, paramétrées en température, du facteur de piézorésistance du Silicium de type N et P.

V. Variations des paramètres mécaniques du Silicium en fonction des directions cristallographiques :

Les paramètres mécaniques étant définis uniquement par les coefficients de la matrice d'élasticité S , le calcul des nouvelles valeurs des paramètres mécaniques pour les différentes directions se fait par la matrice de transformation définie dans (**l'annexe A**). Les relations du module de Young et du coefficient de Poisson se définissent comme suite :

$$E_i = \frac{1}{s'_{ii}} \quad 2.40$$

$$\nu_{ji} = -\frac{s'_{ji}}{s'_{ii}} \quad 2.41$$

$$s'_{ij} = a_{im} a_{jn} a_{ko} a_{lp} \cdot S_{mnop} \quad 2.42$$

Ainsi, en utilisant la relation (2.45), présentée en (**Annexe B**), on peut calculer pour n'importe quelle direction cristallographique les différents paramètres mécaniques du silicium. Le tableau ci-dessous donne les valeurs trouvées dans la littérature des paramètres principaux de la matrice d'élasticité.

S_{11}	S_{12}	S_{44}
$7,6909 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$-2,142 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$12,577 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$

Tableau 2.5 : Valeurs des coefficients d'élasticité du silicium $\langle 100 \rangle$.

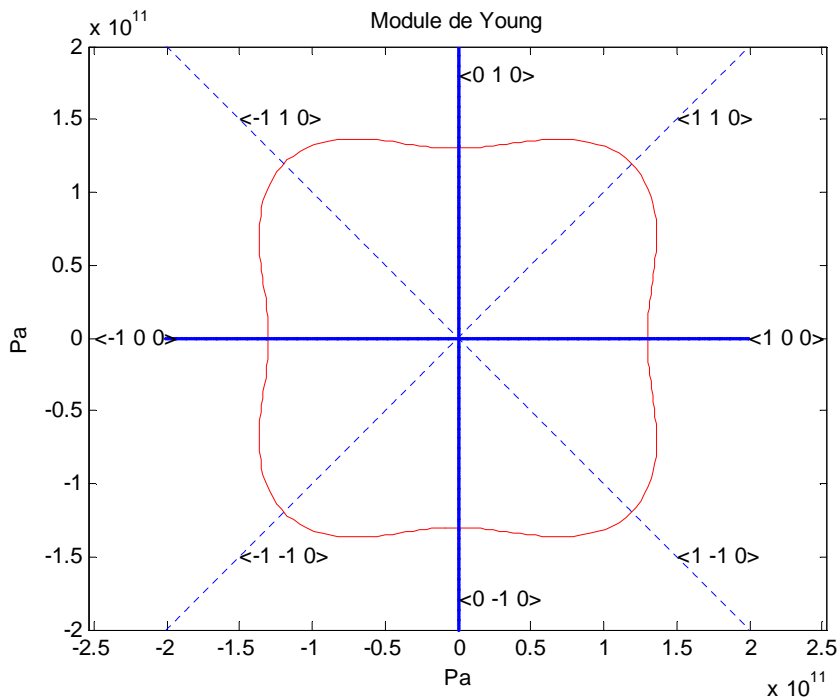


Figure 2.11 : Module de Young du silicium (100) en fonction des directions cristallographiques. [41]

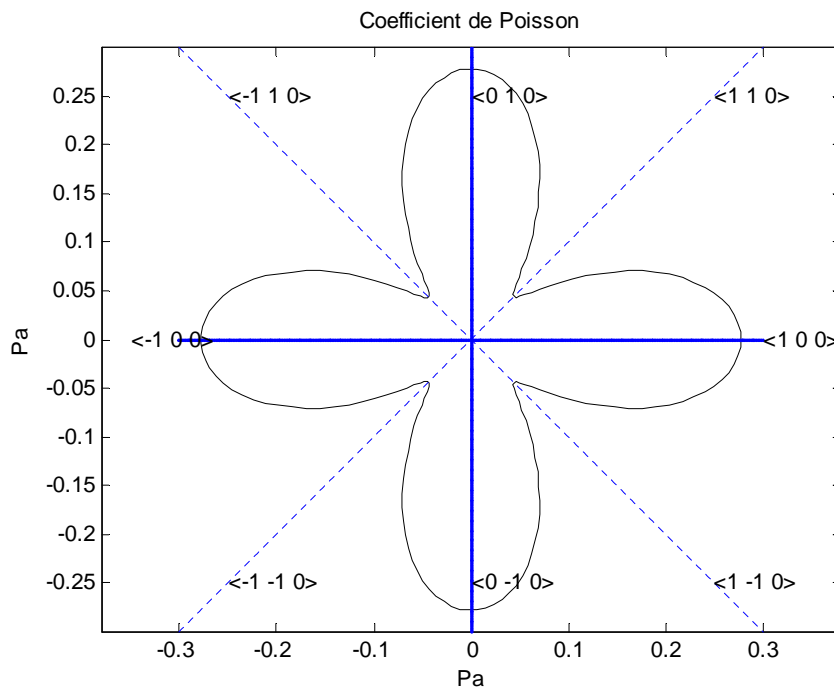


Figure 2.12 : Coefficients de Poisson du silicium (100) en fonction des directions cristallographiques. [41]

Les valeurs des paramètres mécaniques suivant les différentes directions cristallographiques sont données et comparées avec les valeurs trouvées dans la littérature et dans le tableau 2.7.

	Module de Young 10^9 Pa		Coefficient de Poisson	
	Simulation	Littérature	Simulation	Littérature
[0 0 1]	130.09	130.2	0.2781	0.28
[0 1 1]	168.8	168.9	0.0633	0.064

Tableau 2.6 : Comparaison entre résultats de simulation et de littérature.

Dans la direction $\langle 110 \rangle$, le coefficient de Poisson atteint une valeur minimale de 0.0633 alors que le module de Young atteint une valeur maximale de 168.8 GPa. Par contre, dans la direction [100], le coefficient de Poisson est à son maximum (0.2781) alors que le module de Young prend la valeur minimale de 130.09 GPa. Ces remarques seront prises en considération lors de la conception du capteur pour optimiser sa réponse.

VI. Variations des coefficients piézorésistifs du Silicium en fonction des directions cristallographiques :

Dans le même cas précédent, nous calculerons les coefficients de piézorésistivité π_{ij} longitudinal et transversal donnés par la relation (2.8) pour les différentes directions cristallographiques et pour le silicium de type N et le silicium de type P dont les résultats sont donnés respectivement sur les figures (2.13) et (2.14) (ici $\pi_{16}=\pi_{44}$).

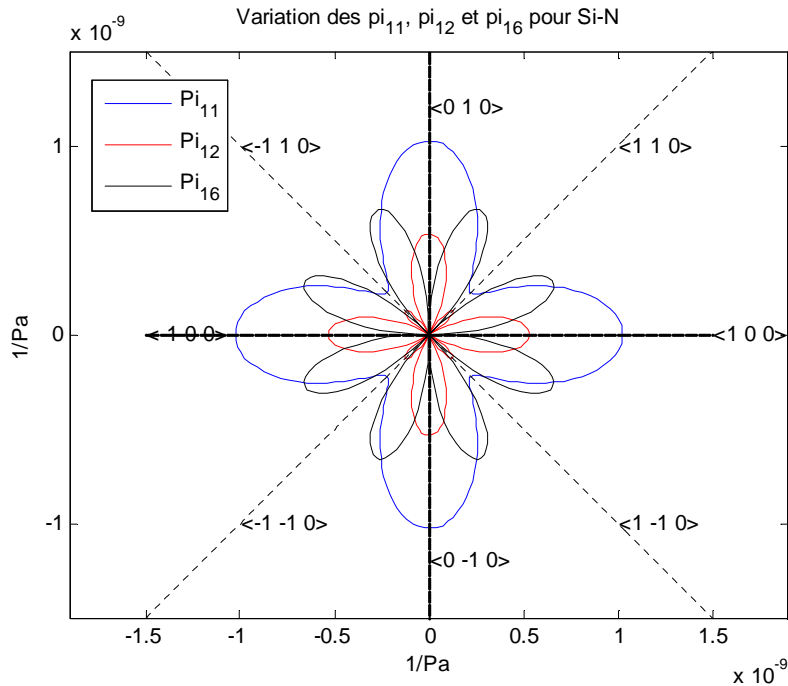


Figure 2.13 : Courbe de variation des coefficients de piézorésistivité du Si-N (100) en fonction des directions cristallographiques. [41]

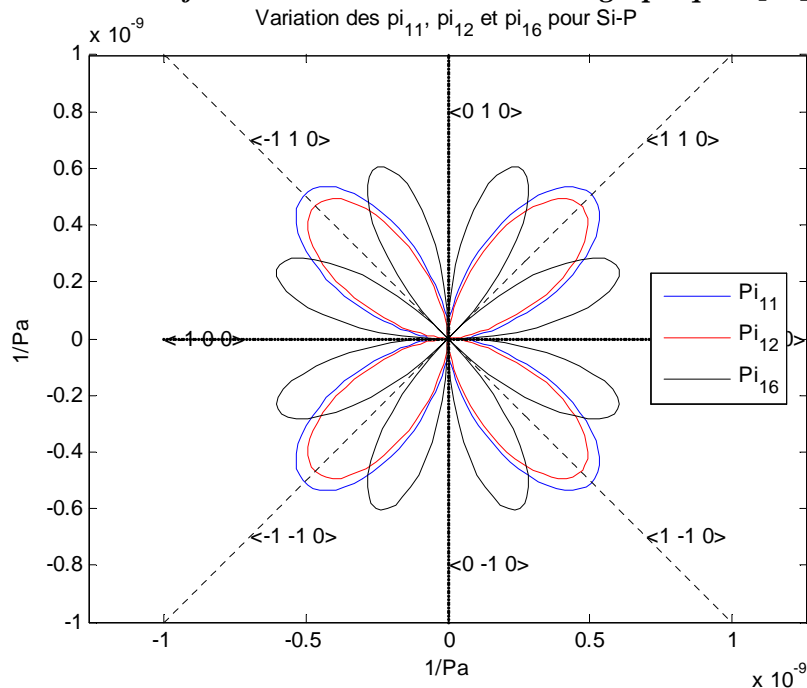


Figure 2.14 : Courbe de variation des coefficients de piézorésistivité du Si-P (100) en fonction des directions cristallographiques. [41]

Pour le silicium de type N, on remarque que la direction [100] est la plus intéressante à exploiter car les deux coefficients π_{11} et π_{12} sont à leurs maximums. Par contre, pour cette même direction dans un silicium de type P, les trois coefficients de piézorésistivité sont à leurs minimums. Dans la direction [110], les propriétés piézorésistives du silicium de type N sont loin de leurs valeurs potentielles alors que pour un silicium de type P dans cette direction,

les deux coefficients π_{11} et π_{12} prennent des valeurs très proches entre elles et de signes opposés.

VII. Piézorésistivité du silicium polycristallin :

Contrairement au silicium monocristallin, silicium poly cristallin ne possède pas de structure cristalline propre. Il est formé d'un agglomérat de grains présentant chacun une direction cristallographique particulière. De plus, les phénomènes de conduction au niveau des joints de grains semblent apporter une grande influence sur la résistivité globale d'un conducteur formé de polycristallin.

Les coefficients piézorésistifs longitudinal et transversal du silicium polycristallin peuvent s'exprimer simplement en moyennant ceux du silicium monocristallin sur toutes les directions possibles de l'espace. Notons que l'orientation des grains est ici supposée purement aléatoire et uniformément répartie. Les valeurs des coefficients piézorésistifs ont été ici estimées en effectuant une intégration par la méthode de Monte-Carlo sous Matlab [28].

$$\begin{cases} \langle \pi_l \rangle \cong \pi_{11} + 0,504(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11}) \\ \langle \pi_t \rangle \cong \pi_{12} + 0,238(\pi_{44} + \pi_{12} - \pi_{11}) \end{cases} \quad 2.43$$

En ce qui concerne les facteurs de jauge piézorésistifs uni-axiaux explicités précédemment, leur expression dans le cas du polysilicium est la suivante :

$$\langle G_l \rangle = \langle \pi_l \rangle . E + 1 + 2 \cdot \langle \nu \rangle \quad 2.44$$

$$\langle G_t \rangle = \langle \pi_t \rangle . E - 1 \quad 2.45$$

L'expression du facteur de jauge longitudinal fait intervenir la valeur du coefficient de poisson du silicium moyennée sur toutes les directions de l'espace. Cette valeur peut être prise comme égale à 0,226.

En utilisant les données présentées dans le tableau suivant, il est maintenant possible de donner les valeurs numériques approché des facteurs de jauge piézorésistifs dans le cas du silicium poly cristallin.

	G_l (sans unité)	G_t (sans unité)
Dopage P ($1,5 \times 10^{15} / cm^3$)	131,2	-58,68
Dopage N ($4 \times 10^{14} / cm^3$)	-53,50	34,02

Tableau 2.7: Facteurs de jauge piézorésistifs uni-axiaux dans le cas du polysilicium pour deux types de dopage différents.

Ces formules prédisent des facteurs de jauge qui ont des valeurs absolues largement plus hautes. Il semblerait que cet écart soit principalement dû au fait que la théorie ici présentée ne prend pas en compte les phénomènes physiques intervenant au niveau des joints de grains.

P.J. French et G.R. Evans ont développé une théorie pour expliciter le phénomène de la piézorésistivité dans le cas du silicium poly cristallin. Cette théorie prend en compte le modèle des vallées explicité précédemment ainsi que le phénomène de piégeages des porteurs aux interfaces entre grains cristallin. Pour modéliser la résistivité induite par les joints des grains, les auteurs ont utilisé les effets d'émissions thermo-ioniques. Nous ne rentrerons pas ici dans l'explication de cette théorie [28].

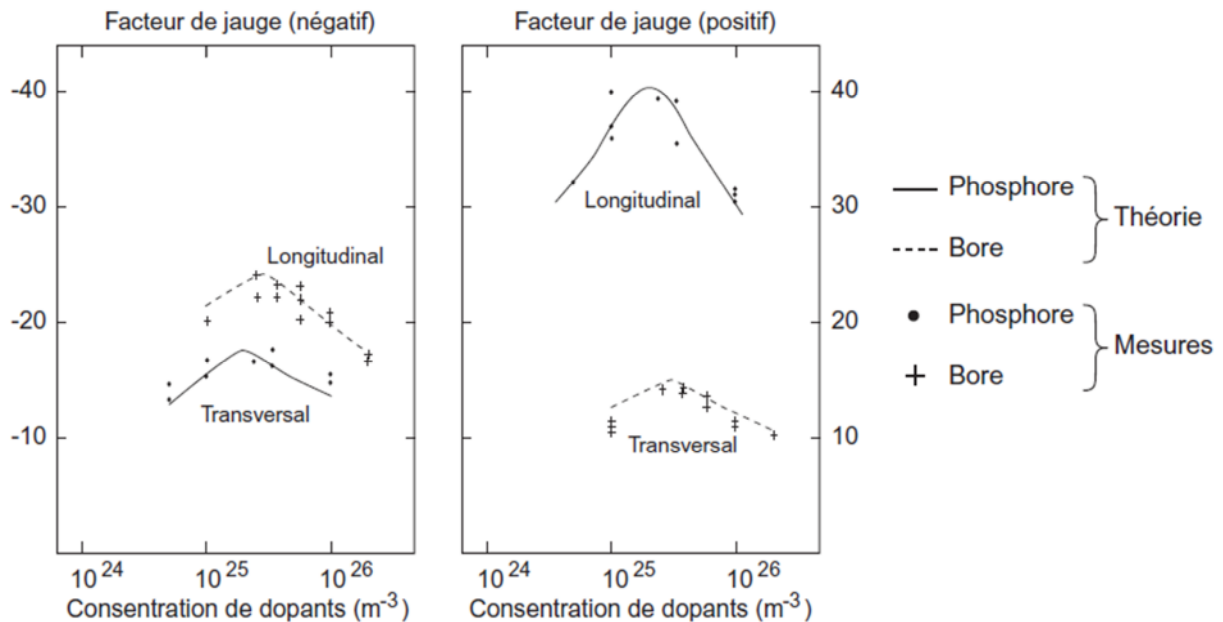


Figure 2.15: Valeur des facteurs de jauge uni-axiaux en fonction de la concentration en élément dopant (d'après P.J. French et G.R. Evans).

La figure (2.7) montre la valeur des facteurs de jauge piézorésistifs uni-axiaux longitudinal et transversal en fonction du dopage (dopage de type N et P) dans le cas du polysilicium. Cette figure représente, sur les mêmes graphiques, les courbes obtenues en accord avec la théorie développée par French et Evans ainsi que les mesures expérimentales réalisées.

Chapitre 3

*Conception et modélisation d'un
accéléromètre microélectronique
uniaxial à détection
piézorésistive*

I. Introduction :

Un accéléromètre mesure l'accélération subie par un objet. Cette accélération est exprimée en m/s^2 ou en nombre de "g" qui correspond à l'accélération de la pesanteur moyenne sur la terre ($1g=9.81 m/s^2$). Voici quelques ordres de grandeurs d'accélération pouvant être rencontrés [17]:

- 1g est l'accélération subie par un objet, lorsqu'il est soumis à la seule force gravitationnelle terrestre.
- 0-2g correspond à l'accélération d'une personne se mettant en mouvement.
- 5-30g est l'accélération subie par un conducteur lors d'un accident de voiture.
- 100-2000g serait l'accélération subie par un objet lors du choc si vous le laissez tomber d'un mètre sur un sol dur.
- enfin 10 000g est l'ordre de grandeur de l'accélération subie par une balle au départ d'un fusil.

Le premier accéléromètre sur silicium a été présenté en 1979 [17]. Par le passé, les accéléromètres étaient utilisés dans des domaines d'applications où le critère de coût passait au second plan (applications militaires, aérospatial). Aujourd'hui grâce aux techniques de micro-usinage (ce terme fait référence à la fabrication de structures micromécaniques à l'aide de techniques empruntées aux méthodes de fabrication microélectroniques) qui permettent de réduire considérablement les coûts de fabrication, les accéléromètres sont présents dans de nombreux domaines d'application grand public et industriels. Ce sont les applications automobiles qui depuis les années 1990 ont donné aux microsystèmes leurs lettres de noblesse.

Les voitures de hautes gammes (BMW série 7, Mercedes Classe S, Cadillac, Lincoln, etc.) sont équipées de pas moins d'une quinzaine de micro-accéléromètres assurant la sécurité et le confort de conduite. Avec un volume de production de 90 millions d'unités pour l'année 2003 [17], les capteurs d'accélération représentent le second marché des microsystèmes après les capteurs de pressions. Les accéléromètres sont présents dans de nombreux domaines. On les trouve principalement dans l'automobile (airbag, suspension active, pré-tensionneur de ceinture de sécurité, alarme antivol, détecteur d'occupation de siège, contrôle de stabilité, dispositif anti-retournement, etc.). Ils sont également utilisés en sismométrie pour la prévision des tremblements de terre, en robotique, dans la surveillance des vibrations des machines industrielles, dans le contrôle de la qualité de transport des marchandises, ou encore dans les systèmes de stabilisation d'images pour caméra, dans les applications de réalité virtuelle, dans les systèmes d'opération assistée par ordinateur. Bientôt, ils équiperont nos téléphones portables et autres PDA (retourner le téléphone, face orientée vers le bas, suffirait à couper la sonnerie), ils équiperont les disques durs (l'accéléromètre détectant la chute du disque donne le signal à la tête de lecture/écriture de se positionner loin du disque avant l'impact, protégeant ainsi les données et le disque lui-même ; le succès des baladeurs MP3 à disque dur tel que l'iPOD de Apple ou encore le Jukebox MultiMedia de Archos fait de l'accéléromètre un composant bientôt indispensable pour ces appareils). Ils assisteront les systèmes de navigation par satellites GPS. Les systèmes seront alors capables d'estimer la position durant les périodes où le signal de position des satellites serait atténué par des obstacles.

La Hi-Fi bénéficiera aussi de ces capteurs, intégrés aux subwoofer-actifs : les accéléromètres sont capables de mesurer les fréquences de distorsions harmoniques qui détériorent la qualité du son. Les exemples d'applications sont encore nombreux. Pour résumer, notons que dès qu'il est nécessaire d'avoir des informations sur le mouvement, que l'on souhaite mesurer l'inclinaison, mesurer des vibrations ou des chocs, on utilise un accéléromètre. La figure (3.1) illustre quelques applications des accéléromètres.

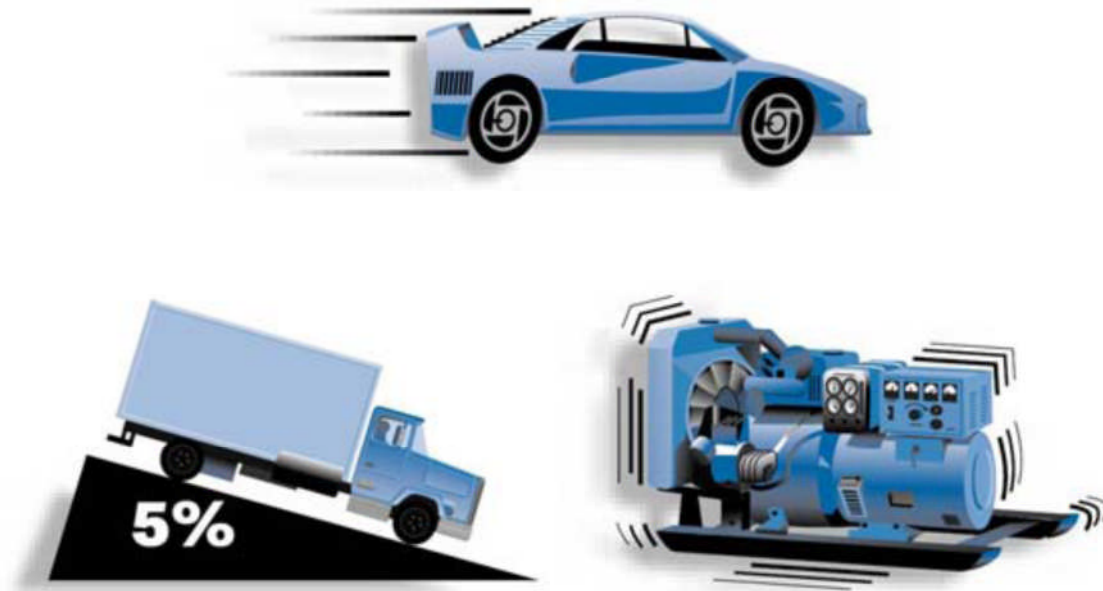


Figure 3.1 : Applications des accéléromètres : mesure du mouvement, mesure de l'inclinaison, mesure de vibrations, mesure de choc (source : Analog Devices).

Les accéléromètres sont définis par les paramètres suivants : sensibilité, résolution, plage de fonctionnement, bande passante, sensibilité hors axe, offset, choc maximum toléré. Ces paramètres déterminent les domaines d'applications associés à chaque type d'accéléromètre.

Le tableau (3.1) donne les spécifications d'accéléromètres pour deux types d'applications distincts [17]:

- Les applications automobiles utilisent des accéléromètres pouvant mesurer des accélérations jusqu'à 50g avec des résolutions inférieures à 100mg.
- La navigation nécessite des capteurs avec une meilleure résolution (de l'ordre du micro-g) pour des amplitudes d'accélération inférieures au g, une plus faible non linéarité et une sensibilité hors axe infime.

Application	Automobile	Navigation
Amplitude des accélérations	± 50g (airbag) ± 2g (stabilisation véhicule)	± 1g
Fréquences fonctionnement	DC-400Hz	DC-100Hz
Résolution	< 100mg (airbag) < 10mg (stabilisation véhicule)	< 4μg
Sensibilité hors axe	< 5%	< 0.1%
Non linéarité	< 2%	< 0.1%
Choc maximum (pdt 1ms)	> 2000g	> 10g
Température fonctionnement	-40°C à 85°C	-40°C à 80°C
Coefficient d'offset dû à la température	< 60mg/°C	< 50μg/°C
Coefficient de sensibilité dû à la température	< 900ppm/°C	± 50ppm/°C

Tableau 3.1 : Les spécifications d'accéléromètres pour deux types d'applications.

II. Approche de modélisation du microlevier « T-shape » :

1. Généralité :

Le micro-levier "T-Shape", est un transducteur électromécanique qui œuvre pour la transformation d'une grandeur mécanique (une force ou accélération) en grandeur électrique. Dans le cas général des transducteurs électromécaniques et comme le montre la figure (3.2), on peut distinguer trois parties:

- La partie mécanique représente le comportement mécanique de la structure à savoir les déformations et les contraintes en fonction des charges appliquées. Cette partie constitue le corps d'épreuve du capteur dont la réponse est fonction de la géométrie de la structure et aux matériaux qui la composent.
- La partie électromécanique traduit la transformation des déformations mécaniques en grandeurs électriques. Cette partie constitue le transducteur. En pratique, différents effets physiques sont utilisés : effet piézorésistif, effet piézoélectrique, effet thermique, etc ...
- La partie électrique représente le conditionneur électronique du signal de sortie et les différents blocs de traitement.

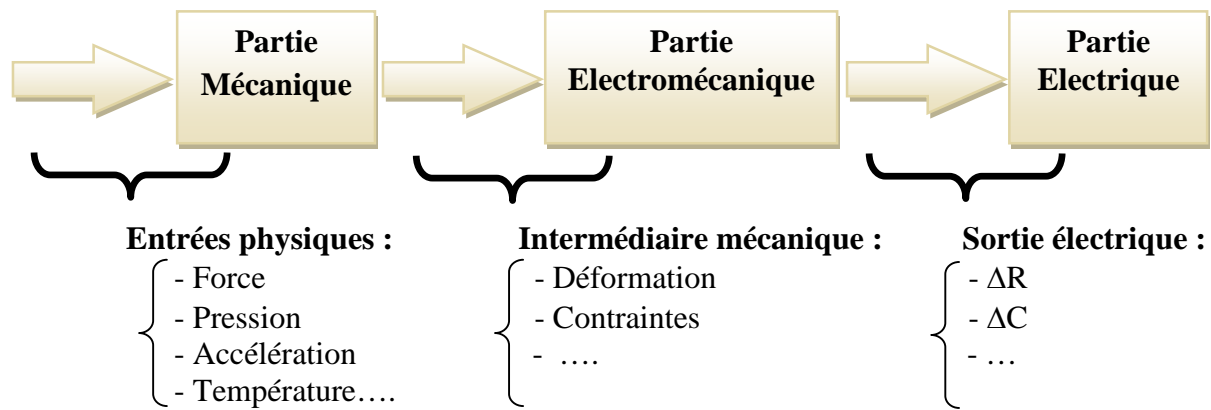


Figure 3.2 : Parties constituant un microsystème électromécanique.

2. Réponse mécanique du capteur :

2.1 Comportement mécanique statique d'une micropoutre :

L'application d'une force \vec{F} à l'extrémité libre du microlevier entraîne la création d'efforts internes opposés directement à l'action de la force \vec{F} . Ces efforts sont :

- Les efforts tranchants (\vec{T} en N) induits en chaque point d'abscisse x du microlevier ;
- Des moments fléchissant (M en N.m) induits également en chaque point d'abscisse x du microlevier.

Ces grandeurs sont indépendantes de la nature du matériau constituant la micropoutre et des caractéristiques géométriques. Elles doivent être en équilibre avec les effets produits par la force \vec{F} .

2.1.1 Paramètres géométriques :

Le microlevier est une micropoutre encastree à une extrémité et libre à l'autre, comme le montre la figure (3.2). Nous supposons que la section de la micropoutre est rectangulaire. Nous définissons alors les paramètres géométriques caractérisant la micro-poutre comme suit :

- La longueur de structure suivant l'axe x noté L .
- La largeur l suivant l'axe y .
- L'épaisseur ep suivant l'axe z .

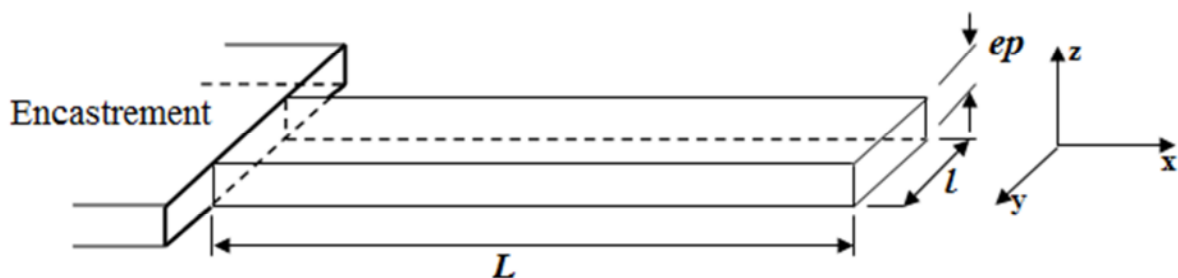


Figure 3.3 : Schéma du microlevier.

Le moment quadratique d'inertie I (m^4) d'un microlevier de section homogène et symétrique est un paramètre de nature purement géométrique. Il est défini par la relation suivante :

$$I = \int_S z^2 \cdot dA = \int_0^l \int_{-ep/2}^{ep/2} z^2 \cdot dz \cdot dy \quad 3.2$$

Pour une micropoutre de forme parallélépipédique et après intégration de l'équation (3.2), le moment quadratique d'inertie est :

$$I = \frac{l \cdot ep^3}{12} \quad 3.3$$

2.1.2 Le moment fléchissant :

Dans le cas où la charge est ponctuelle et appliquée à l'extrémité libre du microlevier (figure 3.4), le moment fléchissant M peut s'écrire comme suit :

$$M(x) = F(L - x) \quad 3.4$$

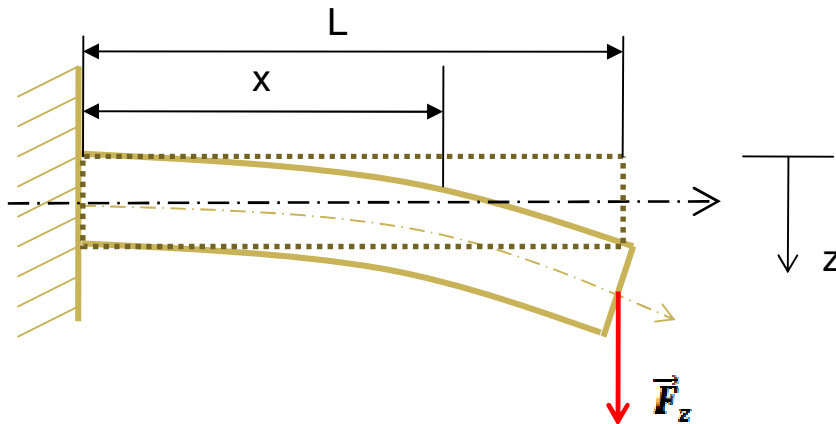


Figure 3.4 : Modèle statique du microlevier.

La prise en compte de la nature du matériau et des paramètres géométriques permet ensuite de déterminer la déformation subie par la micropoutre ainsi que le calcul des contraintes longitudinales (dus au moment fléchissant M) et transversales (dus aux efforts tranchants T) [19]. 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).

2.1.3 La déflexion du microlevier :

En présence de la force ponctuelle \vec{F} agissant suivant la direction z et appliquée à l'extrémité libre du microlevier, ce dernier se déforme en chaque point. Cette déformation se traduit par une déflexion $z(x)$ (déplacement) et une pente θ en un point d'abscisse x .

Nous pouvons exprimer le rayon de courbure de la structure en un point x quelconque (figure 3.5) par :

$$\frac{1}{r} = \frac{M(x)}{E.I} \quad 3.5$$

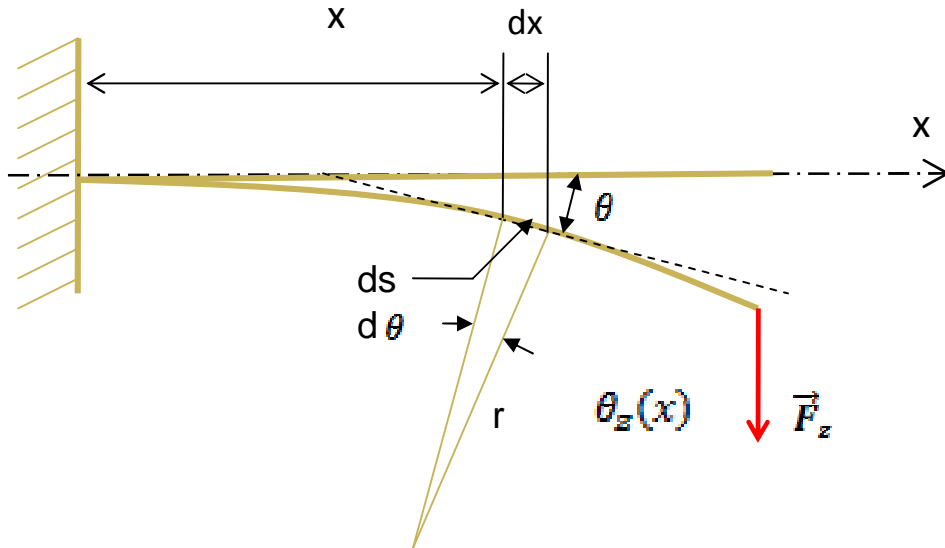


Figure 3.5 : Rayon de courbure.

D'autre part, le rayon de courbure r est donné, en fonction du déplacement $z(x)$, par la relation suivante, (Voir annexe C) :

$$\frac{1}{r} = \frac{\frac{\partial^2 z(x)}{\partial x^2}}{\left(1 + \left(\frac{\partial z(x)}{\partial x}\right)^2\right)^{3/2}} \quad 3.6$$

En égalisant les expressions (3.5) et (3.6) et en considérant des petites déformations

$\frac{dz}{dx} = \text{tg} \theta \approx \theta$ et $ds \approx dx$, nous obtenons la relation suivante :

$$\frac{\partial^2 z(x)}{\partial x^2} = \frac{M(x)}{E.I} \quad 3.7$$

Où E (Pa) et I (m^4) représentent respectivement le module d'Young du matériau constituant la poutre et le moment d'inertie quadratique de la section homogène.

En tenant compte des conditions en $x=0$ liées à l'encastrement :

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

On obtient, après une première intégration de l'équation (3.4), le résultat suivant :

$$\frac{\partial z(x)}{\partial x} = \frac{1}{E.I} \cdot (F.L.x - \frac{1}{2} F.x^2) \quad 3.8$$

En effectuant une intégration, on obtient finalement :

$$z(x) = \frac{1}{E.I} \cdot (\frac{1}{2} F.L.x^2 - \frac{1}{6} F.x^3) \quad 3.9$$

La flexion maximale est alors en $x=L$:

$$z(L) = \frac{F.L^3}{3.E.I} \quad 3.10$$

On reconnaît dans l'équation (3.10) la loi de comportement d'un ressort de raideur K où :

$$K = \frac{3.E.I}{L^3} \quad 3.11$$

La souplesse du microlevier (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.

Dans le cas d'un capteur piézorésistif, on s'intéresse surtout aux contraintes en un point donné de la structure.

Dans la poutre, le moment fléchissant induit une contrainte longitudinale σ (Pa) telle que :

$$\sigma(x, h) = \frac{M(x)}{I} \cdot h \quad 3.12$$

Où h 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

$$\bar{\sigma} = E \cdot \bar{\varepsilon}$$

Calculer l'allongement relatif ε du matériau et faire le lien avec la partie électromécanique.

2.2 Comportement mécanique dynamique d'un microlevier :

En statique, le microlevier est assimilé à un simple ressort. En dynamique, en tenant compte de la masse du microlevier et d'éventuels phénomènes d'amortissement, on peut modéliser cette structure par le classique système mécanique du second ordre de type masse m , ressort K et amortisseur D représenté dans la figure (3.6).

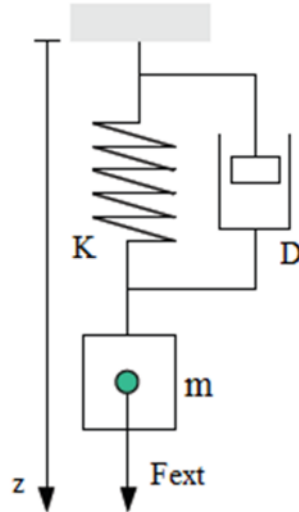


Figure 3.6 : Modèle mécanique de second ordre de type : Masse-Ressort-Amortisseur.

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 :

$$\sum (F) = m \cdot \frac{d^2 z}{dt^2} \quad 3.13$$

$$\text{Avec : } \sum (F) = F_{ext} + F_K + F_D \quad 3.14$$

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

$$F_K = -K(z - z_0) \quad 3.15$$

Où z_0 représente la longueur libre du ressort exprimé en mètres.

Et \vec{F}_D est la force appliquée par l'amortisseur sur le solide. Dans le cas d'un frottement visqueux, elle s'écrit :

$$F_D = -D \frac{dz}{dt} \quad 3.16$$

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

F_{ext} est une force extérieure au système.

L'équation (3.13) devient alors :

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} = -K(z - z_0) - D \frac{dz}{dt} + F_{ext} \quad 3.17$$

Après avoir effectué une transformation de Laplace, cette équation admet pour solution :

$$z(p) = z \cdot \frac{F(p)}{1 + 2 \cdot \xi \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad 3.18$$

Où $\omega_0 = \sqrt{\frac{K}{m}}$ est la pulsation propre de la structure.

Et $\xi = \frac{D}{2 \cdot \sqrt{K \cdot m}}$ le coefficient d'amortissement du système mécanique du second ordre.

On ne confondra pas ξ , coefficient d'amortissement du système avec D , coefficient d'amortissement de la structure mécanique.

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

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} = -\frac{1}{C} \cdot q - R \cdot \frac{dq}{dt} + V_{ext} \quad 3.19$$

2.3 Comportement mécanique statique de la structure « T-shape » :

2.3.1 Structure proposée :

Considérons une structure simple représentée dans la figure (3.7), constituée d'un plateau carré de côté suspendu au bout d'un microlevier. Le plateau constitue une masse attachée en bout de bras, nous permet d'améliorer la sensibilité du capteur.

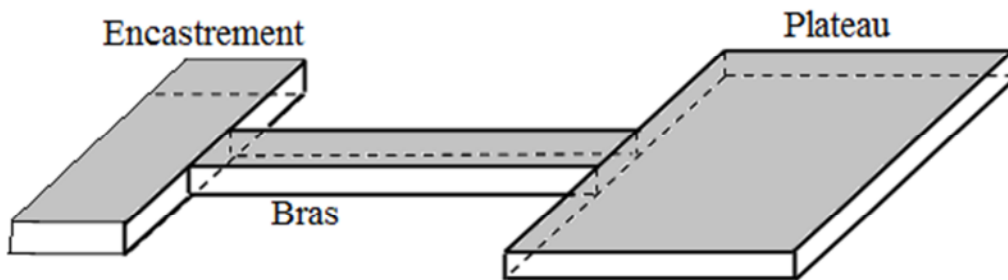


Figure 3.7 : Structure proposée.

Le choix d'une technologie (CMOS) 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 microlevier relève par contre du choix du concepteur. Ce sont les paramètres de dessin [19].

2.3.2 Les données technologiques :

A titre indicatif, le tableau (3.2) donne les ordres de grandeurs des épaisseurs, des densités et les modules d'Young des principaux matériaux constitutifs la structure.

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 [19].

Couche	Epaisseur e_{pi} (μm)	Module d'Young E_i (GPa)	Densité massique d_i (kg/m^3)
Oxyde de champ	0,6	70	2500
Polysilicium	0,4	169	2330
Oxyde de contact	0,6	90	2500
Métal 1 (Alliage Al)	0,6	72	2700
Oxyde de via	1	81	2500
Métal2 (Alliage Al)	1	74	2700
Passivation (Phosphore ou alliage Titane)	1	131	3100

Tableau 3.2: Propriété des couches CMOS.

2.3.3 Les paramètres géométriques :

Pour évaluer la sensibilité et la résolution de structures comme capteurs inertiels, considérons la structure de base en forme de T, que nous appellerons "T-Shape" présentée dans la figure (3.8). La masse d'épreuve est un plateau carré attaché en bout d'un bras.

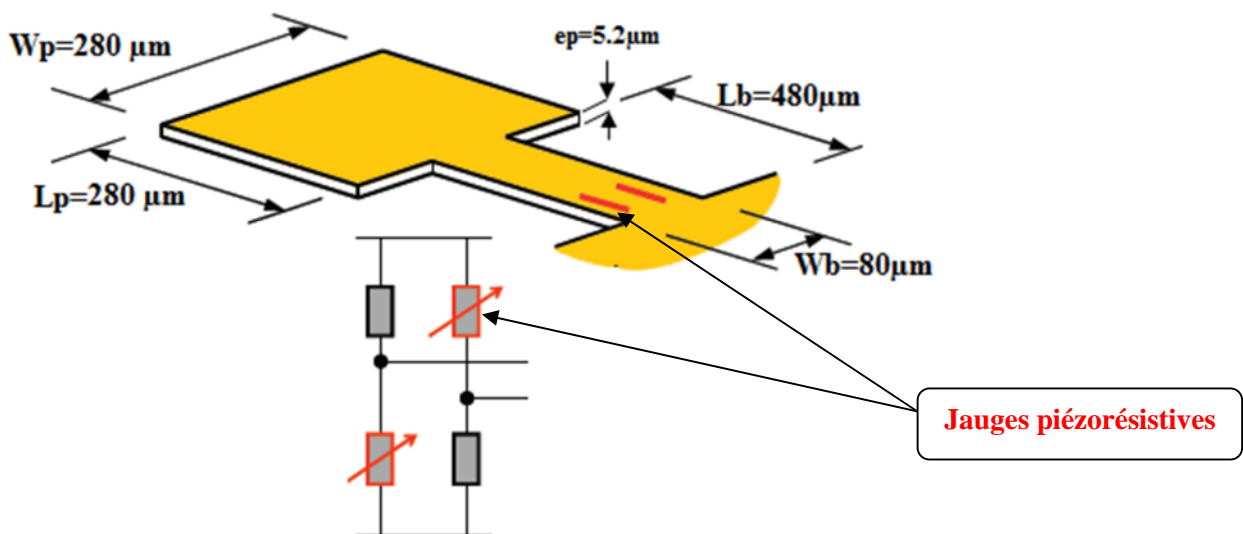


Figure 3.8: Dimensions de la structure.

Avec : L_b et L_p sont les longueurs, W_b et W_p sont les largeurs du bras et du plateau respectivement.

Le fléchissement de la structure est converti en signal électrique à l'aide de deux jauges en polysilicium connectées à deux autres résistances de même valeur formant un pont de Wheatstone.

Le tableau (3.3) résume les dimensions de la structure de notre capteur. Nous considérerons un modèle simple de premier ordre dans lequel la masse sismique sera considérée comme étant la masse du plateau et la raideur sera calculée comme étant la raideur d'une poutre de longueur $L = L_b + \frac{L_p}{2}$ et de largeur W_b .

	Structure de forme T
$L_b + W_b (\mu m)$	480x80
$L_p + W_p (\mu m)$	280x280
$ep (\mu m)$	5.2

Tableau 3.3: Dimensions de la structure.

2.3.4 Calcul des paramètres de conception :

Nous pouvons estimer la valeur de la masse par unité de surface à partir des paramètres du tableau (3.3):

$$\rho_s = \sum ep_i \cdot d_i \approx 13,8 \cdot 10^{-3} \text{ kg/m}^2 \quad 3.20$$

La raideur d'une poutre est à la fois fonction du module d'Young du matériau qui le compose et de la forme de sa section (moment d'inertie). Dans le cas d'une structure CMOS, l'évaluation de ces paramètres n'est pas immédiate du fait de la superposition de couches de différents matériaux. Il est néanmoins possible de considérer une section homogène, équivalente à la section hétérogène, ayant les mêmes propriétés mécaniques au regard du fléchissement vertical de la poutre [19].

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

$$E = E_{passivation} = 131 \text{ GPa} \quad 3.21$$

Le moment d'inertie de la section considérée est le suivant (**voir annexe D**):

$$\frac{1}{W} = \sum_i \left[\frac{E_i}{E} \left(\frac{ep_i^3}{12} + ep_i \cdot b_i^2 \right) \right] \approx 6,72 \cdot 10^{-18} \text{ m}^3 \quad 3.22$$

Avec : I est le moment d'inertie quadratique de la section homogène

- $\frac{1}{W}$ représente le moment d'inertie de la section homogène par unité de largeur

- $e p_i$ l'épaisseur de la couche i

- $b_i = h_i - h_n$ la distance séparant la couche i de la fibre neutre (la fibre neutre se situant au centre de gravité de la section homogène).

Il existe deux façons simples pour améliorer la sensibilité des accéléromètres à détection piézorésistive [17]:

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

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

D'après l'équation (3.20) et les paramètres de conception du tableau (3.3), la masse sismique considérée est égale à :

$$m = \rho s \cdot W p = 1.08 \mu\text{g}$$

Ce qui offre à la structure, pour une accélération de 1g, une force de :

$$F = m \cdot a = 10,6 \cdot 10^{-9} \text{ N/g} \quad 3.23$$

La constante de raideur vaudra donc :

$$K = \frac{3 \cdot E \cdot I}{L^3} = 0,89 \text{ N/m} \quad 3.24$$

On obtient alors pour une accélération de 1g, un fléchissement :

$$Z = \frac{F}{K} = \frac{F L^3}{3 E I} = 11,9 \cdot 10^{-9} \text{ m} \quad 3.25$$

La sensibilité, par rapport au fléchissement, est donc donnée par :

$$S = \frac{Z}{a} = 11,9 \cdot 10^{-9} \text{ m/g} \quad 3.26$$

La résolution du capteur est calculée en considérant le niveau de bruit en sortie du pont de Wheatstone. On distingue deux sources majeures de bruit : le bruit thermomécanique de la structure dû à l'agitation thermique du gaz environnant, et le bruit dans les résistances du pont. Afin d'estimer la résolution, le bruit thermomécanique peut être négligé [46].

La source principale de bruit dans les résistances a une origine thermique et apparaît comme un bruit blanc dont la densité spectrale de bruit est constante [17]:

$$V_{noise}^2(f) = 4.k.T.R \quad 3.27$$

Où $k = 1,38 \times 10^{-23} JK^{-1}$ est la constante de Boltzmann, T est la température en Kelvin et R est la valeur de la résistance en Ohms.

La fréquence de résonance de la poutre est donnée par :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}} \quad 3.28$$

2.3.4.1 Calcul de la flexion de la poutre sous l'effet d'une accélération :

Nous voulons déterminer, pour une structure homogène, l'expression du fléchissement Z en fonction du chargement de la poutre. Nous étudions, pour cela, le cas d'une structure uniformément chargée, décrite sur la figure (3.9).

Les charges q_b et q_p représentent la force inertielle résultant de la masse même de la structure [17]:

$$q_b = W_b \cdot \rho_s \cdot a \quad 3.29$$

$$q_p = W_p \cdot \rho_s \cdot a \quad 3.30$$

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

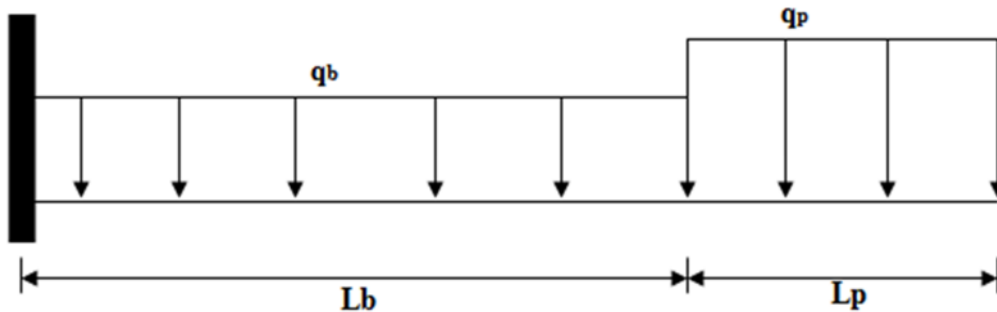


Figure 3.9 : Modèle de chargement de la structure.

En considérant les conditions particulières de l'encastrement (le fléchissement ainsi que sa dérivée première sont nuls en $x = 0$), le fléchissement Z , à une distance x de l'encastrement, est obtenu après une double intégration de l'expression du moment fléchissant M [17]:

$$M(x) = E.I \frac{d^2Z}{dx^2} \quad 3.31$$

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

$$I_p = I_b \frac{W_p}{W_b} \quad 3.32$$

Le moment fléchissant le long de la micropoutre s'exprime par :

$$x \in [0, L_b] \rightarrow M(x) = q_b \cdot \frac{(L_b - x)^2}{2} + q_p L_p \left(L_b + \frac{L_p}{2} - x \right) \quad 3.33$$

$$x \in [L_b, L_b + L_p] \rightarrow M(x) = q_p \cdot \frac{(L_b + L_p - x)^2}{2} \quad 3.34$$

On obtient alors l'expression du fléchissement en résolvant l'équation (3.31).

$$x \in [0, L_b] \rightarrow Z = \left(q_b \frac{(L_b - x)^4}{24} + q_p L_p \cdot \frac{(L_b - x)^3}{6} + q_p L_p^2 \frac{(L_b - x)^2}{4} \right) \frac{1}{EI} - \left(q_b \frac{L_b^3}{6} + q_p \frac{L_p L_b^2}{2} + q_p \frac{L_b L_p^2}{2} \right) \frac{(L_b - x)}{EI} + \left(q_b \frac{L_b^4}{8} + q_p \frac{L_p L_b^3}{3} + q_p \frac{L_p^2 L_b^2}{4} \right) \frac{1}{EI} \rightarrow 3.35$$

$$x \in [L_b, L_b + L_p] \rightarrow Z = - \left(q_b \frac{L_b^3}{6} + q_p \frac{L_p L_b^2}{2} + q_p \frac{L_b L_p^2}{2} \right) \cdot \frac{(L_b + L_p - x)}{EI} + \left(q_p \frac{(L_b + L_p - x)^4}{24} - q_p \frac{L_p^3 (L_b + L_p - x)}{6} + q_p \frac{L_p^4}{8} \right) \cdot \frac{1}{EI \left(\frac{W_p}{W_b} \right)} + \left(q_b \frac{L_b^4}{8} + q_p \frac{L_p L_b^3}{4} + 3q_p \frac{L_p^2 L_b^2}{4} + q_b \frac{L_b^3 L_p}{6} + q_p \frac{L_p^3 L_b}{2} \right) \cdot \frac{1}{EI} \rightarrow 3.36$$

Nous choisisons le centre de gravité du plateau comme point de référence $x = L_b + L_p/2$. C'est en ce point qu'on considèrera la force équivalente appliquée représentant l'accélération. On obtient alors :

$$Z_{plateau} = q_p \frac{2L_p^2}{45EI \left(\frac{W_p}{W_b} \right)} + \frac{1}{EI} \left(q_b \frac{L_b^4}{8} + q_p \frac{L_p L_b^3}{3} + q_p \frac{L_p^2 L_b^2}{2} + q_b \frac{L_b^3 L_p}{12} + q_p \frac{L_p^3 L_b}{4} \right) \quad 3.37$$

Les figures (3.10), nous donnent la variation du fléchissement pour une charge ponctuelle en fonction de la distance à l'encastrement de la structure calculée à partir des équations (3.9).

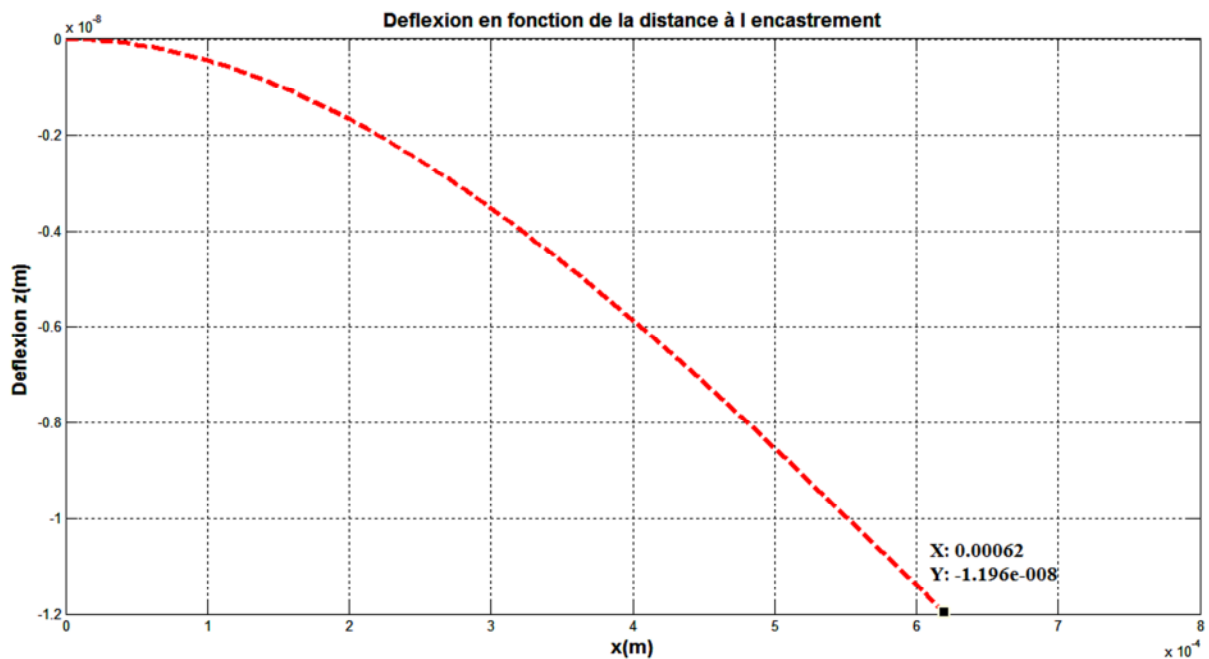


Figure 3.10: Fléchissement Z pour une charge ponctuelle en fonction de la distance sous une accélération de $1g$.

La figure (3.11) représente la variation du moment fléchissant en fonction de la distance à l'encastrement de la structure.

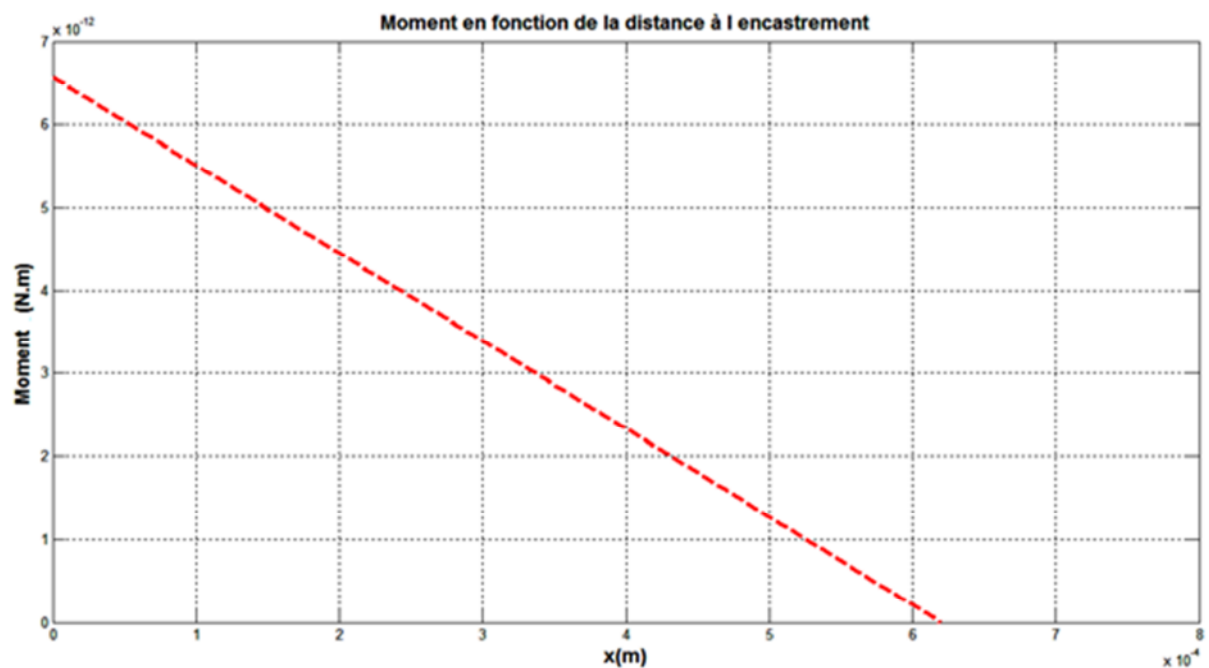


Figure 3.11 : Moment M en fonction de la distance sous une accélération de $1g$.

La figure (3.12) représente la variation du fléchissement Z_{max} en fonction de l'accélération calculé à partir de l'équation (3.37).

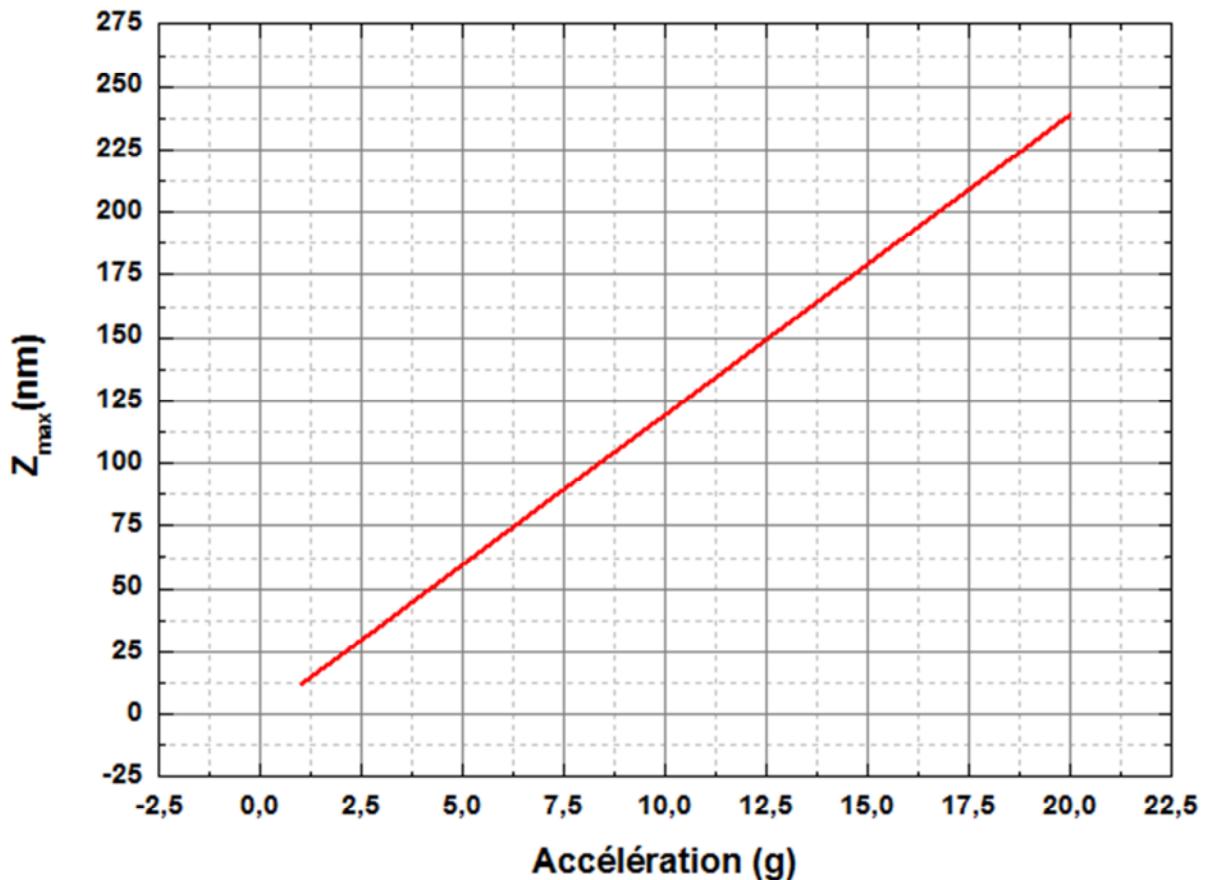


Figure 3.12 : Fléchissement théorique Z_{max} à l'extrémité libre en fonction de l'accélération.

2.3.4.2 La masse :

Afin de calculer les paramètres du modèle comportemental, on étudie une poutre uniformément chargée représentant la structure subissant une accélération (représentation réaliste). Le modèle proposé consiste à exprimer la raideur équivalente K_{eq} et la masse équivalente m_{eq} d'une poutre chargée ponctuellement dont le comportement statique et dynamique serait comparable à celui de la structure suspendue en forme de T (figure 3.13) [17] [47].

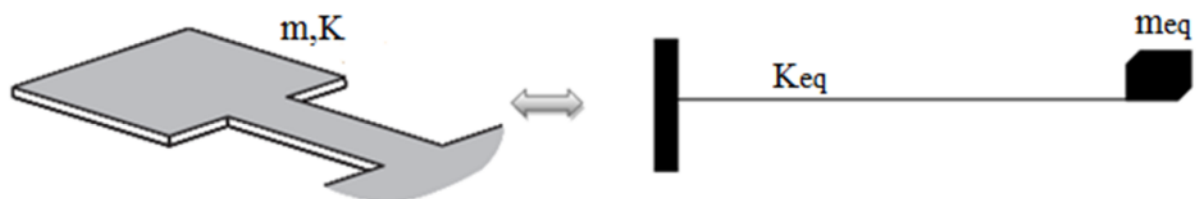


Figure 3.13: Equivalence modèle distribué et modèle ponctuel.

La masse réelle de la structure est distribuée alors que le modèle mécanique de second ordre considère que la masse totale de la structure est localisée en un point où s'applique la force.

Dans le but de déterminer l'expression de la masse ponctuelle, nous considérons que la contrainte à l'encastrement est la même dans le cas d'une masse distribuée et dans le cas d'une masse ponctuelle équivalente. La contrainte étant directement proportionnelle à la valeur du moment fléchissant, à l'encastrement on a [17]:

$$M_{ChargeDistribuée}(x=0) = M_{ChargePonctuelle}(x=0) \quad 3.38$$

Où le moment fléchissant pour une masse distribuée s'exprime à partir de l'équation (3.33) comme suit :

$$M_{ChargeDistribuée}(x=0) = q_b \frac{L_b^2}{2} + q_p \frac{L_p^2}{2} + q_p L_b L_p \quad 3.39$$

Tandis que le moment fléchissant pour une masse ponctuelle est :

$$M_{ChargePonctuelle}(x=0) = (m_{Ponctuelle} \cdot a) \cdot \left(L_b + \frac{L_p}{2} \right) \quad 3.40$$

Nous obtenons ainsi :

$$m_{Ponctuelle} = \rho_s \cdot \left(\frac{W_b L_b^2 + W_p L_p^2 + 2W_p L_b L_p}{2L_b + L_p} \right) \quad 3.41$$

2.3.4.3 La raideur :

La raideur est finalement définie par :

$$K = \frac{m \cdot a}{Z} = \frac{m_{Ponctuelle} \cdot a}{Z_{Plateau}} \quad 3.42$$

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

3. Réponse électromécanique du capteur :

3.1 Réponse piézorésistive de la structure :

Des modèles mathématiques permettant la détermination du tenseur de piézorésistivité du silicium polycristallin ont été proposés dans le chapitre précédent. Ces modèles s'appuient sur des données de fabrication (condition de dépôt du silicium polycristallin, 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 silicium polycristallin sur un microlevier, il est possible d'isoler une direction de contrainte. On exprime alors la piézorésistivité du silicium polycristallin sous la forme d'une unique valeur appelée "Facteur de jauge" [19].

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 ε :

$$G = \frac{\Delta R}{R \cdot \varepsilon} \quad 3.43$$

La réponse mécanique statique, associée au comportement des poutres hétérogènes permet de calculer l'allongement relatif ε en un point quelconque de la structure. La jauge est située là où les contraintes sont maximales (soit en $x=0$), dans ce cas on s'intéresse par le facteur de jauge longitudinal G_l .

En combinant les équations (3.12) et (3.43), on obtient :

$$\frac{\Delta R}{R} = G_l \cdot \frac{\sigma_{Jauge}}{E} = G_l \cdot \frac{M(x=0)}{E \cdot I} \cdot h_{Jauge} \quad 3.44$$

Où h_{Jauge} (m) est la position de la jauge à la fibre neutre. Elle est égale à :

$$h_{Jauge} = \frac{ep}{2} - ep_{Jauge} = 2.2\mu m \quad 3.45$$

ep_{Jauge} : l'épaisseur de la jauge.

$$\text{Avec : } M(x=0) = F \cdot \left(L_b + \frac{L_p}{2} \right) \quad 3.46$$

Donc l'équation (3.44) devient:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{G_l \cdot h_{Jauge}}{E \cdot I} \cdot F \cdot \left(L_b + \frac{L_p}{2} \right) = \beta \cdot m.a. \cdot \left(L_b + \frac{L_p}{2} \right) \quad 3.47$$

On pose :

$$\beta = \frac{G_l \cdot h_{\text{jauge}}}{E \cdot I}$$

Où β est un paramètre qui ne dépend que des données d'ordre technologique et relativement facile à extraire.

D'après l'équation (3.47), on remarque que la sensibilité est une fonction linéaire de l'accélération. Elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{\Delta R}{R} = \alpha \cdot a \tag{3.48}$$

Avec : $\alpha = \beta \cdot m \cdot (L_b + \frac{L_p}{2})$ et a l'accélération appliquée.

La figure (3.14) représente la sensibilité en fonction de l'accélération calculée à partir de l'équation (3.47) en utilisant la valeur du facteur de jauge longitudinal du polysilicium de type P trouvée dans la littérature et étudiée dans le chapitre précédent.

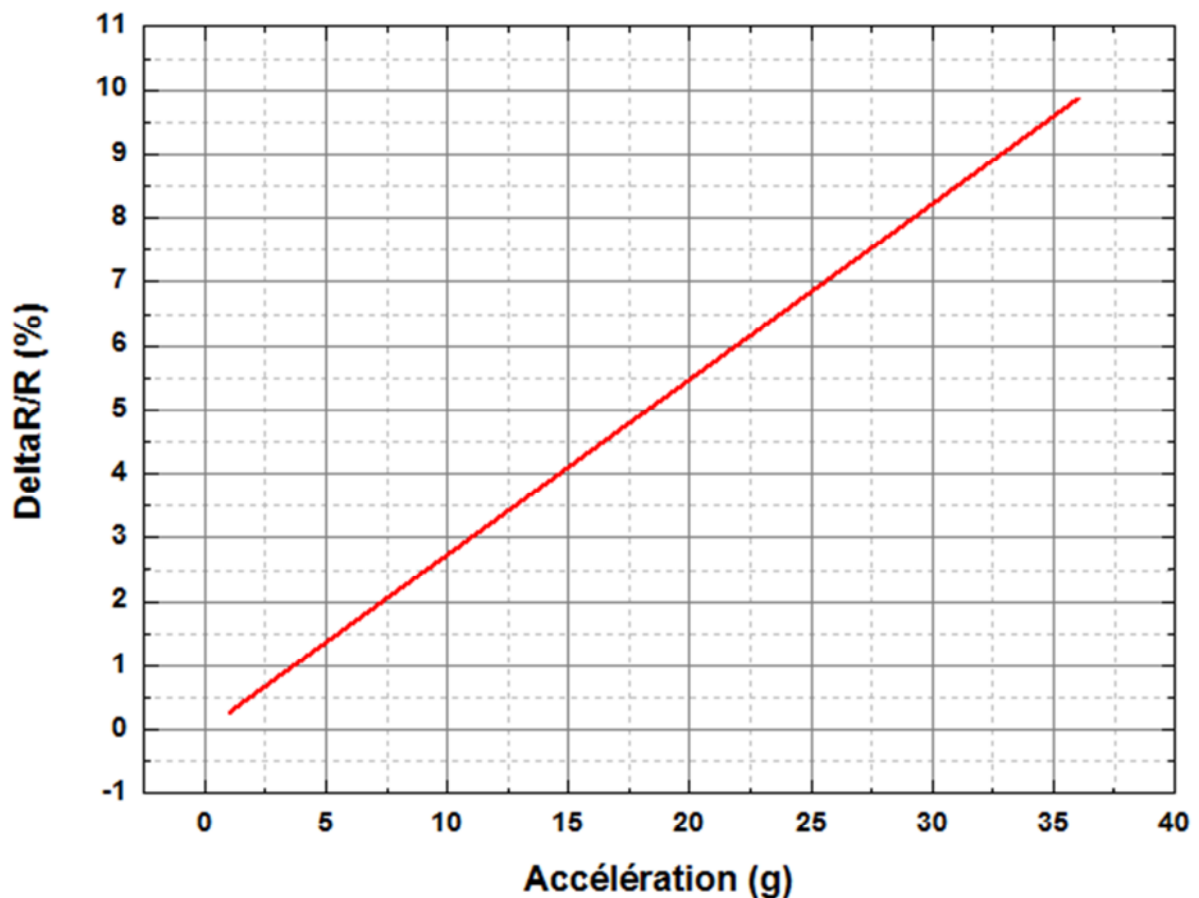


Figure 3.14 : La sensibilité en fonction de l'accélération.

4. Validation du modèle statique, simulation par éléments finis :

4.1 Simulation par ANSYS :

Afin de valider le modèle de masse distribuée et de raideur équivalente proposé, des simulations par éléments finis (FEM) ont été menées à l'aide du logiciel ANSYS. Nous avons cependant considéré une structure à matériau homogène (un seul matériau de densité et de module d'Young équivalent).

La figure (3.15) représente le maillage de notre structure. On a choisit un élément de type SOLID45 triangulaire, nous permet de donner un maillage en volume.

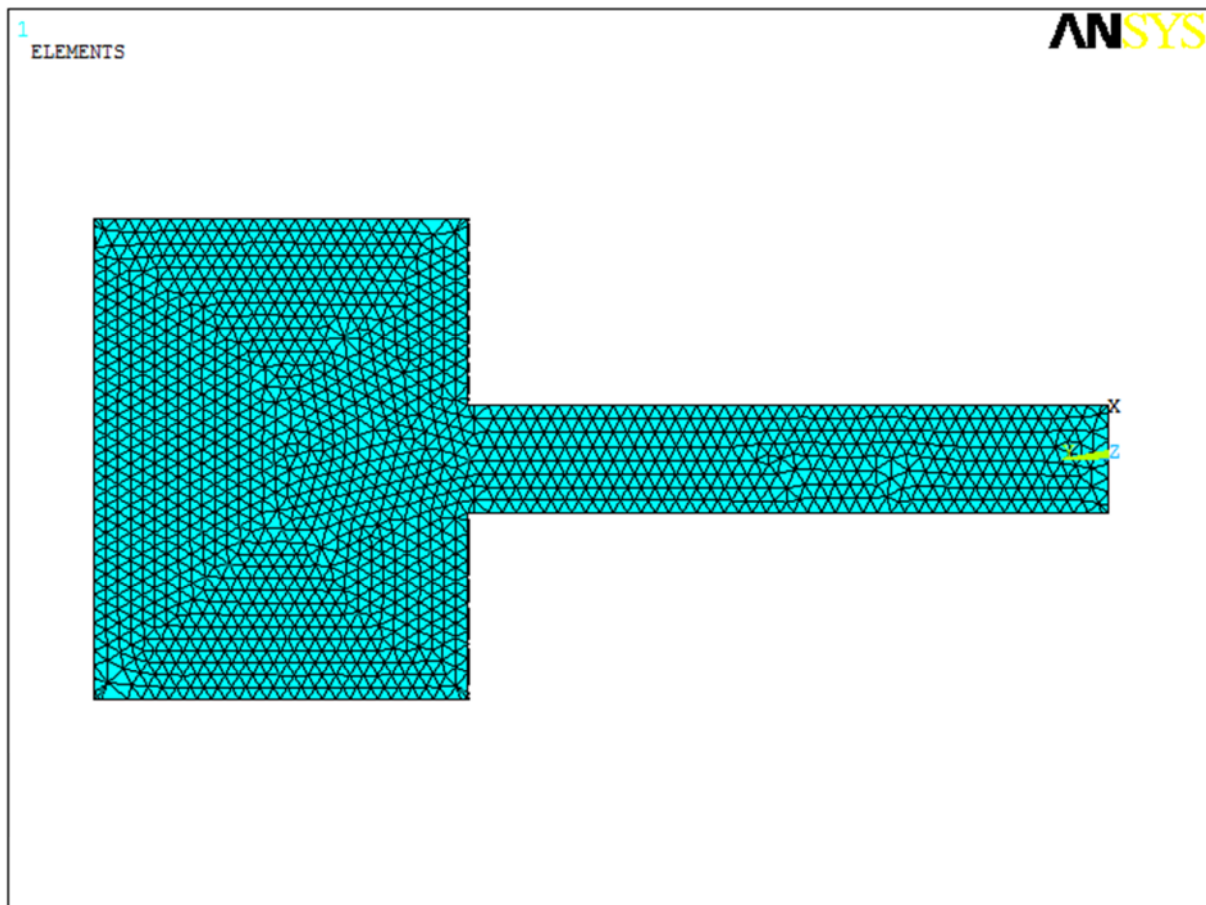


Figure 3.15 : Maillage de structure.

Une analyse statique, dans laquelle une charge uniforme statique représentant l'accélération subie par la masse distribuée, est appliquée (figure 3.16.a) et une charge ponctuelle statique représentant l'accélération subie par la masse ponctuelle (figure 3.16.b).

Cette analyse nous donne la distribution de la contrainte et le fléchissement de la structure.

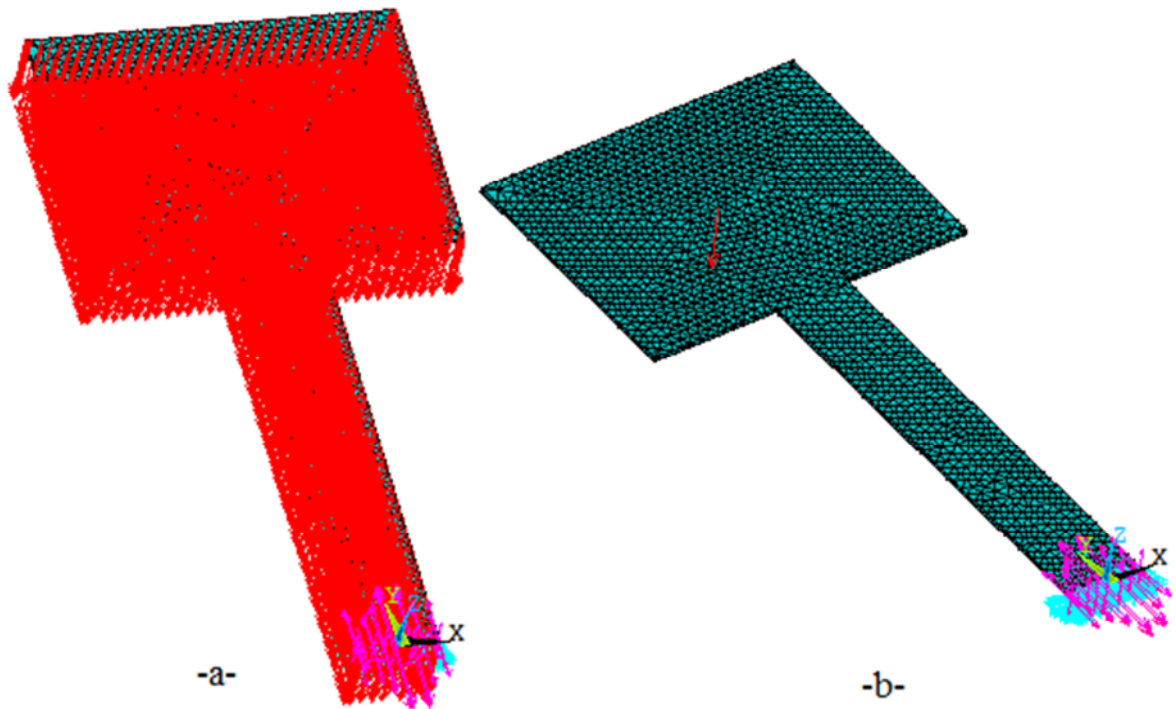


Figure 3.16: (a) la structure chargée uniformément, (b) la structure chargée ponctuellement, charge représente l'accélération.

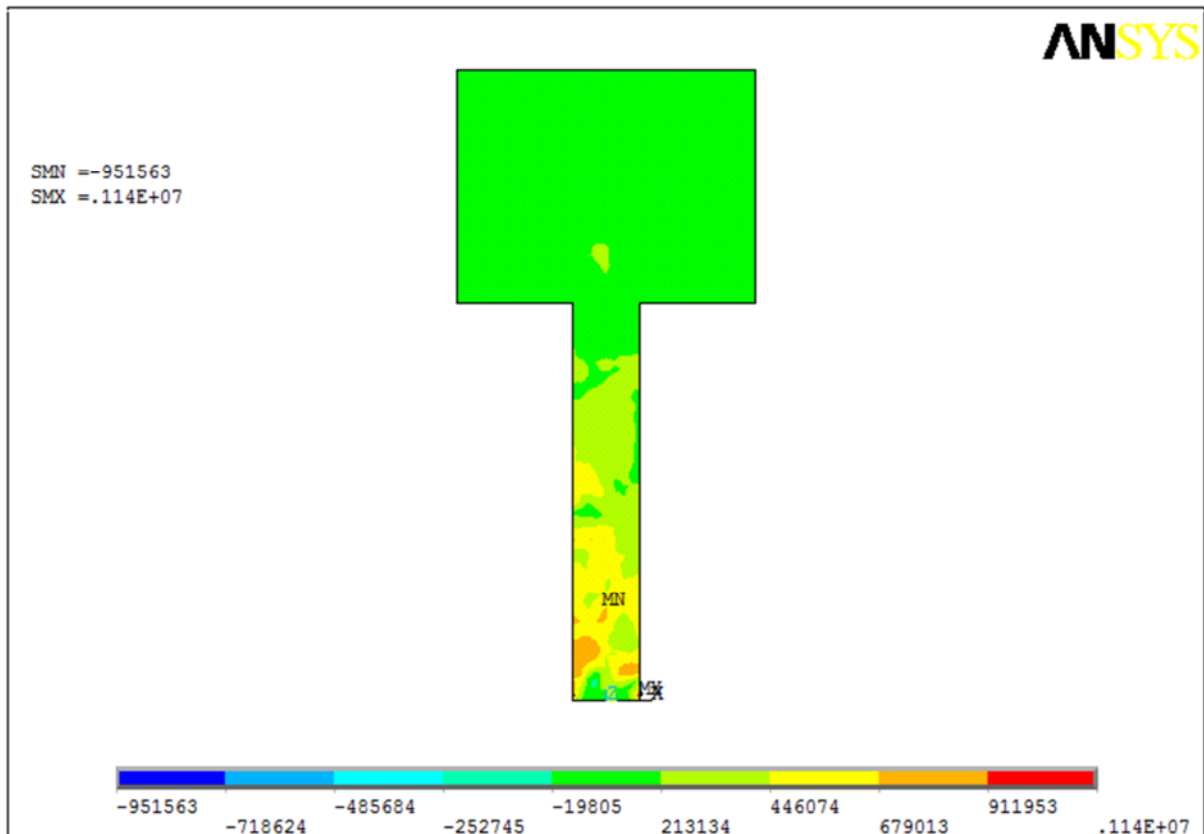


Figure 3.17 : Résultat de la simulation montrant la répartition longitudinale de la contrainte.

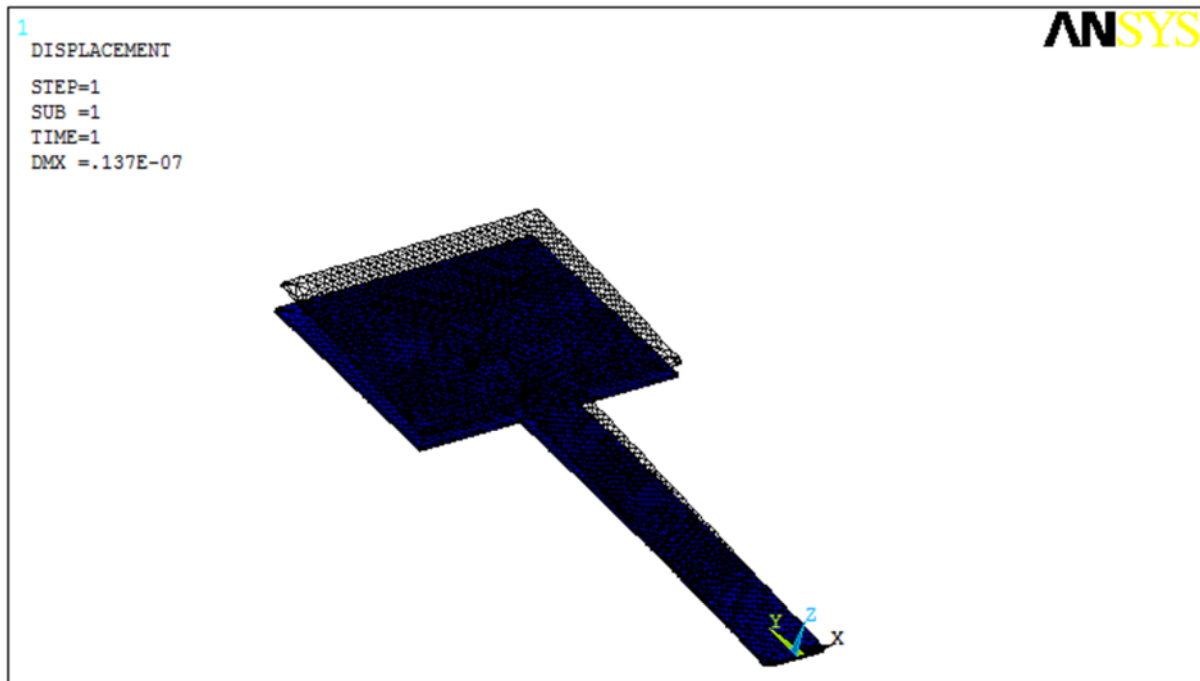


Figure 3.18: Résultat de la simulation montrant la déformation de la structure.

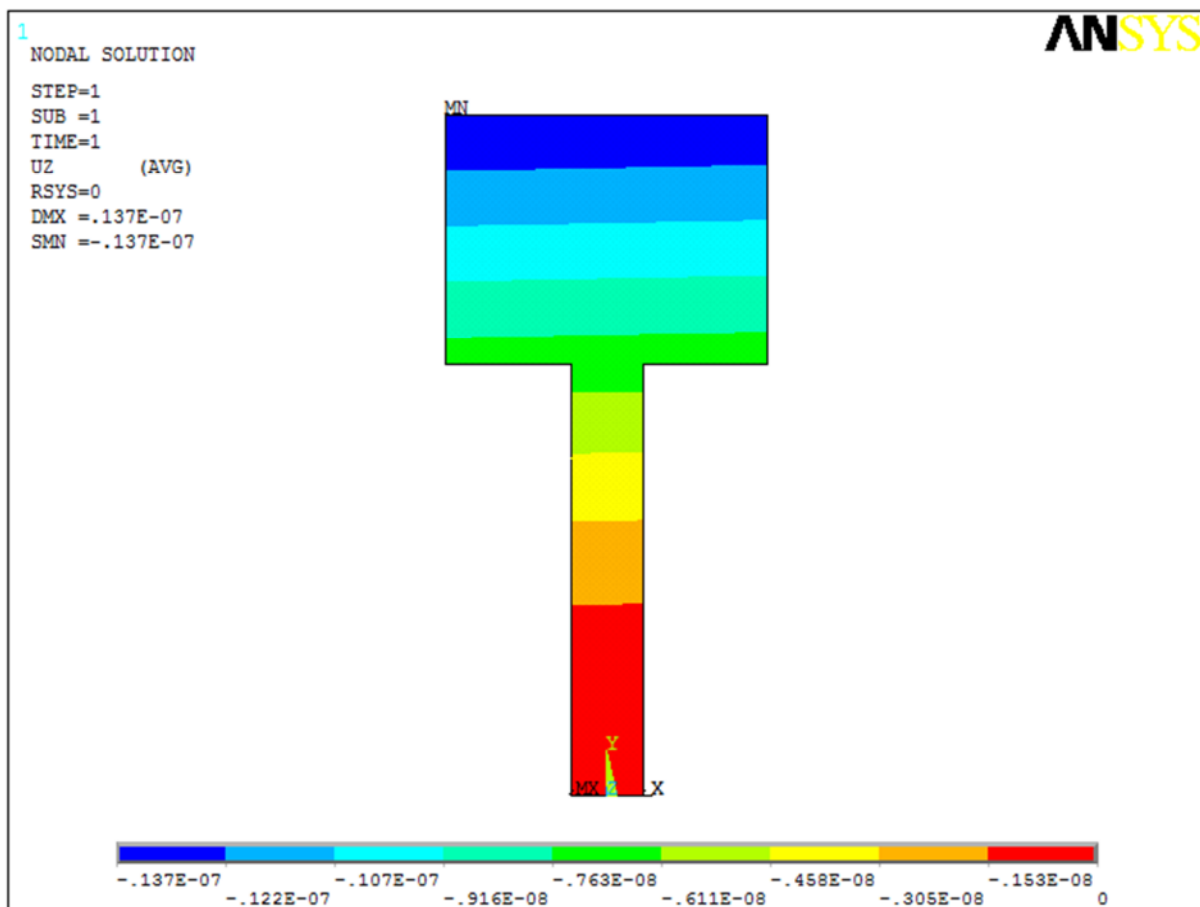


Figure 3.19: Résultat de la simulation montrant le fléchissement de la structure.

Cette simulation nous donne une flexion de 13.7 nm/g.

La figure (3.20) représente la variation du fléchissement en fonction de la distance à l'encastrement calculé par ANSYS.

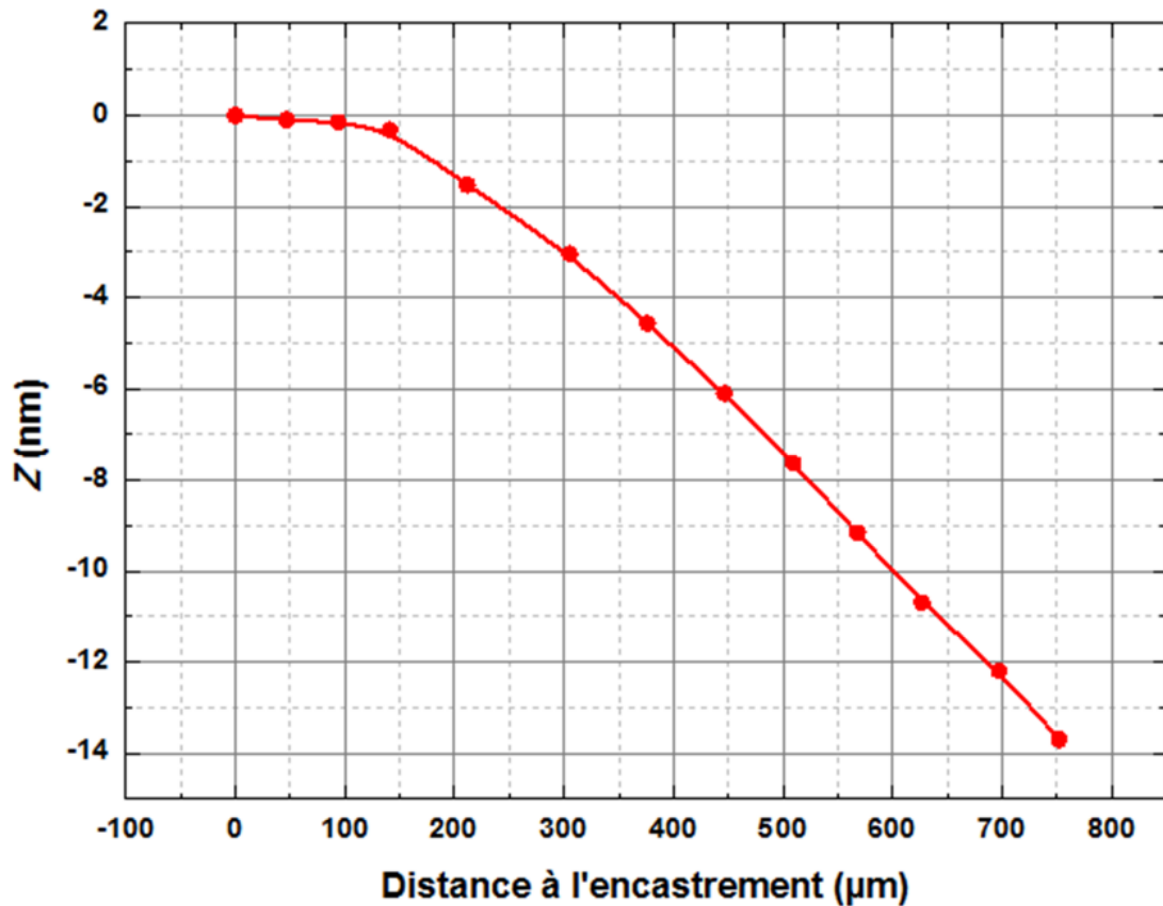


Figure 3.20 : Fléchissement Z pour une charge ponctuelle en fonction de la distance sous une accélération de 1g calculé par ANSYS.

Le tableau suivant compare les résultats de la simulation aux éléments finis au modèle élaboré dans le comportement mécanique de la structure.

Paramètres calculés	Modèle ponctuel	Modèle distribué	ANSYS
Flexion (nm/g)	11,96	11,35	13,7
Masse sismique (µg)	1,08	1,28	/
Raideur (N/m)	0,88	1,1	/

Tableau 3.4 : Comparaison des modèles à la simulation.

5. Etude des paramètres de la partie électrique :

Durant ces dernières années, le monde des capteurs a considérablement évolué avec l'émergence des technologies MEMS. En effet, il est désormais possible d'envisager l'intégration monolithique de systèmes hétérogènes à l'aide de technologies standard CMOS, comprenant la partie sensible du capteur ainsi que son électronique de traitement [19].

L'électronique de traitement, intégrée le plus proche possible de l'élément sensible, permet une diminution notable des coûts de réalisation tout en améliorant les performances des capteurs, notamment par un traitement approprié du bruit.

Par définition, un capteur piézorésistif converti une déformation mécanique (ou une contrainte) en une variation de résistance. La transduction est réalisée au sein de jauges pouvant être fabriquées à l'aide de matériaux disposant de propriétés piézorésistives. D'un point de vue « système », ces jauges sont des résistances dont on cherche à mesurer la valeur à l'aide d'un circuit de conditionnement (polarisation) et de mesure. Dans notre étude, nous nous sommes intéressés plus particulièrement au pont de Wheatstone, qui est la structure la plus communément utilisée pour ce type de capteur.

Les contraintes mécaniques ainsi produites par la déformation de la structure sont subies par deux jauges piézorésistives (résistances en silicium polycristallin) placées près de l'encastrement de la partie suspendue (figure 3.21). Ces deux jauges de contraintes sont montées en pont de Wheatstone, lequel est complété par deux résistances de référence de même valeur déposées sur le substrat.

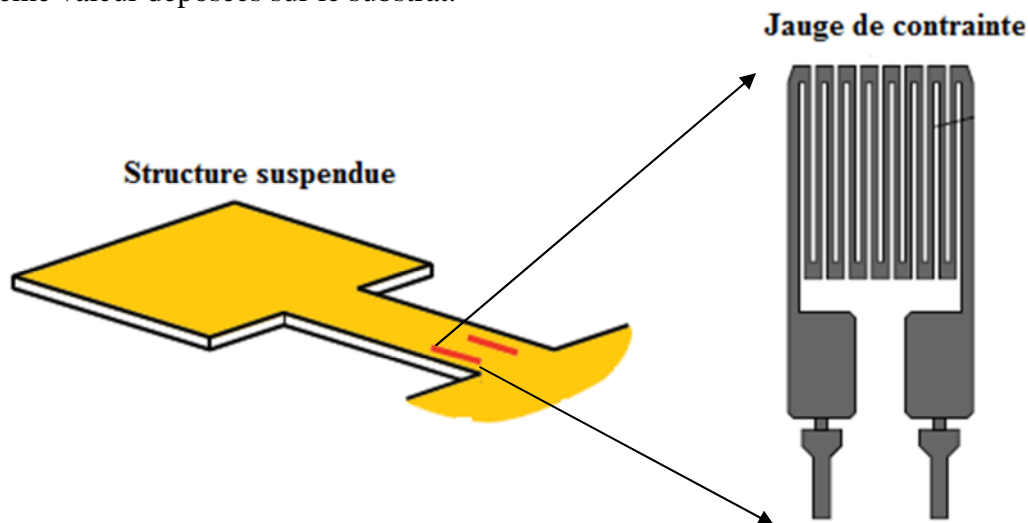


Figure 3.21: L'emplacement des jauges de contrainte dans la structure suspendue.

5.1 Etude des sensibilités hors axe :

Un paramètre important pour un accéléromètre est sa sensibilité hors axe. Cette dernière est la sensibilité du capteur lorsqu'il subit une accélération qui n'est pas parallèle à son axe sensible, l'axe vertical dans le cas de la micropoutre. Une accélération hors de l'axe sensible correspond à une erreur si celle-ci est mesurée par le capteur. Cette sensibilité hors axe peut être simulée par les éléments finis. On applique des accélérations horizontales (dans le plan) à la structure et on mesure le niveau de stress engendré [17].

La sensibilité hors axe doit évidemment être négligeable pour obtenir un capteur performant. Au vue de la géométrie de notre structure (l'épaisseur de la structure est très faible comparée à sa largeur), cette sensibilité devrait être négligeable.

Lors d'une accélération latérale suivant l'axe X (axe perpendiculaire à la longueur de la structure), les contraintes agissant sur le bras de la structure sont symétriquement opposées par rapport à l'axe de la fibre neutre (figure 3.22). Les résistances mesurant la contrainte étant montées dans un pont de Wheatstone, la tension en sortie du pont est nulle. La sensibilité hors axe de l'accéléromètre en forme de T est donc théoriquement nulle.

Pour une accélération suivant l'axe Y (axe suivant la longueur de la structure), la structure "s'étire" ou "se comprime". Dans ce cas, les contraintes restent négligeables.

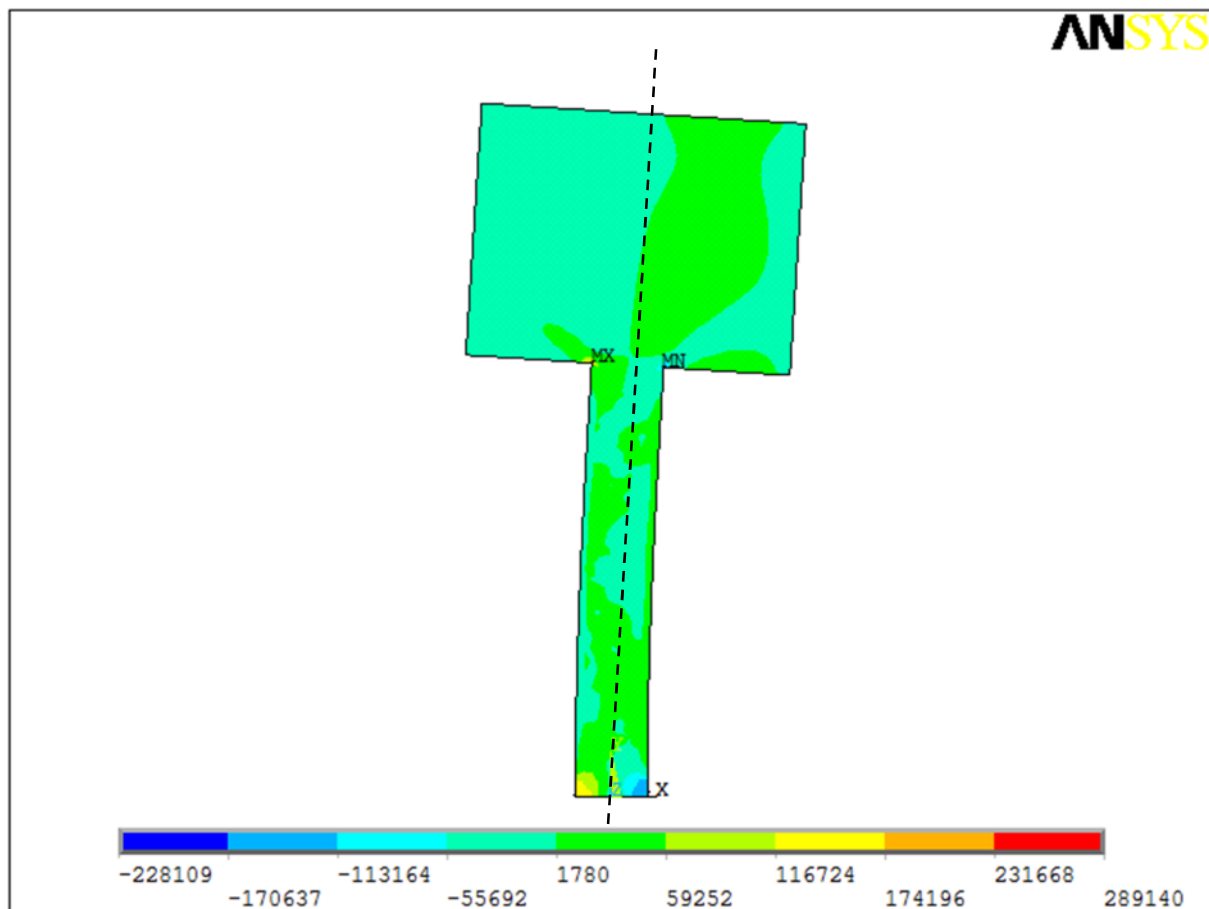


Figure 3.22 : Simulation de la sensibilité hors axe (axe X) de l'accéléromètre.

Nous avons simulé les contraintes à l'encastrement lorsque la structure subit des accélérations suivant les directions X, Y et Z. Le tableau 3.5 synthétise les résultats.

Directions d'accélération	Contraintes à l'extrémité encastrée (Pa)
X	-113164/+116724
Y	2175
Y-	2175
Z-	679013

Tableau 3.5 : Contraintes produites par différentes composantes d'accélération.

5.1.1 Calcul de la tension de sortie au niveau du pont de Wheatstone :

La figure (3.23) est une représentation de la diffusion des deux jauges piézorésistives dans la surface du bras à l'extrémité encastrée. Ces dernières sont montrées en ponts de Wheatstone avec les deux résistances diffusées dans la partie d'encastrement.

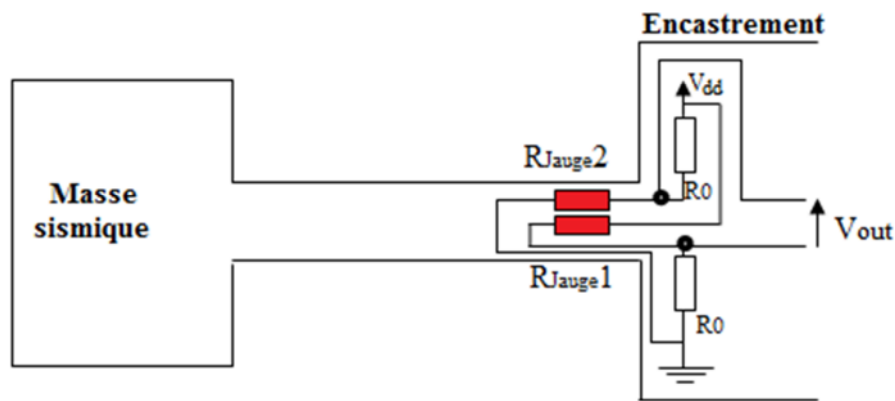


Figure 3.23 : Implantation des jauges dans la structure.

La figure (3.24) est un schéma du pont de Wheatstone dans lequel on a fait apparaître les variations dues aux déviations de la micropoutre dans les directions latérales et verticales. La résistance R_0 représente la résistance nominale de la jauge de contrainte. ΔR_z est la variation de la résistance due aux contraintes produites par la déflexion de la micropoutre suivant l'axe Z. ΔR_Y et $\Delta R_{Y'}$ correspondent, respectivement, à la variation de la résistance due aux contraintes produites par les efforts créés par les déformations suivant l'axe latéral Y (étirement et compression). ΔR_x est la variation de la résistance lorsque due aux contraintes produites par la composante de l'accélération suivant X.

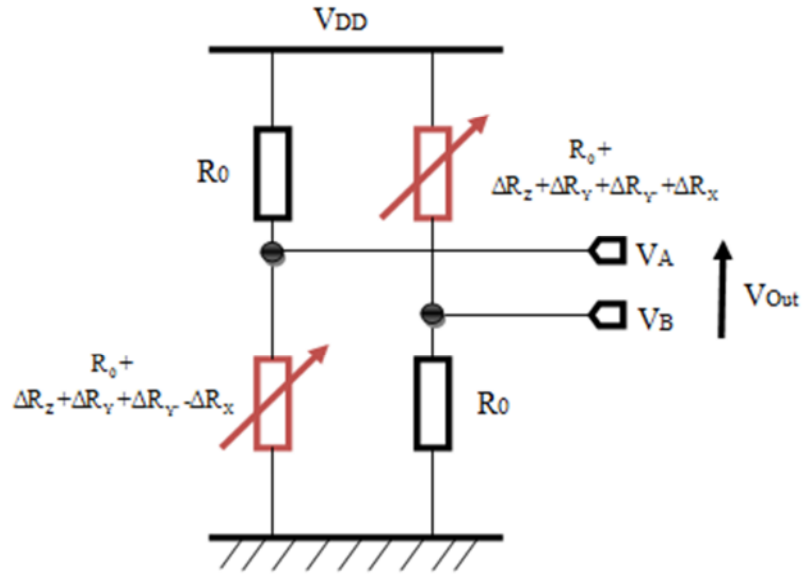


Figure 3.24 : Pont de Wheatstone de l'accéléromètre.

$$V_A = \frac{V_{DD}(R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-} - \Delta R_X)}{2R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-} - \Delta R_X}; V_B = \frac{V_{DD} \cdot R_0}{2R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-} + \Delta R_X} \quad 3.49$$

$$V_{Out} = V_A - V_B = V_{DD} \cdot \frac{2R_0 \cdot (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-}) + (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-})^2 - (\Delta R_X)^2}{4R_0(R_0 + \Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-})} \quad 3.50$$

On peut négliger le terme : $(\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-})^2 - (\Delta R_X)^2$

Devant le terme : $2R_0 \cdot (\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-})$

De même, en négligeant également le terme $\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-}$ devant R_0 .

On obtient :

$$V_{Out} = \frac{V_{DD}}{2} \cdot \frac{\Delta R_Z + \Delta R_Y + \Delta R_{Y^-}}{R_0} \quad 3.51$$

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

En utilisant les résultats de la simulation par les éléments finis de la distribution des contraintes à l'encastrement produites par des accélérations suivant l'axe Z, dans l'équation (3.44) et en négligeant la variation de la résistance suivant l'axe Y ($\Delta R_Y = \Delta R_{Y^-} = 0$) dans l'équation (3.51), on obtient la variation de la tension de sortie en fonction de l'accélération. Elle est représentée sur la figure (3.25).

Supposons que la tension d'alimentation est égale $V_{DD} = 1.5V$, la relation (3.51) devient :

$$V_{out} = 0,75 \cdot \frac{\Delta R_z}{R_0}$$

3.52

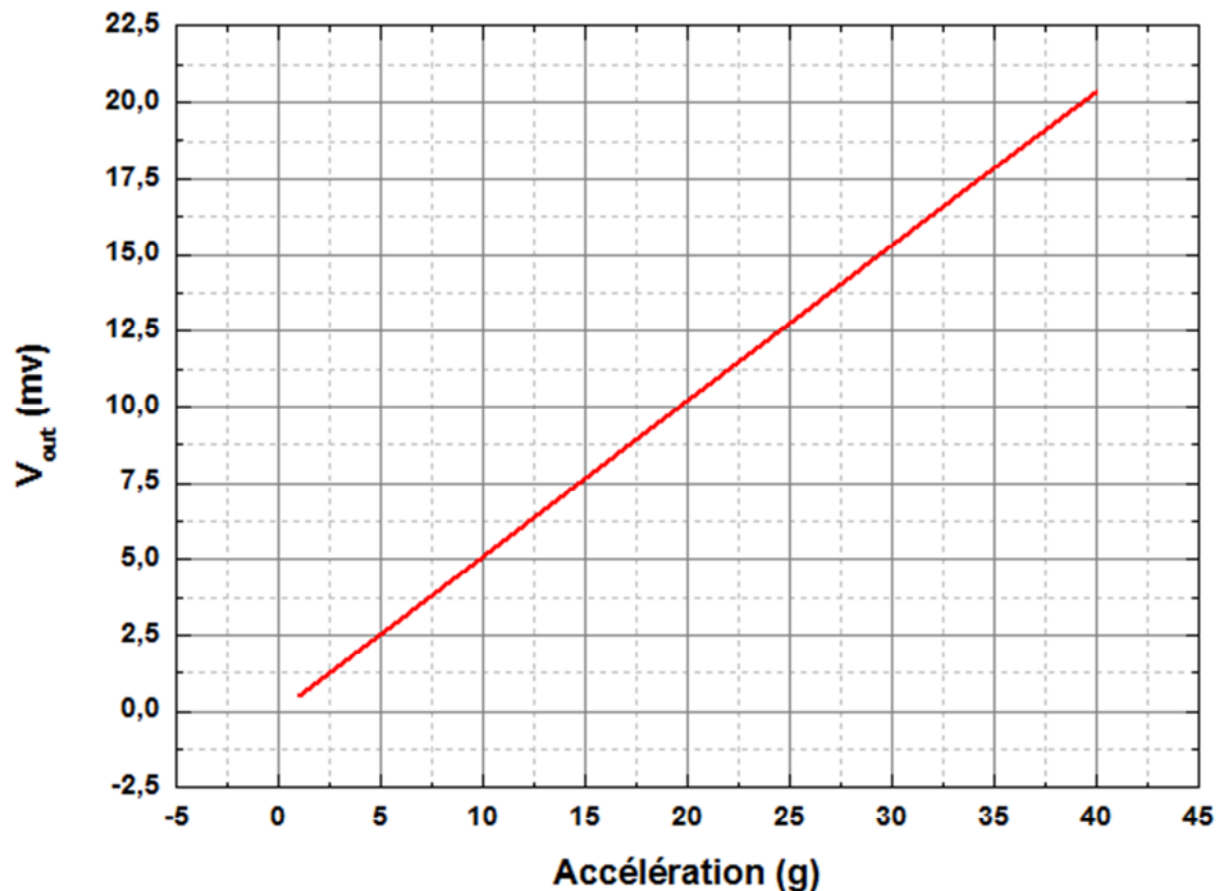


Figure 3.25 : La tension de sortie en fonction de l'accélération.

5.2 Electronique de conditionnement du signal :

Le procédé de fabrication CMOS suivi de la gravure permet d'obtenir un système complet (la structure mécanique ainsi que l'électronique qui lui est dédiée) sur le même substrat.

L'objectif est maintenant d'améliorer la résolution et la sensibilité de l'accéléromètre complet (la partie mécanique en même temps que la partie électronique). Le pont de Wheatstone est suivi d'une chaîne d'amplification représenté sur la figure (3.26). Cette chaîne est constituée d'un préamplificateur faible bruit (LNA) dont la fréquence de coupure est supérieure à celle du capteur suivi de filtres passe haut et d'étages d'amplification nécessaires à l'obtention d'un gain élevé [17].

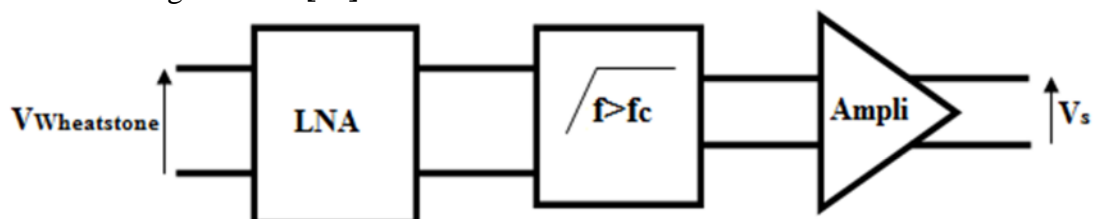


Figure 3.26: Chaîne d'amplification en chaîne directe.

La figure 3.27 est un schéma d'un conditionneur électronique du signal contenant un étage de préamplificateur faible bruit et un amplificateur.

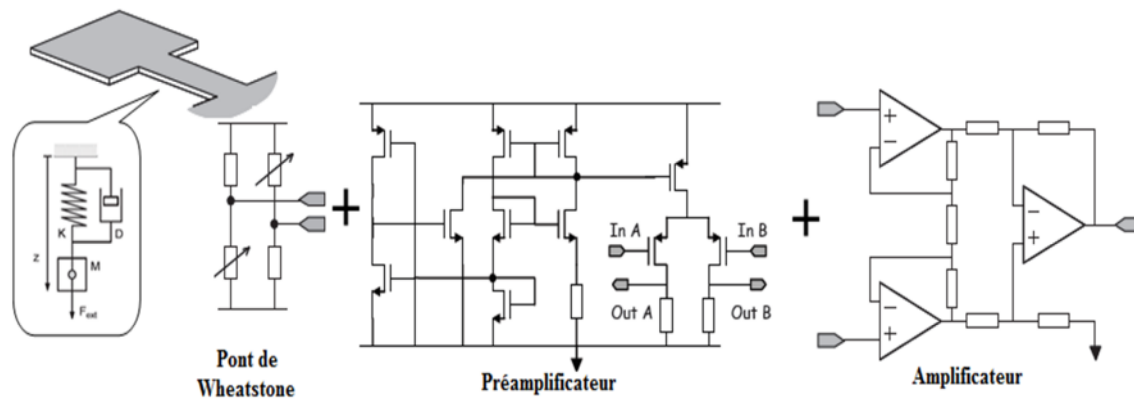


Figure 3.27: Electronique de conditionnement du signal.

5.3 Etude des bruits :

Dans le cas d'un pont de Wheatstone parfaitement équilibré et en l'absence de signal (4 jauges de même résistance), la rejection du bruit d'alimentation au niveau de la sortie différentielle du pont est infinie. Si l'on suppose que la partie électronique a été conçue avec soin de façon à ne pas introduire de bruit supplémentaire, la résolution du système est alors limitée par le bruit thermique des résistances formant le pont de Wheatstone. En pratique, ce niveau de bruit « intrinsèque » constitue l'objectif à atteindre. Cependant, il s'avère que de nombreuses imperfections du dispositif réel entraînent des pertes de performances [46].

Par la suite, nous allons montrer que l'équilibre du pont de Wheatstone est difficile à atteindre compte-tenu des dispersions du procédé de fabrication et de la topologie particulière du capteur.

Le déséquilibre produit d'une part une tension d'offset qu'il est possible d'isoler par des techniques simples de filtrage. D'autre part, il entraîne une dégradation du taux de réjection du bruit d'alimentation. Ce bruit d'alimentation peut alors limiter la résolution du capteur, particulièrement dans les commutations de l'électronique digitale polluent de façon significative les tensions d'alimentation.

Dans ce cas, une méthode permettant l'amélioration de la rejection du bruit d'alimentation PSRR (Power Supply Rejection Ratio) est proposée. Le circuit présenté met en œuvre un principe de contre-réaction pour contrôler des transistors utilisés en résistance variable dans le pont de Wheatstone. Ceci permet une compensation de l'offset généré par le désappariement des résistances et d'améliorer la résolution du système.

5.3.1 Principe d'amélioration du PSRR :

En pratique, le pont de Wheatstone est très difficile à équilibrer. En premier lieu, la forme du capteur nous contraint à placer les résistances de références sur le substrat de silicium alors que les résistances de détections sont placées dans la coté suspendue de la structure. Cet arrangement favorise le désappariement des résistances compte tenu des dispersions du procédé CMOS. A cela, s'ajoutent les phénomènes de relaxation des

contraintes résiduelles liées à la gravure du substrat et les effets thermiques. En effet, la simple polarisation du pont de Wheatstone, entraîne une dissipation de puissance par effet Joule identique pour les quatre résistances mais qui produit une élévation de température supérieure au niveau des jauges qui sont isolées thermiquement du substrat [46].

Pour améliorer le PSRR, le concept étudié est le suivant : on ajoute une résistance contrôlée en tension en série dans chacune des deux branches du pont afin de rétablir l'équilibre. Les valeurs des résistances sont directement contrôlées par la tension de sortie amplifiée du pont de Wheatstone.

La figure (3.28) représente sous la forme d'un schéma bloc le modèle du pont de Wheatstone avec sa contre-réaction.

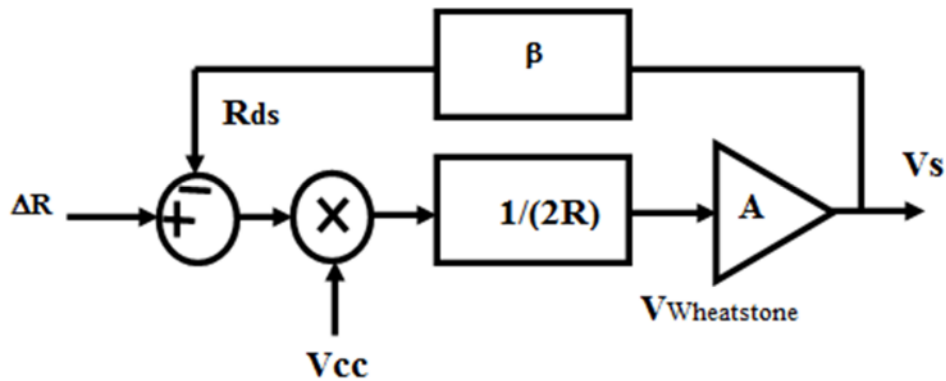


Figure 3.28: Schéma d'amélioration du PSRR.

$$PSRR = 20 \log \left(\frac{\partial V_{out} / \partial V_{in}}{\partial V_{out} / \partial V_{CC}} \right) \quad 3.53$$

Le modèle sous forme de schéma bloc avec A le gain de l'amplificateur, B le gain de conversion en W/V , R_{ds} la valeur en Ohm de la résistance contrôlée en tension et ΔR le déséquilibre initial du pont de Wheatstone. La tension de sortie s'écrit :

$$V_s = \Delta R \frac{\frac{A}{2R} \cdot V_{CC}}{1 + \frac{AB}{2R} \cdot V_{CC}} \quad 3.54$$

En effectuant des dérivées partielles de V_s par rapport à ΔR et V_{CC} , on obtient :

$$\frac{\partial V_s}{\partial \Delta R} = \frac{\frac{A}{2R} \cdot V_{CC}}{1 + \frac{AB}{2R} \cdot V_{CC}} \approx \frac{1}{B} \quad 3.55$$

$$\frac{\partial V_s}{\partial V_{CC}} = \frac{A \cdot \Delta R}{2R \cdot \left(1 + \frac{AB}{2R} \cdot V_{CC}\right)^2} \approx \frac{2R \cdot \Delta R}{AB^2 \cdot V_{CC}^2} \quad 3.56$$

En considérant $AB/2R \gg I$, on observe que le signal de sortie est en rapport I/B avec le signal utile, et en rapport $1/AB^2$ avec le bruit d'alimentation.

Dans la suite, le critère d'évaluation de la capacité du montage à rejeter le bruit d'alimentation est défini par :

$$PSRR^{-1} = 20 \log \left(\frac{\partial V_{out} / \partial V_{CC}}{\partial V_{out} / \partial \Delta R} \right) = 20 \log \left(\frac{2R \cdot \Delta R}{AB \cdot V_{CC}^2} \right) \quad 3.57$$

Pour un pont parfaitement équilibré, ΔR est nul, et $PSRR^{-1}$ tends vers l'infinie.

Un schéma a été envisagé à l'aide de transistors PMOS, utilisés en régime triode, et jouant le rôle de résistances contrôlées en tension (figure 3.29). Le dimensionnement des MOS ne pose pas de problème particulier et ne sera pas détaillé ici.

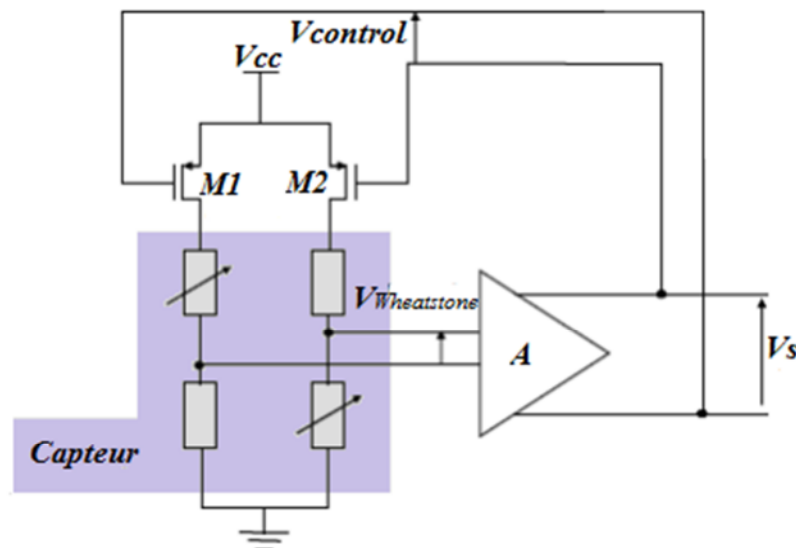


Figure 3.29: Implémentation avec des PMOS.

La résistance du MOS est commandée par la tension V_{GS} du transistor MOS. Or, la source des PMOS étant directement relié a l'alimentation, le bruit sur l'alimentation est présent également sur V_{GS} , et donc aussi sur R_{DS} . Une autre façon d'analyser ce montage est de remarquer que le transistor forme un amplificateur en grille commune vu de l'entrée V_{CC} .

Ainsi ce montage, même s'il équilibre le pont de Wheatstone, ne rejette pas correctement le bruit sur d'alimentation. En revanche, il élimine le bruit sur la masse. En effet, la résistance du MOS n'est pas influencée par le bruit sur son drain.

Le schéma proposé permet donc de résoudre la moitié du problème (figure 3.30). Une modification du montage est alors proposée : l'ajout de capacités de découplage entre la grille et la source des 2 transistors. Ces capacités ont un double effet :

- vu de l'amplificateur, elles réalisent un filtrage passe-bas dans la boucle de contre réaction. Ceci compense uniquement les offset statiques du pont.
- Vu de V_{cc} , elles permettent d'inhiber le fonctionnement des transistors en haute fréquence et ainsi d'éviter la modulation du R_{DS} par le bruit d'alimentation.

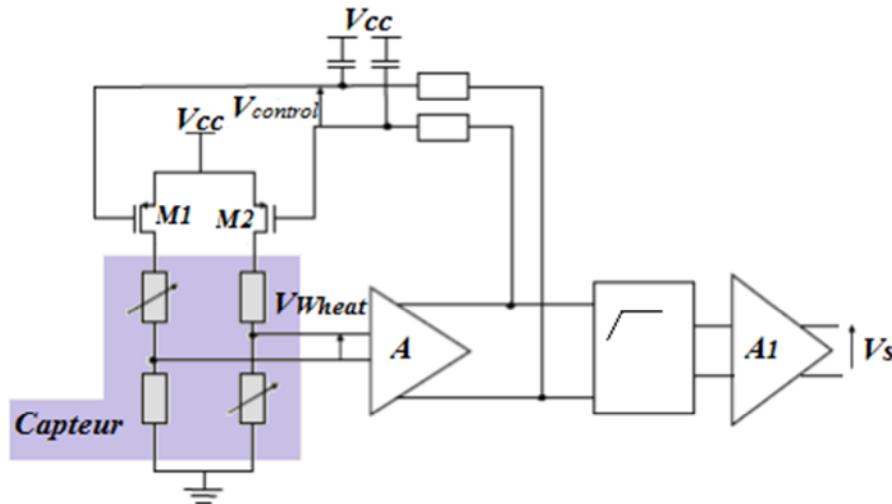


Figure 3.30 : Montage permettant la rejection du bruit sur V_{cc} et G_{nd} .

III. Conclusion :

Dans ce chapitre, l'objectif a été la conception et la modélisation d'un accéléromètre uniaxial par la détection piézorésistive. Le principe est de mesurer la déformation d'une micropoutre au bout duquel est fixée une masse, par les variations de résistances de jauges de contraintes logées à l'encastrement.

Dans la première partie, nous avons présenté une étude analytique de la faisabilité de ce type de capteur. A travers l'exemple d'une structure simple (structure suspendue en forme de T), nous avons démontré que la sensibilité de notre capteur dépend d'une part des paramètres géométriques de la structure (longueur L , largeur l et épaisseur ep), et d'autre part, des paramètres physiques du matériau utilisé (module d'Young, coefficient de Poisson et densité volumique).

Des modèles de la structure suspendue en forme de T ont été proposés. La micropoutre, soumise à une accélération, se comporte comme un système mécanique du second ordre masse-ressort-amortisseur (K , m , D). Le modèle présenté considère l'accélération comme une charge uniformément répartie : c'est le modèle distribué. Lorsque la charge est localisée au milieu du plateau, c'est le modèle ponctuel.

Le modèle ponctuel a été vérifié par des simulations par éléments finis sous ANSYS. Les résultats obtenus sont comparables aux résultats théoriques. Le tracé graphique a montré que la sensibilité à l'accélération est parfaitement linéaire.

Chapitre 4

*Etude préliminaire d'un
accéléromètre triaxial à
détection piézorésistive*

I. Introduction :

Les accéléromètres ont le deuxième plus grand volume de vente après les capteurs de pression. On les trouve, principalement, dans l'industrie automobile, dans des applications biomédicales, l'électroménager, la robotique, les systèmes d'analyse des vibrations, les systèmes de navigation etc... Il existe différentes techniques pour transformer l'action de l'accélération en signal électrique. Ces techniques sont basées sur des principes capacitifs, piézorésistifs, piézoélectriques etc... Le concept d'accéléromètre n'est pas nouveau, et la demande grandissante dans le commerce a motivé les recherches à continuer dans ce genre de capteurs afin de minimiser la taille et améliorer la performance.

Comme nous le savons, les applications réalistes créent une énorme motivation pour la recherche sur des capteurs MEMS, en particulier l'accéléromètre. Dans ce monde moderne, les applications nécessitent de nouveaux capteurs avec une taille plus petite et des performances de plus en plus élevées. Dans la pratique, rares sont les recherches qui peuvent fournir une méthodologie efficace et complète pour la conception d'accéléromètres.

Dans ce chapitre, notre travail consiste à étudier et à développer un accéléromètre triaxial à détection piézorésistive ayant des sensibilités uniformes suivant les trois axes. Ce capteur, constitué d'une masse sismique lourde accrochée à quatre longues micropoutres, permet d'obtenir des sensibilités élevées. Une analyse statique de la distribution des contraintes longitudinales dans les micropoutres a été exécutée afin de déterminer les positions optimales des piézorésistances sur les quatre micropoutres.

II. Etude de la structure proposée :

2.1 Les paramètres de conception :

Une configuration de flexion a été proposée afin de répondre à ces caractéristiques essentielles (figure 4.1).

Un accéléromètre piézorésistif triaxial ayant des sensibilités uniformes le long des trois axes a été développé en utilisant la technologie MEMS. Ce capteur, constitué d'une masse sismique lourde et quatre longues micropoutres, permettent d'obtenir des sensibilités importantes.

Le tableau (4.1), donne les dimensions des paramètres de la structure proposée :

Les paramètres	La taille (longueur, largeur, épaisseur)
Masse sismique	845x845x400 μm^3
Micropoutres	975x80x10 μm^3
Blocs d'encastrement (ancres)	200x200x200 μm^3
La structure globale	1.5x1.5x0.5 mm^3

Tableau 4.1 : Dimensions de la structure proposée.

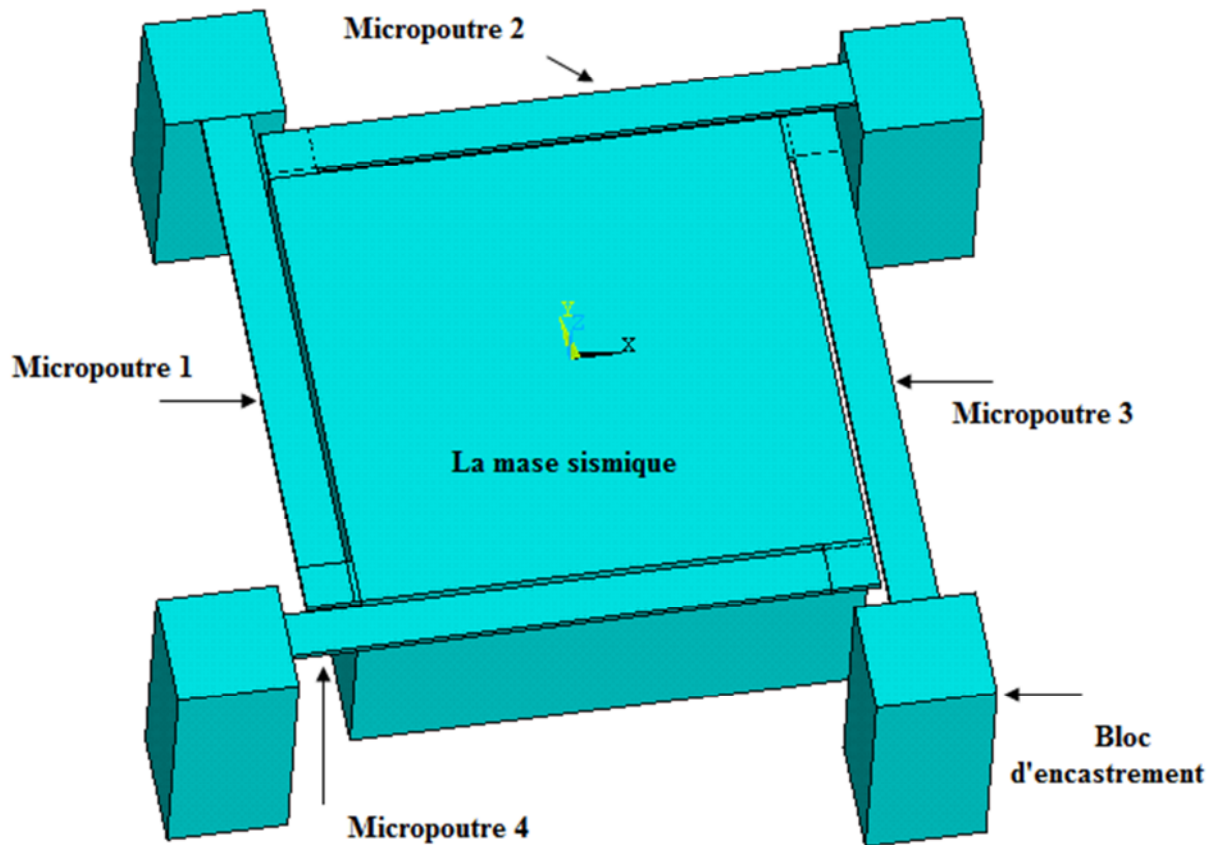


Figure 4.1 : Structure trois dimensions de l'accéléromètre à trois axes piézorésistif.

Nous pouvons calculer la valeur de la masse par unité de surface à partir des paramètres du tableau (4.1) et les propriétés mécanique du matériau utilisé (le silicium).

$$\rho_s = ep \cdot d_i = 466 \text{ g} / \text{m}^2 \quad 4.1$$

Où ep (m) est l'épaisseur de la masse sismique et d_i (Kg/m^3) la densité du silicium.

D'après l'équation (4.1) et les paramètres du tableau (4.1), la masse est :

$$m = \rho_s \cdot S = 332.73 \mu\text{g} \quad 4.2$$

Où S (m^2) représente la surface de la masse sismique.

La structure offre une force par accélération de :

$$F = m \cdot a = 3.26 \cdot 10^{-6} \text{ N} / g \quad 4.3$$

2.2 Principe de fonctionnement :

Lorsqu'une accélération externe est appliquée au capteur, la masse sismique est déplacée. La composante verticale (A_z) de l'accélération provoque un déplacement vertical de la masse. Le deuxième type de mouvement est causé par les accélérations transversales (A_x et

Ay). La déviation de la masse sismique provoque une variation de la contrainte sur les quatre surfaces des micropoutres. Ceci peut être mesuré par des piézorésistances diffusées. Trois circuits en pont de Wheatstone ont été réalisés par l'interconnexion de douze piézorésistances de type *p* et *n*.

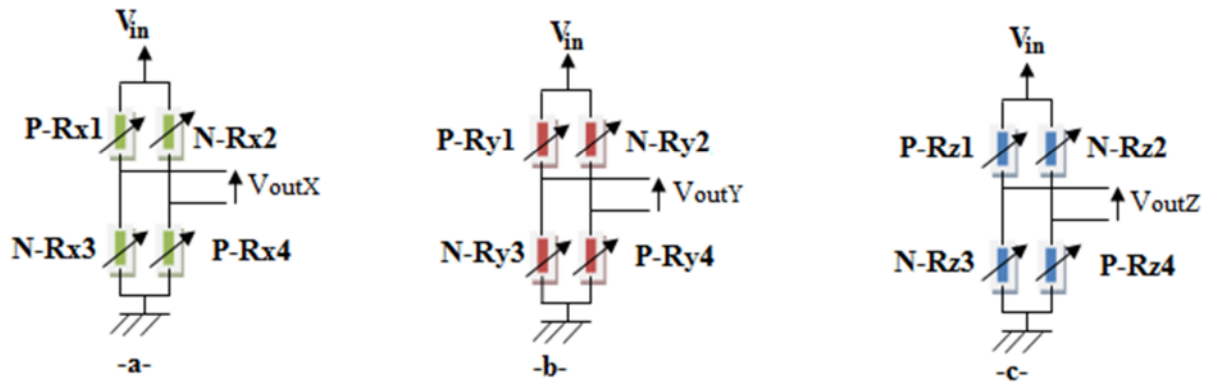


Figure 4.2 : Ponts de Wheatstone pour les trois composantes d'accélération, (a) pour A_x , (b) pour A_y et (c) pour A_z .

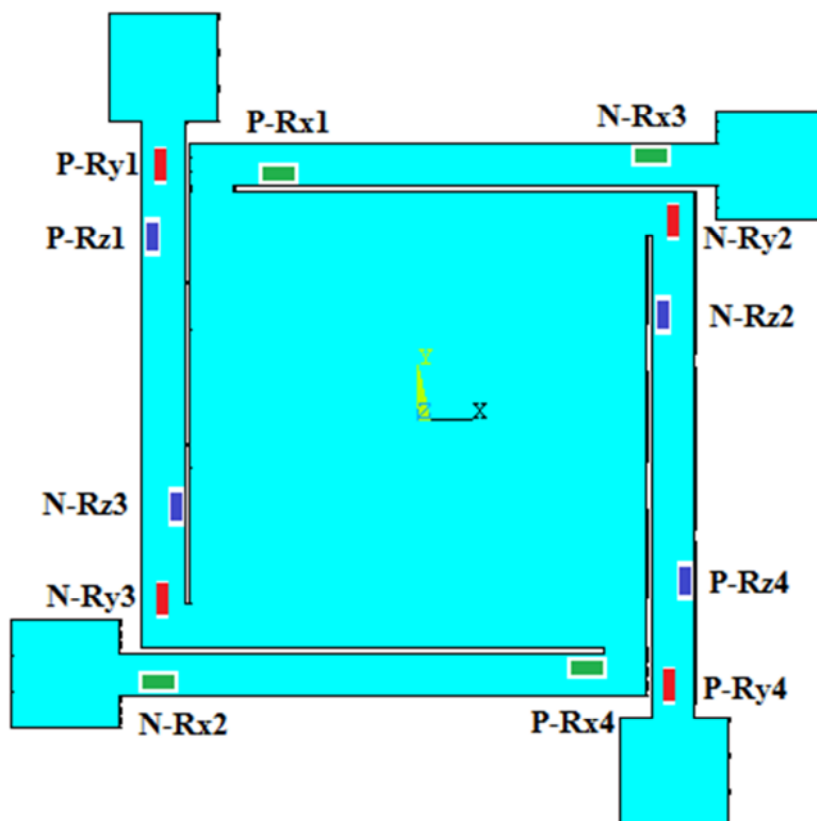


Figure 4.3 : L'alignement des piézorésistances.

Ces piézorésistances ont été alignées suivant la direction cristalline $\langle 110 \rangle$ et $\langle \bar{1}\bar{1}0 \rangle$ du silicium (100). Dans le matériau de silicium, il y a seulement trois coefficients piézorésistifs indépendants π_{11} , π_{12} et π_{44} [42]. Le coefficient piézorésistif longitudinal π_l est défini dans le cas où la contrainte est parallèle au champ électrique et à la densité de

courant. De même que le coefficient piézorésistif transversal π_t est défini dans le cas où la contrainte est perpendiculaire à ces derniers.

Pour les orientations $\langle 110 \rangle$ et $\langle 1\bar{1}0 \rangle$ du silicium(100), ces coefficients peuvent être exprimés comme suit [32]:

$$\pi_t = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}) \quad 4.4$$

$$\pi_t = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44}) \quad 4.5$$

D'après les résultats de la simulation dans les paragraphes suivants, il est possible de voir que les deux contraintes normales sont plutôt faibles comparées à la contrainte longitudinale. La variation totale de la résistance est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} = G_i \cdot \varepsilon = G_i \cdot \frac{\sigma_l^i}{E} \quad 4.6$$

$$\text{Avec : } G_i = \pi_t \cdot E + 1 + 2\nu \quad 4.7$$

Où $\nu=0.064$ est le coefficient de Poisson et $E=169\text{GPa}$ est le module d'Young du silicium, ε est l'allongement relatif.

Dans l'équation (4.7), on a : $\pi_t \cdot E \gg 1 + 2\nu$

L'équation (4.6) devient alors :

$$\frac{\Delta R_i}{R_i} \approx \pi_t \cdot \sigma_l^i \quad 4.8$$

Les sensibilités mécaniques de chaque composante de l'accélération peuvent être exprimées par :

$$S_{stress}^i = \frac{\sigma_l^i}{a_i} \quad 4.9$$

Avec : $i = x, y, z$

Où S_{stress}^i est la sensibilité mécanique et σ_l^i la contrainte longitudinale induite par l'accélération i ayant la composante a_i .

La sensibilité électronique est donnée par :

$$S_i = \frac{V_{out}}{a_i} = \frac{\Delta R_i}{R_i} \cdot V_{in} = \pi_t \cdot S_{stress}^i \cdot V_{in} \quad 4.10$$

Où S_i est la sensibilité de la composante i de l'accélération, V_{out} et V_{in} sont, respectivement, la tension de sortie et la tension d'entrée.

La contrainte longitudinale σ_l^i dans l'équation (4.8) est obtenue à partir de l'analyse de la contrainte en utilisant le logiciel ANSYS. C'est la contrainte au centre des piézorésistances et à la surface de la micropoutre.

D'après l'équation (4.10), il est clair que les sensibilités le long des trois axes peuvent être uniformes si les douze piézorésistances sont diffusées à des positions spécifiques qui peuvent donner des contraintes longitudinales uniformes σ_l^i .

III. Conception et simulation à l'aide du logiciel ANSYS :

La méthode des éléments finis FEM (Finite Element Method) est appliquée pour effectuer des analyses sur la distribution des contraintes dans les micropoutres en flexion. En étudiant la répartition des contraintes, les piézorésistances sont placées de telle sorte à éliminer les sensibilités transversales et d'obtenir des sensibilités maximales pour les trois composantes de l'accélération. La méthode des éléments finis de la structure étudiée a été analysée en utilisant le logiciel ANSYS. En considérant les blocs d'encastrement fixes, et la masse sismique libre chargée au milieu par une accélération sous forme d'une force, les conditions aux limites ont été appliquées.

3.1 Simulation :

La figure (4.4) montre la génération du maillage pour l'analyse par la méthode des éléments finis.

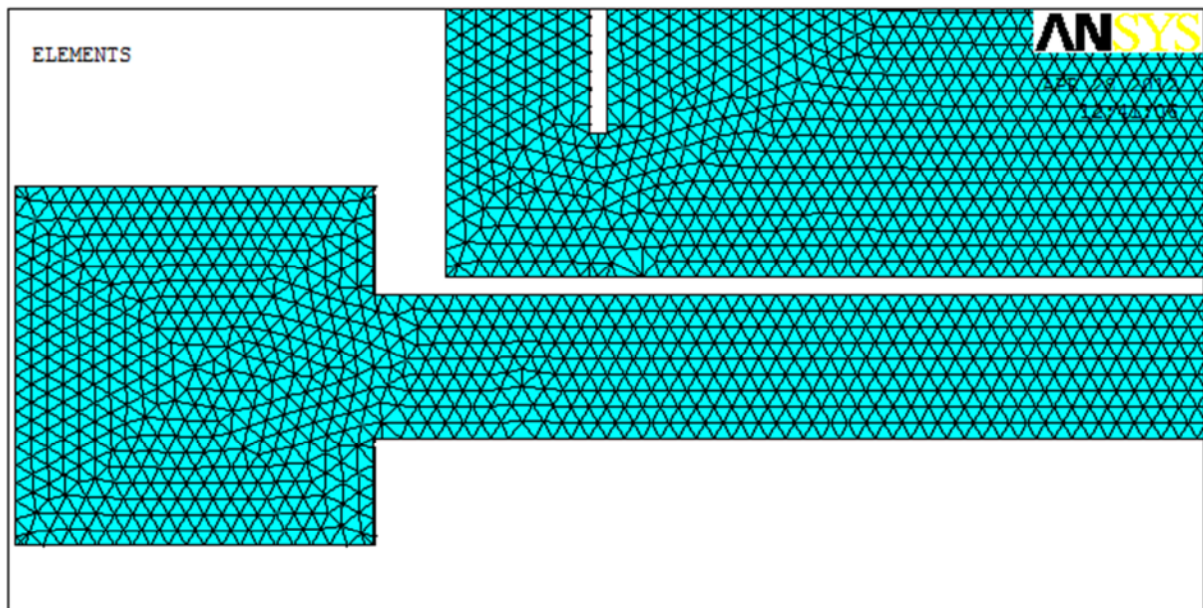


Figure 4.4 : La génération du maillage pour la méthode FEM.

L'aspect le plus important de notre conception, qui nécessite l'application de l'FEA (Finite Element Analysis), est l'analyse de la distribution des contraintes dans les micropoutres en flexion. En utilisant cette répartition, les piézorésistances sont placées afin d'éliminer les sensibilités transversales et d'obtenir des sensibilités maximales pour les trois composantes de l'accélération [42].

La distribution des contraintes, à la surface de la structure de la micropoutre, provoquée par la composante A_z de l'accélération, est représentée sur la figure (4.5). Le principe de détection du capteur est basé sur la caractéristique de la piézorésistance de type p et n. Lorsque le capteur est soumis à une contrainte de traction, la piézorésistance de type n diminue et augmente dans le cas d'une piézorésistance de type p.

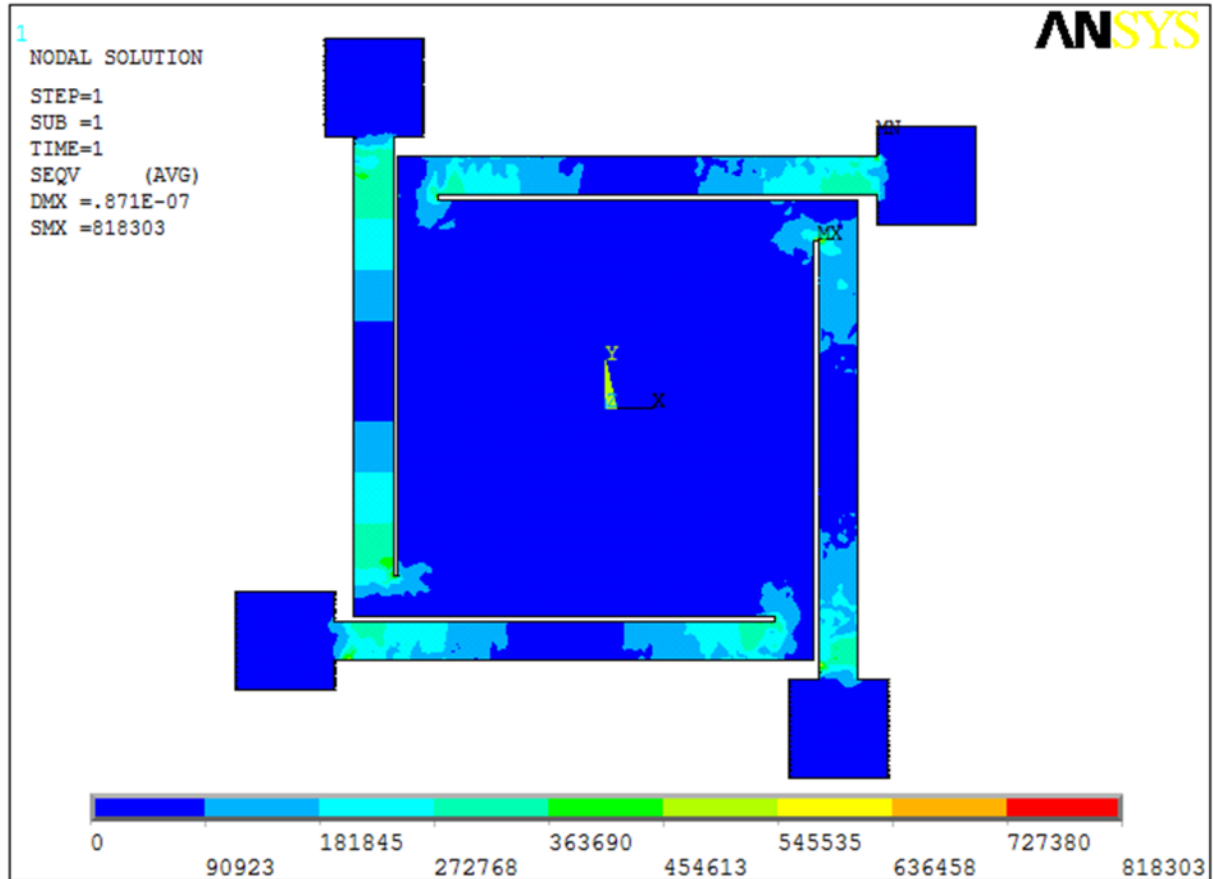


Figure 4.5 : La distribution des contraintes dans les micropoutres causées par l'accélération A_z de $1g$.

Les figures (4.6) et (4.7) illustrent la déformation et le déplacement de la structure lorsqu'elle subit une accélération suivant Z.

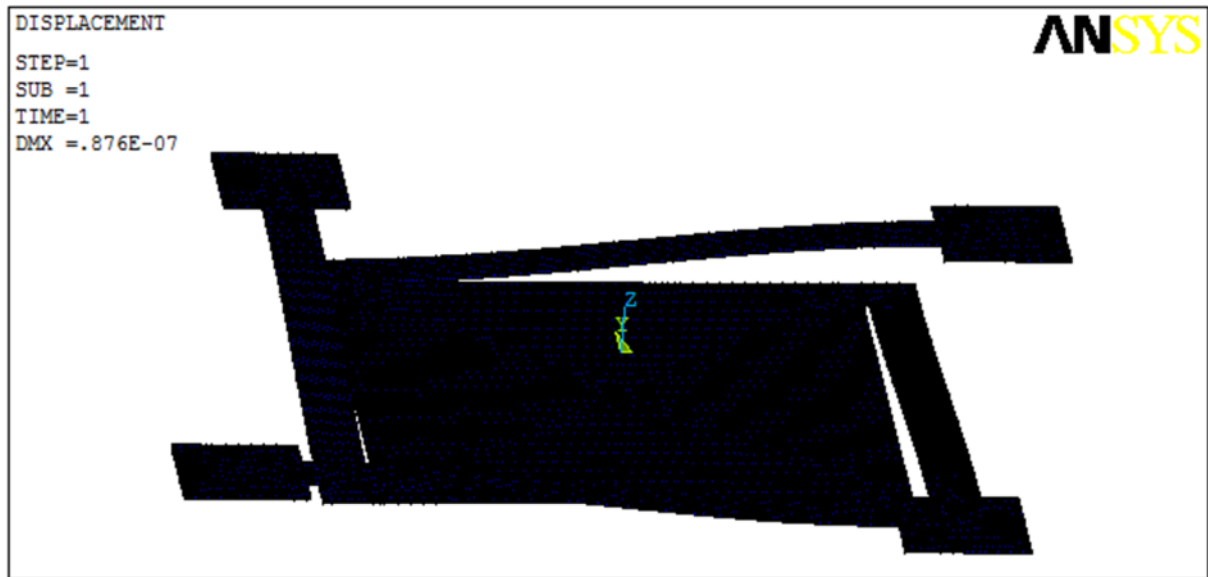


Figure 4.6 : Déformation de la structure causée par une accélération A_z de $1g$.

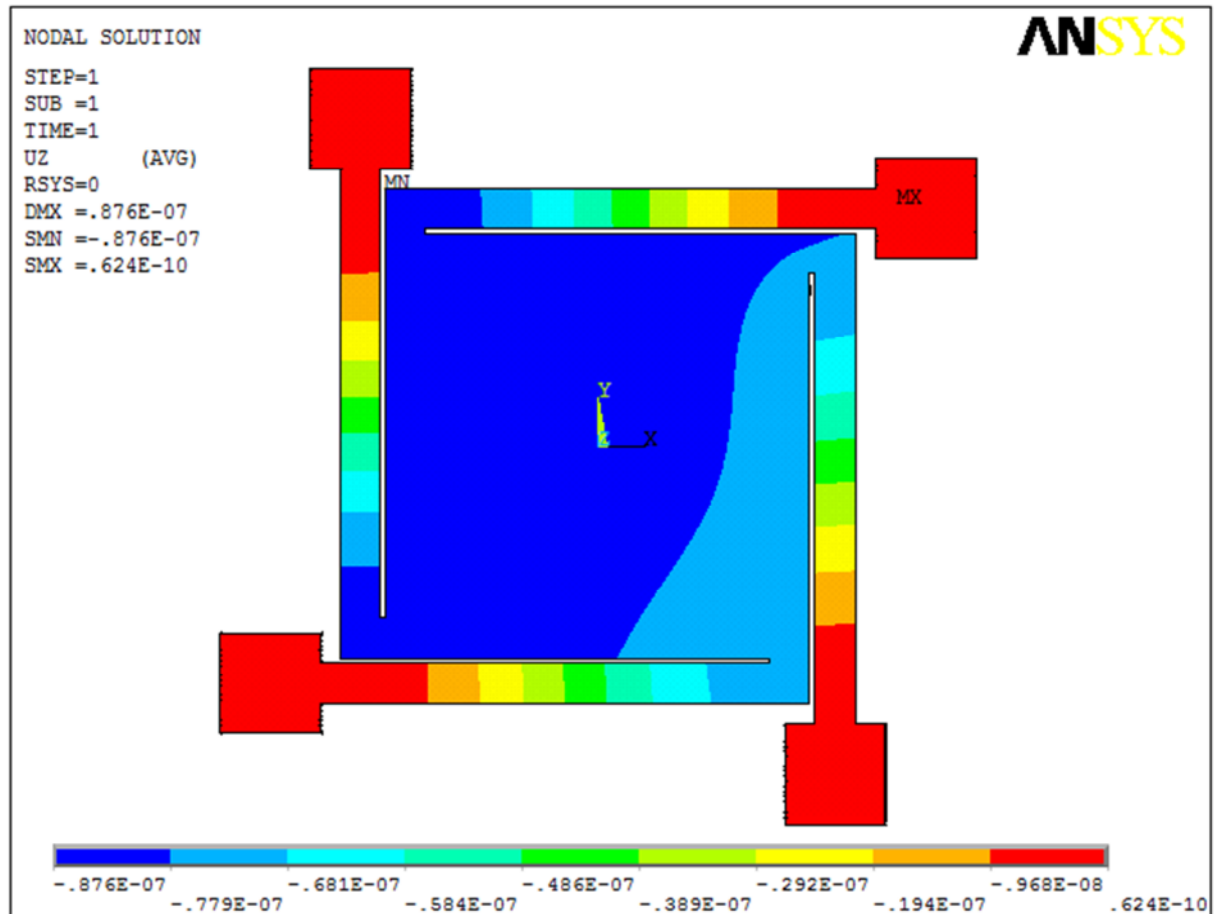


Figure 4.7 : Résultat du déplacement causé par l'accélération de $1g$ suivant A_z .

Les résultats de la simulation montrent la distribution des contraintes longitudinales au niveau des micropoutres (1) et (3), produites lorsque la structure subie par une accélération suivant l'axe Y (figure 4.8), et au niveau des micro-poutres (2) et (4), dans le cas d'une accélération suivant l'axe X (figure 4.9).

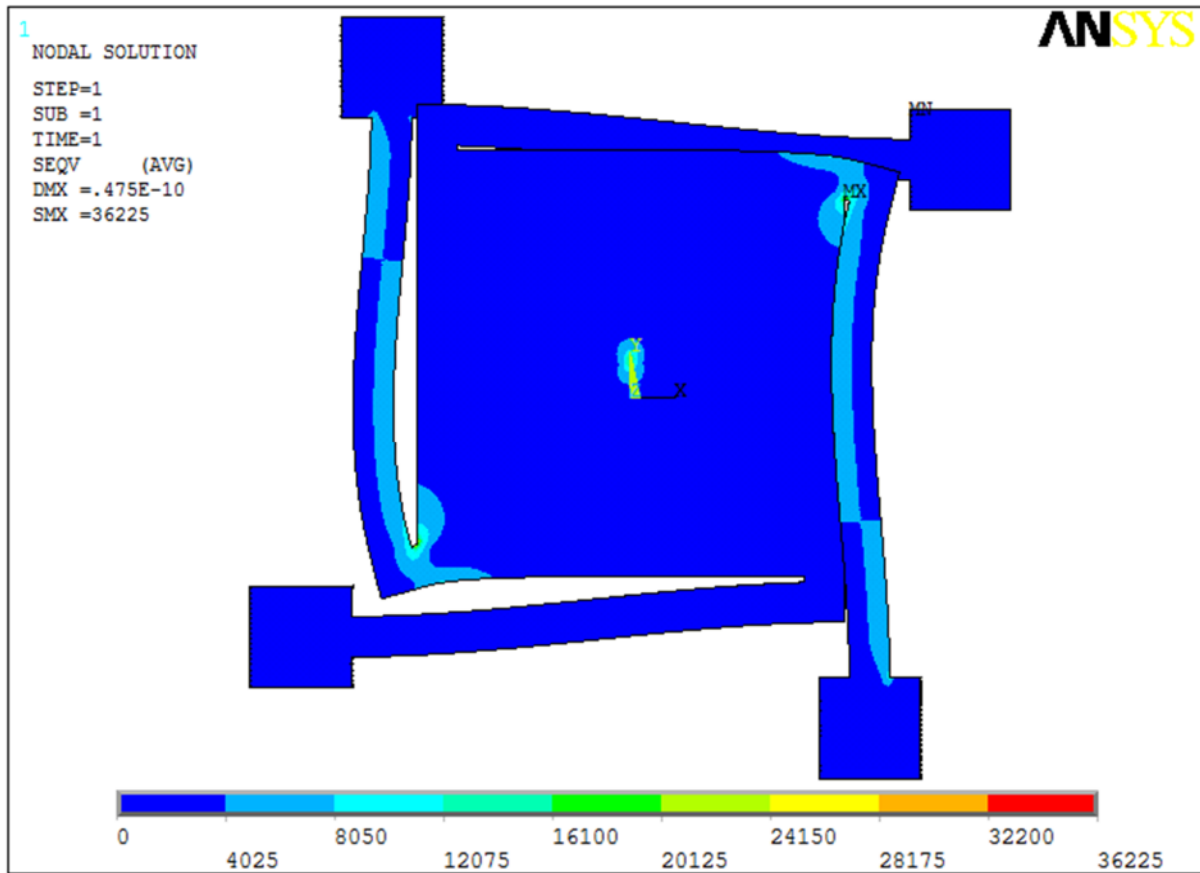


Figure 4.8 : La distribution des contraintes dans les micropoutres 1 et 3 causées par l'accélération A_y de $1g$.

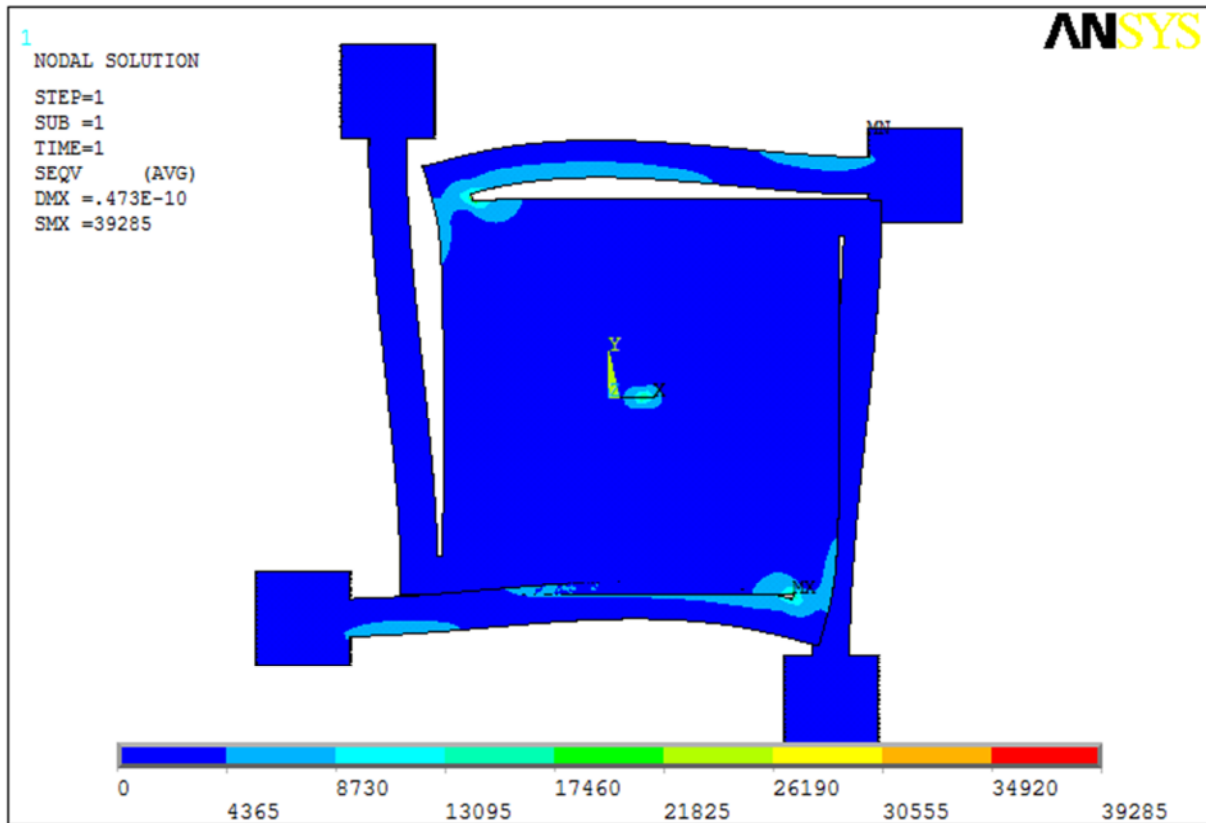


Figure 4.9 : La distribution des contraintes dans les micropoutres 2 et 4 causées par l'accélération A_x de $1g$.

3.2 Optimisation de l'emplacement des jauges dans les micro-poutres :

Les figures (4.a) et (4.b) présentent les résultats de l'analyse des contraintes le long des micropoutres (1) et (3) lorsque le capteur est soumis à une force causée par une accélération suivant l'axe Z. Ces figures nous permettent de déterminer les emplacements optimaux pour les piézorésistances du pont de Wheatstone de la composante A_z .

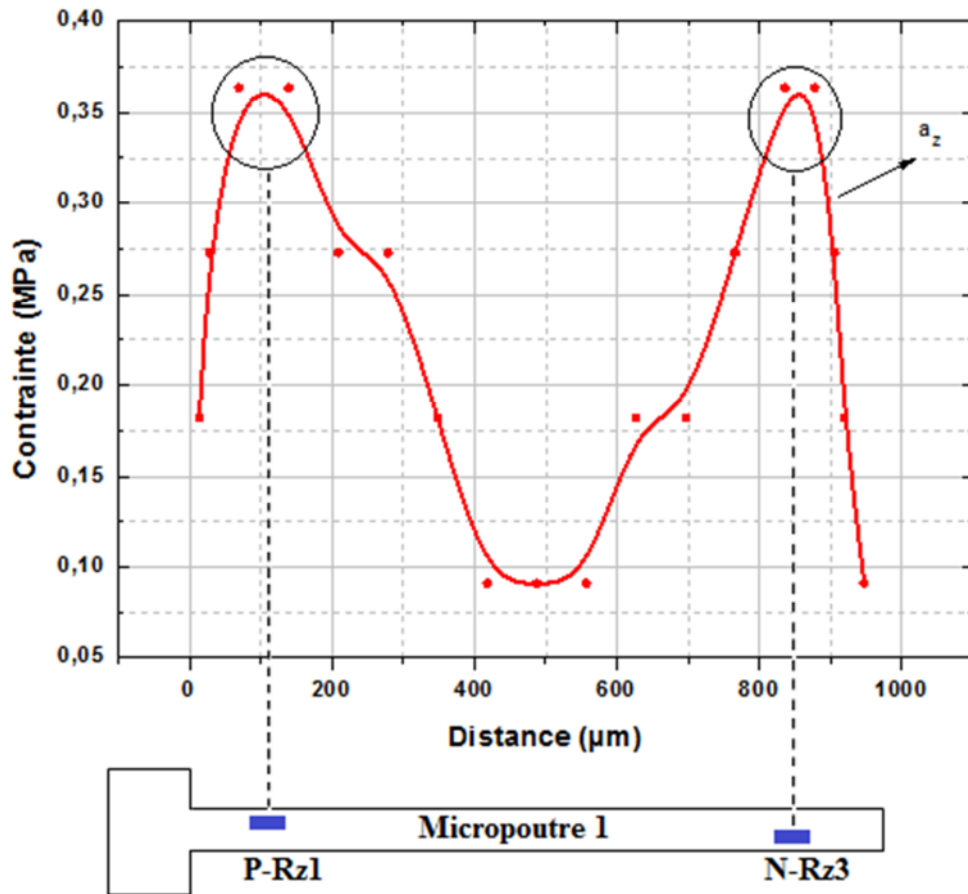


Figure 4.10 : Contrainte en fonction de la longueur des micropoutres.

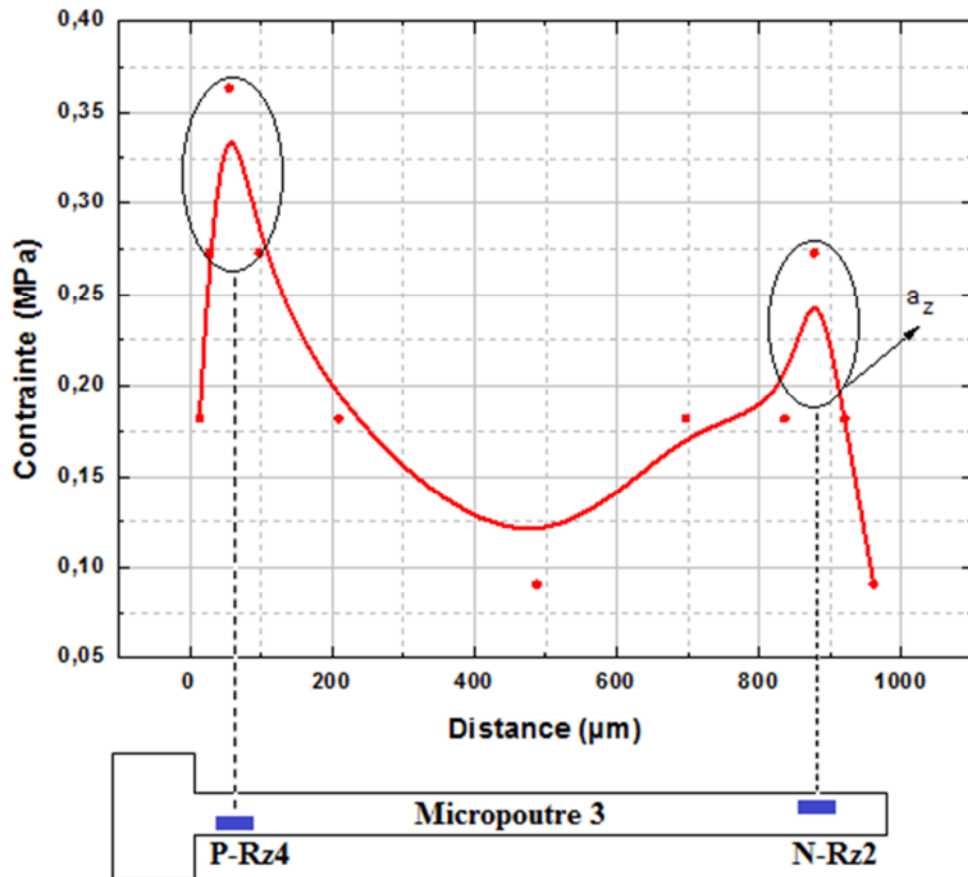


Figure 4.11 : Contrainte en fonction de la longueur des micropoutres.

Par la même méthode, les composantes A_X et A_Y de l'accélération peuvent être détectées en utilisant quatre piézorésistances sur les micropoutres (2) et (4) du pont de Wheatstone de la composante A_X et quatre piézorésistances sur les micropoutres (1) et (3) du pont de Wheatstone de la composante A_Y .

Dans le cas où la structure est causée par des accélérations opposées de la composante A_X et A_Y , c'est-à-dire au sens contraire, les résultats de l'analyse de la distribution des contraintes dans les micropoutres sont les mêmes que les résultats précédents.

D'après les résultats de la distribution des contraintes représentés dans les figures (4.8) et (4.9). On remarque que les contraintes dans la micropoutre (1) et (2) sont symétriques et identiques. Les résultats sont les mêmes pour la micropoutre (2) et (4) ; c'est la raison pour laquelle nous avons représenté un seul graphe pour chaque composante d'accélération.

Les positions des piézorésistances sont également indiquées sur les figures (4.12) et (4.13).

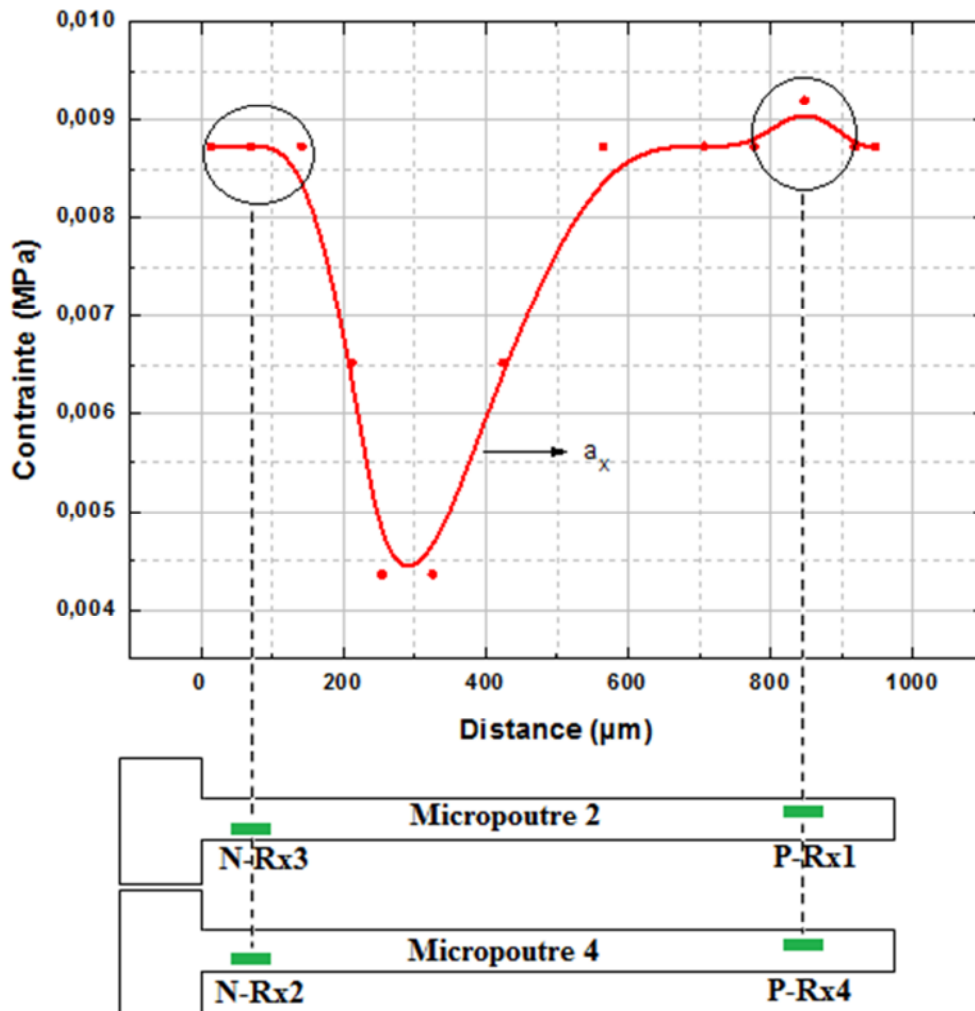


Figure 4.12 : Répartition des contraintes sur la surface des micropoutres.

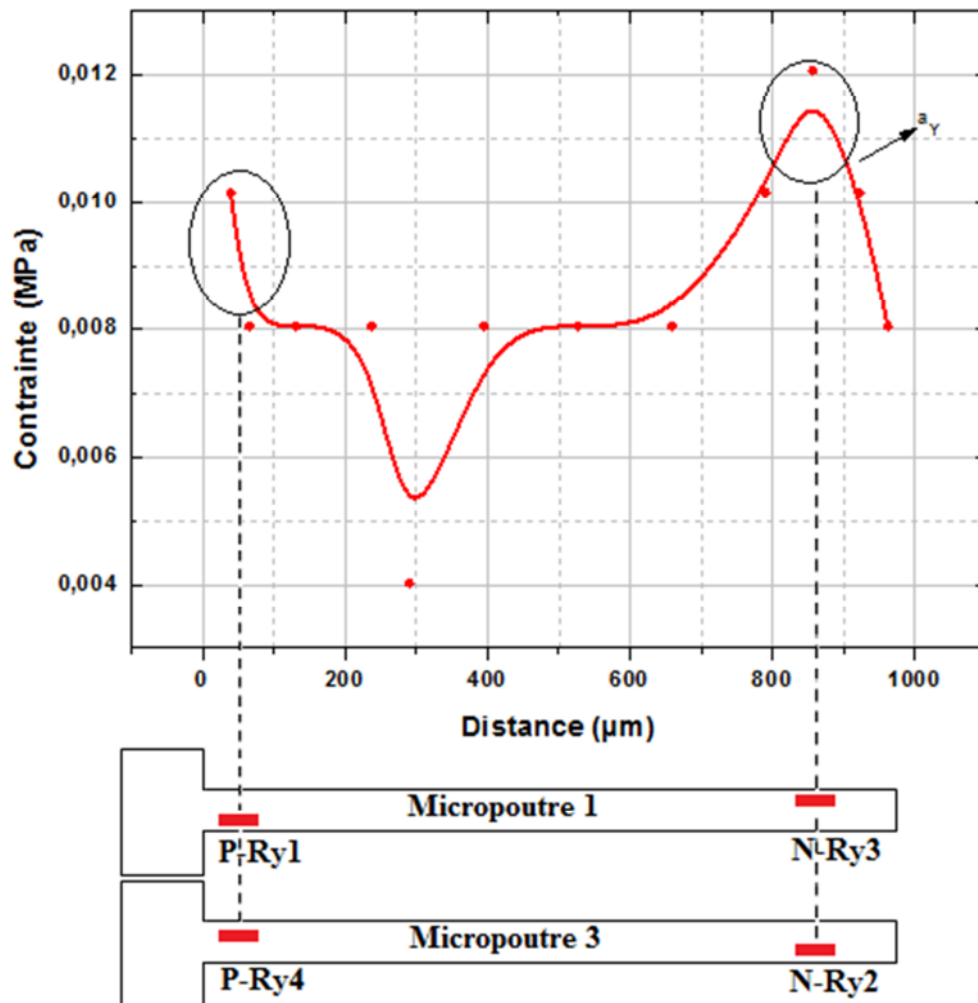


Figure 4.13 : Répartition des contraintes sur la surface des micropoutres 1 et 3.

Le tableau (4.2) donne l'augmentation (+), la diminution (-), ou l'invariance (0) des piézorésistances par l'application des composantes A_x , A_y et A_z de l'accélération. Ces piézorésistances identiques sont placées sur la surface des micropoutres.

	P- R_{Z1}	N- R_{Z2}	N- R_{Z3}	P- R_{Z4}	P- R_{Y1}	N- R_{Y2}	N- R_{Y3}	P- R_{Y4}	P- R_{X1}	N- R_{X2}	N- R_{X3}	P- R_{X4}
Az	+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	-	+
Ay	+	-	-	+	+	-	-	+	0	0	0	0
Ax	0	0	0	0	0	0	0	0	+	-	-	+

Tableau 4.2 : Changement des piézorésistances par les trois composantes d'accélération.

3.3 Etude de la sensibilité :

La sensibilité est un paramètre important. Elle est directement liée, d'une part à la variation des piézorésistances en fonction des contraintes longitudinales calculées et analysées par ANSYS, et d'autre part au conditionneur associé c'est-à-dire au pont de Wheatstone utilisé.

Dans notre cas, on utilise un montage complet du pont de Wheatstone (figure 4.14), en remplaçant les quatre résistances du pont par quatre jauges de contraintes identique en valeur mais de nature différente, deux piézorésistances de type n et les autres de type p pour les trois composantes d'accélération.

Ce type de montage permet, de faire une rejection de la tension d'alimentation, ce qui lui donne une sensibilité très élevée. D'autre part, il permet la compensation de la dérive thermique entre les piézorésistances dans le cas où il n'y a pas un gradient de température. Il permet aussi la compensation de tous les phénomènes parasites qui peuvent intervenir dans la structure [42].

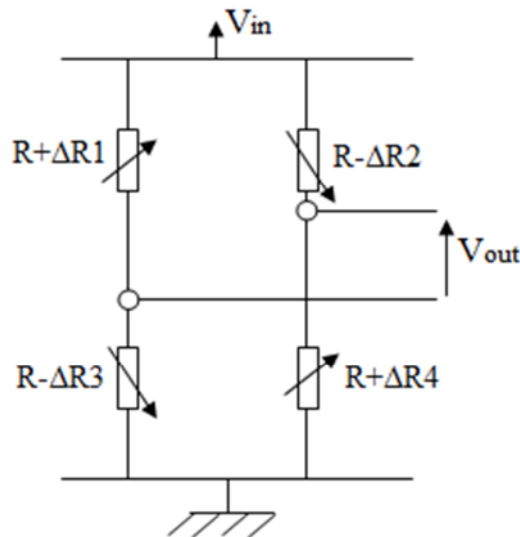


Figure 4.14 : Pont de Wheatstone complet pour calculer la tension de sortie des trois composantes d'accélération.

A l'absence de l'accélération, le pont est équilibré et la tension de sortie est nulle. Dans ce cas on a :

$$R_1=R_2=R_3=R_4=R \quad 4.11$$

Si on applique une accélération, le pont va se déséquilibrer et les piézorésistances R1 et R4 de type p vont augmenter; R2 et R3 de type n vont diminuer et la tension de sortie est comme suit :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{4.R} . (\Delta R_1 - \Delta R_3 + \Delta R_4 - \Delta R_2) \quad 4.12$$

D'après les résultats de la simulation des contraintes longitudinales, et les équations (4.8) et (4.12), on peut calculer et tracer la sensibilité du capteur et la tension de sortie en fonction de l'accélération pour les trois composantes d'accélération Ax, Ay et Az.

On suppose que la tension d'entrée est $V_{in}=1.5v$.

Les figures (4.15) et (4.16) représentent la sensibilité $\Delta R_i/R_i$ du capteur pour les trois composantes d'accélération Ax, Ay et Az. Comme les sensibilités des composantes de l'accélération suivant Ay et Az, sont faibles devant celle suivant Ax, il est donc nécessaire de les faire apparaître en agissant sur l'échelle suivant l'axe des ordonnées (Figure 4.16). Quant

aux figures (4.17) et (4.18), elles représentent la tension de sortie en fonction de l'accélération.

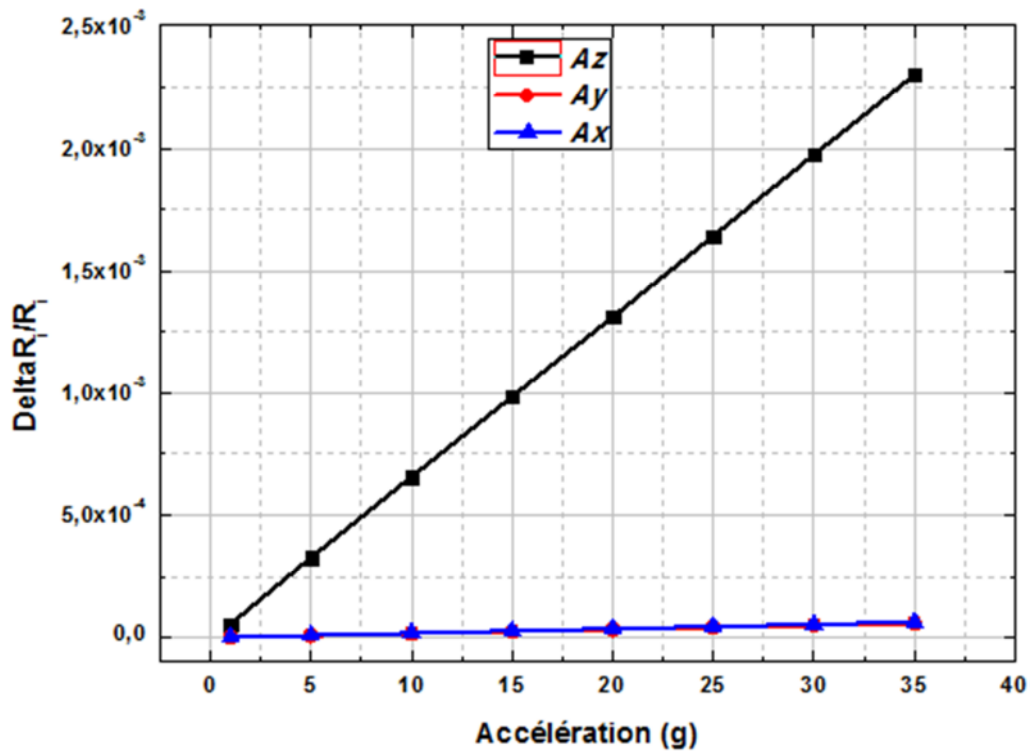


Figure 4.15 : Sensibilité en fonction de l'accélération pour les trois composantes Ax, Ay et Az.

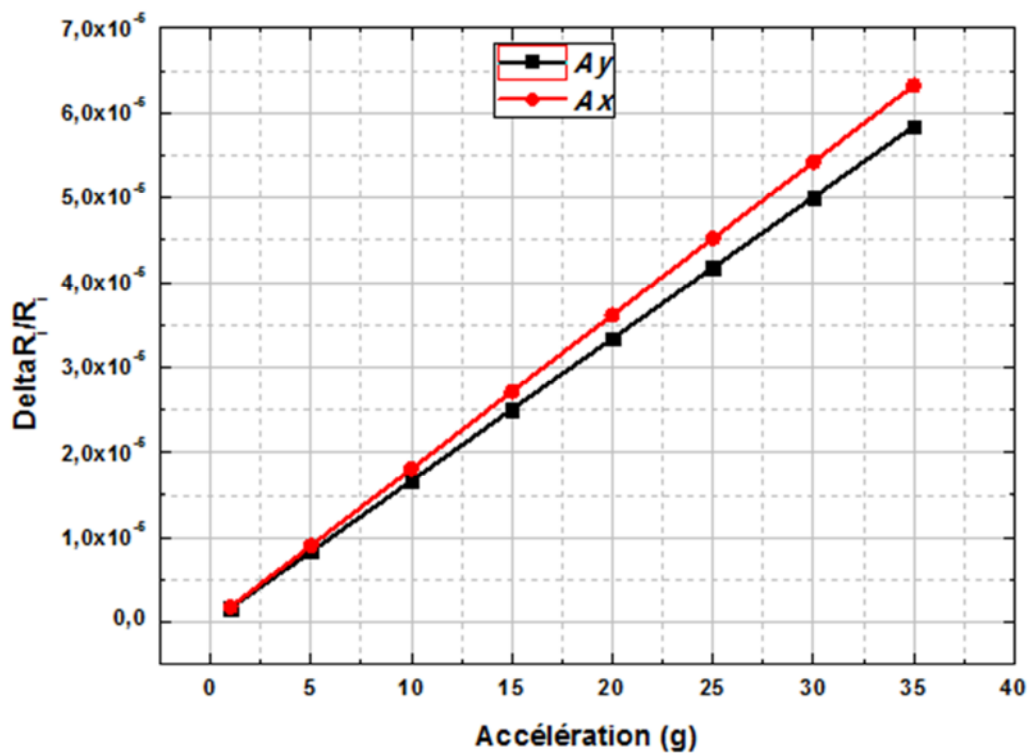


Figure 4.16 : Sensibilité en fonction de l'accélération pour les deux composantes Ax et Ay.

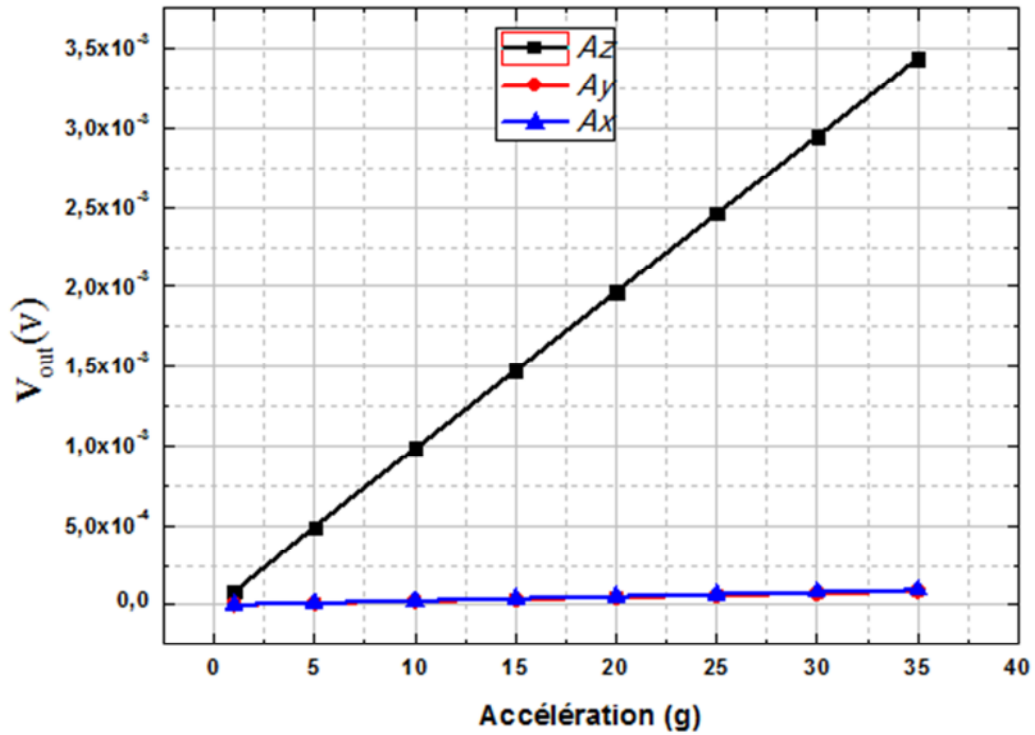


Figure 4.17 : Tension de sortie en fonction de l'accélération pour les trois composantes Ax , Ay et Az .

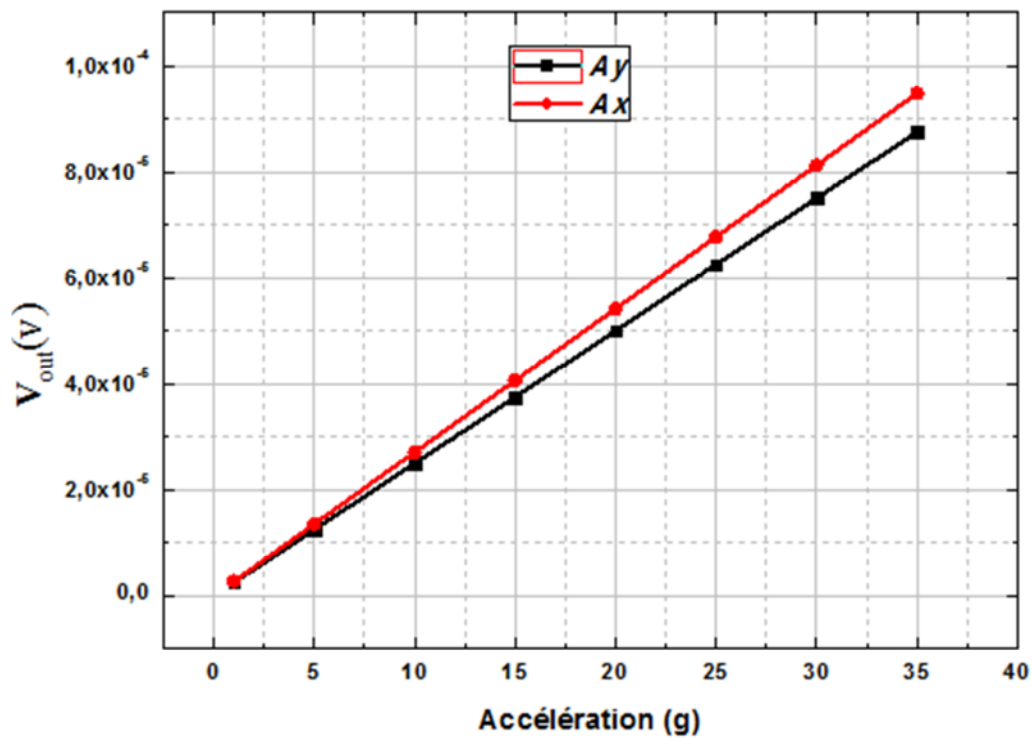


Figure 4.18 : Tension de sortie en fonction de l'accélération pour les deux composantes Ax et Ay .

En analysant les figures représentant la sensibilité, nous avons constaté que la détection de l'accélération de la composante A_z est la plus sensible lorsque nous la comparons à celles de la composante A_x et A_y . Nous avons également constaté que la sensibilité à l'accélération de ce capteur suivant les trois cas est linéaire.

3.4 La résolution :

La résolution est définie comme le rapport du bruit sur la sensibilité. Il est clair que l'optimisation de la résolution peut être obtenue en augmentant la sensibilité et en réduisant le bruit. Deux sources typiques de bruit existent dans tous les capteurs piézorésistifs, y compris les bruits de Johnson et de scintillation [42]. Les bruits dépendent de la bande passante du capteur, la température, la géométrie de la piézorésistance, la concentration du dopage et l'épaisseur de la micropoutre.

Le bruit de Johnson (bruit thermique) est le bruit électronique généré par l'agitation thermique du porteur de charge à l'intérieur d'un conducteur électrique lors de l'application d'une tension arbitraire. La densité spectrale de puissance (DSP) d'un bruit thermique est quasiment constante dans tout le spectre de fréquence. Cela signifie que le bruit de Johnson peut être considéré comme un bruit blanc. En fait, il est rare de trouver ce bruit dans un accéléromètre pratique, car le bruit électrique dans le circuit de mesure est souvent plus grand. La tension quadratique moyenne du bruit de l'accélération équivalente dans chaque piézorésistance est:

$$V_i^{Bruit} = \sqrt{4.k.T.B_i.R} \quad i = x, y, z \quad 4.13$$

Où $k=1,38 \times 10^{-23}$ J/K est la constant de Boltzmann, T est la température dans la résistance, R est la valeur de la piézorésistance et B la bande passante.

La largeur de bande passante peut être déterminée à l'aide de plusieurs paramètres tels que la fréquence d'échantillonnage, le filtrage analogique, la fréquence de résonance de la structure mécanique, ou bien les pertes dans les interconnexions [42].

La résolution est définie comme le rapport du bruit sur la sensibilité :

$$R_i = \frac{V_i^{Bruit}}{S_i} \quad i = x, y, z \quad 4.14$$

VI. Conclusion :

Une étude préliminaire conduisant à un accéléromètre triaxial a été menée dans ce chapitre à partir de la structure proposée dans le chapitre précédent.

La solution est un accéléromètre à détection entièrement piézorésistive faisant appel à une structure basée sur une masse sismique attachée par des quatre micropoutres. Une étude statique sous ANSYS par la méthode des éléments finis de la distribution des contraintes au niveau de la surface de chaque micropoutre, nous a permis d'optimiser les emplacements des jauges de contrainte et d'obtenir des sensibilités importantes et linéaires. Ces dernières associées aux circuits électroniques du pont de Wheatstone complet permettent la mesure de l'accélération suivant les trois directions.

Chapitre 5

Les étapes de fabrication technologique

I. Introduction :

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. Dès lors, l'utilisation de ce matériau pour la réalisation de structures mécaniques microscopiques est devenue évidente. Le silicium étant l'une des matières premières de la microélectronique, on profite alors, pour la fabrication de ces structures, d'utiliser les technologies existantes mises au point pour la réalisation de circuits intégrés électroniques et certaines techniques spécifiques telles que le micro usinage, la soudure verre-silicium ou silicium-silicium etc... 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 ainsi d'intégration hybride. Cette dernière 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.

Dans la plupart des cas, les procédés de fabrication de capteurs monolithiques sont obtenus en ajoutant des étapes à un procédé microélectronique standard, soit avant (pré-procédé), soit après (post-procédé) soit pendant (le procédé de base est alors modifié). Dans le cas où le procédé microélectronique n'est pas modifié, il peut être réalisé par une fonderie différente de celle qui réalise la gravure du MEMS. La technologie CMOS est le plus souvent utilisée pour des raisons de coût. Il faut noter que toutes les technologies de fabrication de microstructure ne sont pas compatibles avec les procédés microélectroniques. De plus, certaines technologies sont compatibles mais nécessitent de nombreuses étapes supplémentaires par rapport aux procédés classiques de la microélectronique. Le coût de fabrication peut alors être trop élevé pour que l'intégration monolithique soit avantageuse par rapport à une solution hybride. Il est plus bas quand les matériaux utilisés pour fabriquer la structure sont les mêmes que ceux utilisés pour les parties électroniques, l'approche monolithique s'avère alors avantageuse [19].

Dans ce chapitre, quelques procédés MEMS monolithiques couramment utilisés sont présentés. On peut les classer en deux grandes familles : l'usinage en volume (gravure du substrat) et en surface (gravure de couches sacrificielles). Les deux procédés sont quelquefois combinés pour certaines applications. L'usinage en volume possède l'avantage de nécessiter moins d'étapes technologiques mais les structures réalisées sont souvent moins complexes.

II. Les techniques spécifiques de fabrication des microsystèmes:

Le micro-usinage associé à la technologie de fabrication des circuits intégrés sur silicium permet une réduction des coûts, la miniaturisation des capteurs et une intégration monolithique des systèmes (structure mécanique et circuit électronique sur le même substrat).

La fabrication de la plupart des microsystèmes utilise le silicium comme substrat. Il existe plusieurs techniques pour fabriquer des structures mécaniques en silicium. Nous rappelons ici les différentes techniques utilisées pour la fabrication de ces microsystèmes et les deux techniques principales, totalement compatibles CMOS :

- le micro-usinage en surface.
- le micro-usinage en volume.

Ces deux techniques de gravures dites humides (la micro-gravure est réalisée à l'aide d'une solution chimique) entraînent la fabrication de structures différentes. Selon l'application ces deux techniques peuvent être en concurrence, tandis que l'une ou l'autre peut être préférée pour une application particulière.

II.1 L'implantation ionique :

Cette méthode consiste à implanter directement des ions à l'intérieur du matériau par bombardement ionique dont l'énergie est maîtrisée (quelque dizaines de kilo électronvolts). Lors de leur pénétration, les ions perdent progressivement leur énergie par interaction avec les atomes du matériau et finissent par s'immobiliser. La technique d'implantation ionique permet une meilleure précision et un dopage plus uniforme en surface et en profondeur.

Après cette technique, un recuit thermique du substrat est indispensable pour recristalliser le substrat afin qu'il retrouve ses propriétés électriques initiales.

II.2 Le recuit thermique :

Après implantation ionique, un recuit thermique du matériau est indispensable pour d'une part, activer électriquement les impuretés dopantes en les plaçant en position substitutionnelle et d'autre part, réduire voire supprimer les défauts ponctuels.

En effet, du fait du bombardement de la cible par les ions lors des chocs, l'énergie transférée induit des déplacements d'atomes qui créent des lacunes et des interstitiels. Ces défauts répartis tant en surface qu'en volume dégradent les propriétés électriques des jonctions réalisées ainsi que leur stabilité. Un recuit thermique permettra de réduire fortement la densité de ces défauts.

II.3 La photolithographie :

Toutes les étapes du procédé technologique font appel à la photolithographie dont nous allons rappeler le principe.

La photolithographie concerne le transfert le motif du microlevier sur la plaquette par lithographie UV de la résine déposée, par exemple, sur la surface du SiO₂. Le transfert du motif est réalisé à partir d'un masque constitué d'une plaque de verre recouverte partiellement de chrome aux endroits où l'on veut empêcher le passage de la lumière UV.

Selon la composition de la résine, il y a deux comportements possibles quand on les expose à un rayonnement de photons émettant dans la gamme des ultra-violet. Une résine est dite positive si elle est sensible aux photons UV, d'où une solubilité accrue des zones exposées dans le révélateur. Elle est dite négative si les parties soumises aux photons UV se réticulent et deviennent alors insolubles dans le solvant.

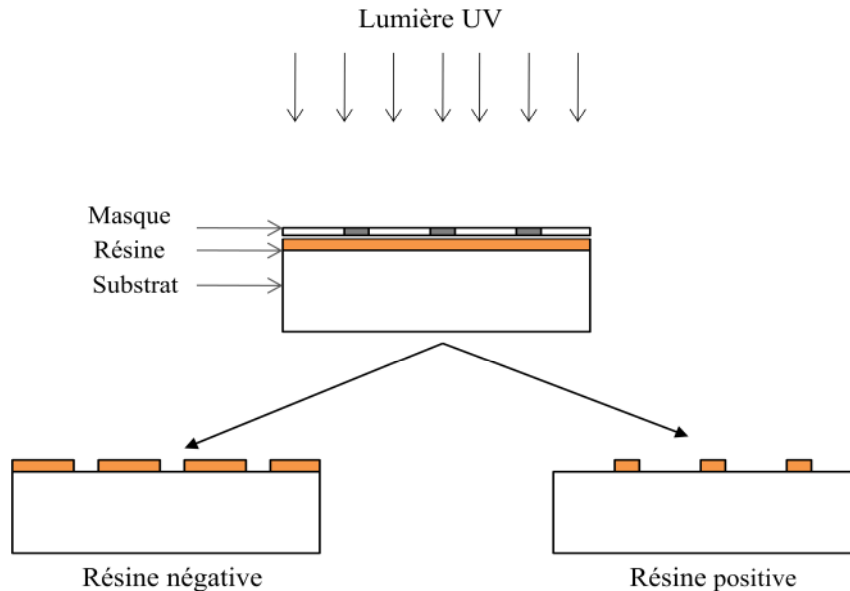


Figure 5. 1 : Procédé de lithographie.

La résine photosensible visqueuse après son étalement sur l'échantillon, est alors durcie dans un four, de façon à pouvoir manipuler la plaquette sur une machine d'alignement de masques.

II.4 Les techniques de gravures et micro-usinage compatibles CMOS :

Les procédés de micro-usinage utilisés pour la fabrication des microsystèmes peuvent être classés en deux catégories :

- Le micro-usinage en volume (bulk micromachining).
- Le micro-usinage en surface (surface micromachining).

II.4.1 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 sur la figure (5.2). Sur cette figure sont représentées quelques structures habituelles des circuits CMOS (transistor, via, contact, plot...) [17]:

- Le transistor MOS (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 poly-silicium (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 poly-silicium 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 poly-silicium 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.

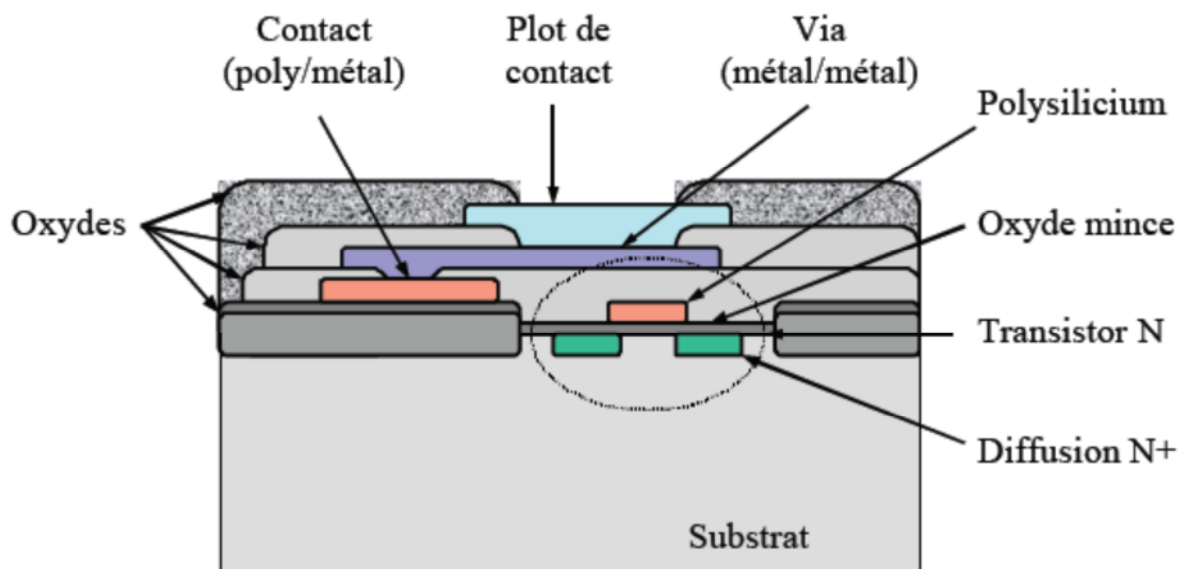


Figure 5.2 : Structures typiques d'un circuit CMOS dans une technologie à 1 niveau de poly-silicium et 2 niveaux de métaux. [17]

II.4.2 Micro-gravure en volume Bulk micromachining :

Le micro-usinage en volume est un procédé permettant de fabriquer des structures suspendues par gravure du substrat d'un circuit intégré. La gravure du substrat peut être sèche (par exemple : Reactive Ion Etching, RIE) ou humide (par exemple : attaque chimique par KOH, TMAH, EDP).

La technique que nous utilisons pour la fabrication de nos capteurs est une gravure en volume par la face avant (Front Side Bulk Micromachining, FSBM) et la face arrière (Back Side Bulk Micromachining, BSBM). La superposition des ouvertures d'oxydes définit des zones de substrat exemptes de tout dépôt. Ces zones sont alors prêtes à être gravées. Ce procédé auto-aligné (il ne nécessite aucun alignement de masques supplémentaires) nécessite une seule étape post-process de gravure, ce qui diminue les coûts de fabrication et augmente le rendement [17].

La figure (5.3) nous montre des exemples de structures micro-usinées par FSBM.

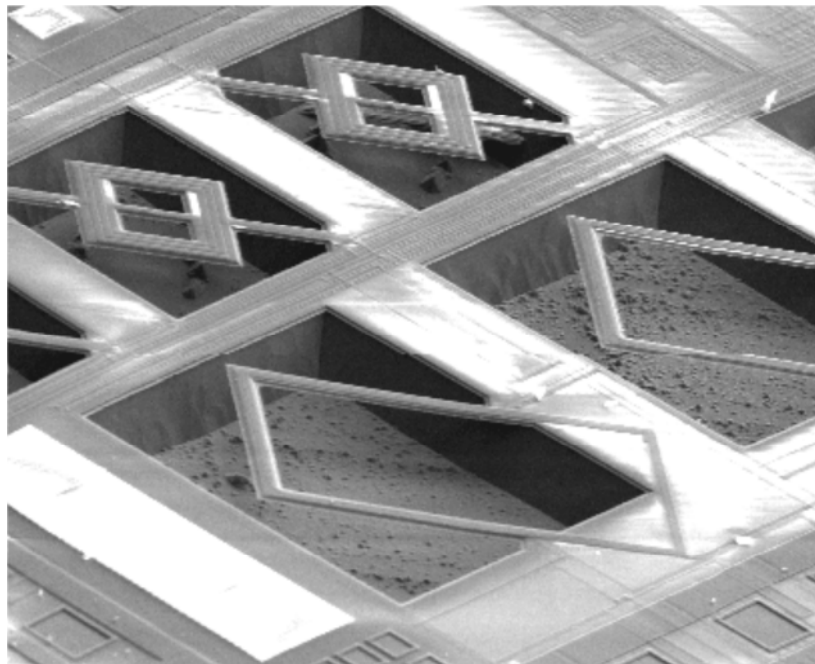


Figure 5.3 : Exemple de structures micro-usinées par gravure en volume par FSBM. [17]

1. Gravure en volume sèche :

Elle est réalisée, généralement, en utilisant la gravure par plasmas.

1.1.1 Gravure par plasma :

Le substrat (partiellement protégé) est positionnée dans une chambre sous vide. Cette chambre contient deux électrodes, l'une horizontales servant de plateau pour le substrat et l'autre parallèle à cette dernière et reliée à la masse. Une fois que le vide dans la chambre a été fait, un gaz est introduit : dioxygène (O_2), Argon (Ar), puis un fort champ électrique (une centaine ou plus de Watt par mètres) en radiofréquence est appliqué à l'électrode inférieure, générant ainsi un plasma dans la chambre, c'est-à-dire un gaz en partie ionisé (certains électrons des molécules de gaz ont été arrachés par le champ électrique, ionisant celles-ci). Le substrat subit alors un bombardement d'ions qui va interagir avec ce dernier.

Cette technique présente l'avantage d'une forte anisotropie de la gravure : la frontière entre les zones gravés et non gravées sera la majorité du temps rectiligne et verticale.

Cependant cette technique présente de nombreux inconvénients :

- La mise en œuvre est bien plus complexe que pour une gravure chimique humide, et difficilement utilisable dans l'industrie.
- Le taux de gravure est assez faible, ce qui allonge le processus de gravure. Ceci augmente les chances de détruire la couche protectrice.
- Enfin, le bombardement d'ions endommage fortement la surface, réduisant ses caractéristiques électriques. Il est cependant envisageable, dans le cas du silicium, de faire «recuire» ce dernier reconstituant ainsi le réseau cristallin, mais il est impossible de le faire pour des semi-conducteurs composites, qui se dissocient aux températures élevée.

1.2 Gravure ionique réactive :

La gravure ionique réactive (fréquemment désignée par son acronyme anglais *RIE* pour *Reactive Ion Etching*) est une technique dérivée de la gravure au plasma. C'est aussi une technique de gravure physique (gravure au plasma) auquel on ajoute une gravure chimique sèche.

Concrètement, la mise en œuvre est comparable à la gravure au plasma, du moins pour sa forme la plus simple (système à plaques parallèles) : dans une chambre contenant deux électrodes, on fait le vide, puis on injecte un gaz qui sera ionisé, bombardant ainsi la surface du substrat. Cependant à ce gaz assez inerte (chimiquement), on ajoute un gaz fortement réactif : généralement un dérivé du fluor (hexafluorure de soufre (SF_6), tétrafluorure de carbone (CF_4 , ...) pour des substrats en silicium ou du chlore pour les substrats en arséniure de gallium (trichlorure de bore (BCl_3 , dichlore (Cl_2 , tétrachlorure de silicium (SiCl_4), ...). Ce gaz réactif ionisé va être transporté vers le substrat (par une différence de potentiel dans la chambre auto-crée dans un dispositif à plaques parallèles, un autre champ électrique dans un dispositif à triode, ou alors un champ magnétique dans un dispositif à torche à plasma) et réagir chimiquement avec la surface de ce dernier, formant un composé volatil. Cette technique reste complexe à mettre en œuvre, surtout dans l'industrie.

2. Gravure en volume humide :

Elle utilise généralement des solutions chimiques. Le point commun de ces solutions réside dans la propriété de pouvoir dissoudre le silicium par des enchaînements de réactions d'oxydoréduction et de dissolution des oxydes ainsi formés.

Les deux gravures, humide et sèche peuvent avoir un caractère isotrope ou anisotrope :

2.1 Gravure isotrope :

Dans la gravure isotrope, la vitesse d'attaque est approximativement constante dans toutes les directions. Dans ce cas, il est difficile de contrôler avec précision les dimensions latérales des motifs résultants. L'inconvénient majeur de cette technique est la gravure des zones situées sous le masque dans le cas où l'usinage latéral n'est pas souhaité. La figure (5.4) montre un exemple de motif réalisé par cette technique.

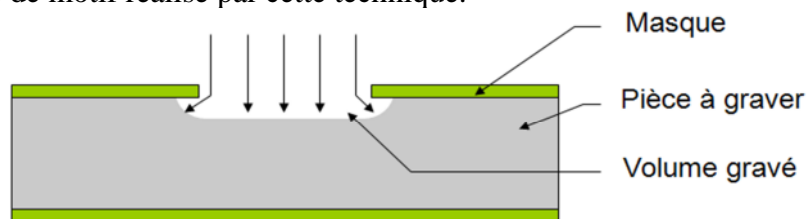


Figure 5.4 : Exemple de cavité obtenue par gravure isotrope.

L'attaque chimique utilisée se fait dans une solution contenant HF , HNO_3 et H_2O (ou CH_3COOH).

L'acide nitrique et l'acide fluorhydrique servent respectivement à oxyder et à désoxyder la surface du silicium. L'eau et l'acide acétique jouent le rôle de modérateurs.

Le masquage peut être effectué par une couche d'oxyde de silicium. La gravure des surfaces de SiO_2 réalisée par voie chimique, en buffer HF et la vitesse d'attaque de cette

attaque est d'environ 700 Å/min. Dans le cas où la gravure du silicium est de longue durée, le masque SiO₂ peut être totalement attaqué. Dans ces conditions, il est préférable d'utiliser des masques en nitrure de silicium.

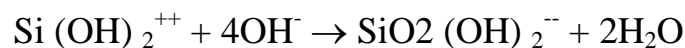
2.2 Gravure anisotrope :

Contrairement aux procédés de gravure humide isotropes avec HF par exemple, les gravures anisotropes permettent de contrôler, avec précision, les dimensions des structures micro usinées. Ce type de gravure est généralement réalisé dans des solutions aqueuses anisotropes.

Les solutions de gravure du silicium présentant un caractère anisotrope sont des hydroxydes : KOH, NaOH, CsOH, RbOH, NH₄OH, TMAH. Pour cette dernière, la réaction se déroulant est alors l'oxydation du silicium par les hydroxydes pour former un silicate [27]:



Les silicates réagissent ensuite avec les hydroxydes pour former un complexe soluble dans l'eau :



Les solutions les plus souvent utilisées dans la gravure anisotropie du silicium sont l'hydroxyde de potassium (KOH), qui offre une très grande anisotropie mais possède l'inconvénient d'être peu sélectif envers l'aluminium ce qui pose des problèmes quant aux plots de connexions dans les technologies CMOS. De plus la présence d'ions potassium qui sont des polluants des circuits CMOS est extrêmement gênante pour la compatibilité avec les procédés microélectroniques. Les vitesses de gravure typiques du silicium dans une solution KOH à 80°C sont de 1 µm.mn⁻¹ et de 20 Å.mn⁻¹ pour l'oxyde de silicium.

La seconde solution de gravure anisotropie du silicium est l'éthylène diamine pyrocathécol (EDP) qui bien qu'offrant de meilleures caractéristiques de sélectivité reste peu employée du fait de sa très haute toxicité et de son interdiction en salles blanches.

Dans ce type de gravure, la vitesse d'attaque des plans (100) est de l'ordre de 100 fois celle des plans (111) (Figure 5.5). L'explication généralement donnée de l'anisotropie est que la vitesse de gravure pour un plan donné est déterminée par la densité d'atomes dans ce plan et par le nombre de liaisons Si-Si exposées à la solution ou restant à l'intérieur du matériau. On peut donc réaliser des cavités de formes diverses dont les faces sont délimitées par les plans cristallographiques (100) et (111).

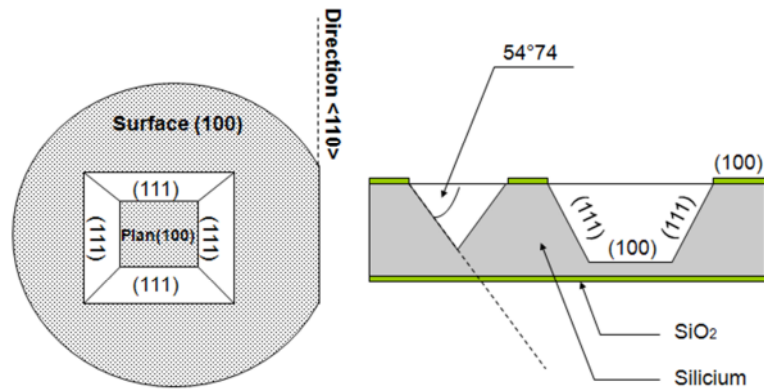


Figure 5.5: Exemple de cavité obtenue par gravure anisotrope.

II.2.1 Micro-usinage en surface :

Le micro-usinage en surface (Surface micromachining) est la technique de gravure sélective consistant à enlever sélectivement une des couches pré-déposée appelée couche sacrificielle.

Une illustration de cette gravure est donnée sur la figure (5.6). Le principe consiste d'abord à déposer sur le substrat une couche sacrificielle qui sera enlevée par la suite. Une couche de matériau destinée à la réalisation de la partie mécanique, appelée couche structurelle, est ensuite déposée sur la couche sacrificielle. Finalement la couche sacrificielle est enlevée par micro-gravure pour laisser la partie mécanique suspendue. La couche sacrificielle est choisie en fonction de la couche qui constituera la structure mécanique [17].

Le facteur important est la disponibilité d'une solution de gravure pouvant supprimer la couche sacrificielle sans attaquer la couche servant à la structure mécanique et/ou le substrat. La combinaison couramment utilisée est une couche sacrificielle en oxyde associée à une couche de poly-silicium comme structure mécanique.

Cette technique est utilisée pour la production de nombreux MEMS. Les capteurs ainsi obtenus sont le plus souvent basés sur la détection capacitive. La structure obtenue est insensible aux variations de température. Cette technique permet l'utilisation d'une électronique intégrée monolithique.

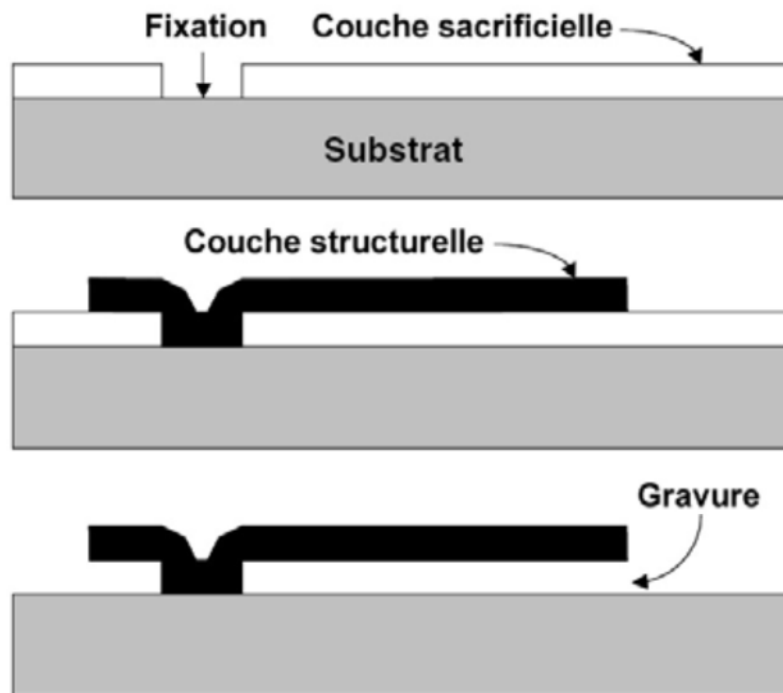


Figure 5.6 : Principe de la gravure en surface.

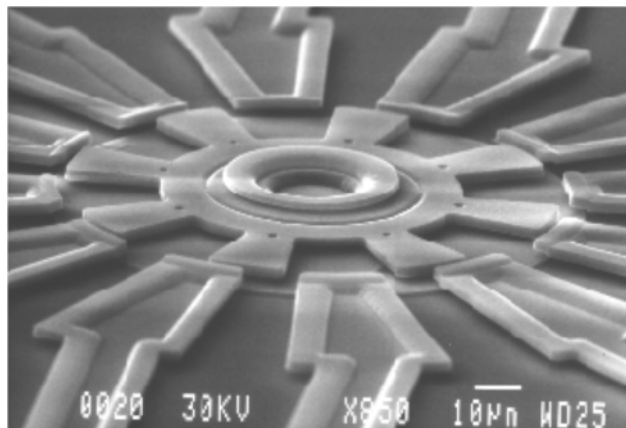


Figure 5.7 : Exemple de structure micro-usinée par gravure en surface (micromoteur, source SANDIA National Labs). [17]

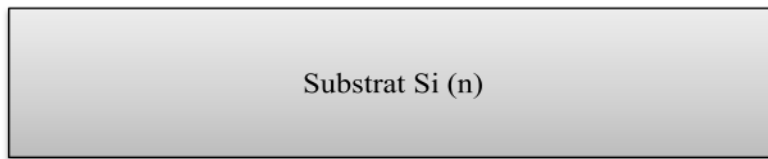
III. Les principales étapes technologiques de réalisation des accéléromètres :

III.1 Accéléromètre uniaxial :

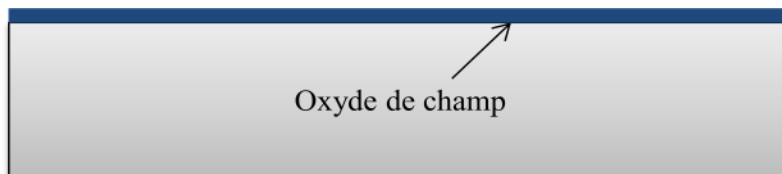
Dans cette partie, nous allons proposer un processus technologique permettant la réalisation d'un accéléromètre uniaxial. Les étapes technologiques sont représentées ci-dessous.

■ Si ■ Oxyde de champ ■ Nitrure ■ Résine ■ Polysilicium ■ Oxyde de contact ■ Métal ■ Oxyde de Via ■ Oxyde SiO₂ ■ Phosphore.

1. Préparation et nettoyage du substrat.



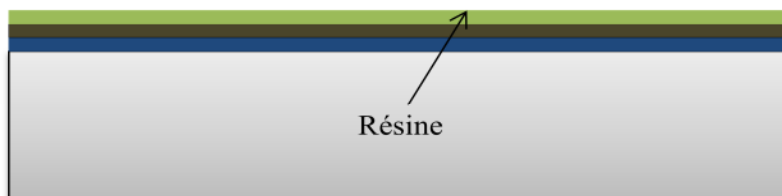
2. Oxydation de la face avant de la plaquette par un oxyde de champ.



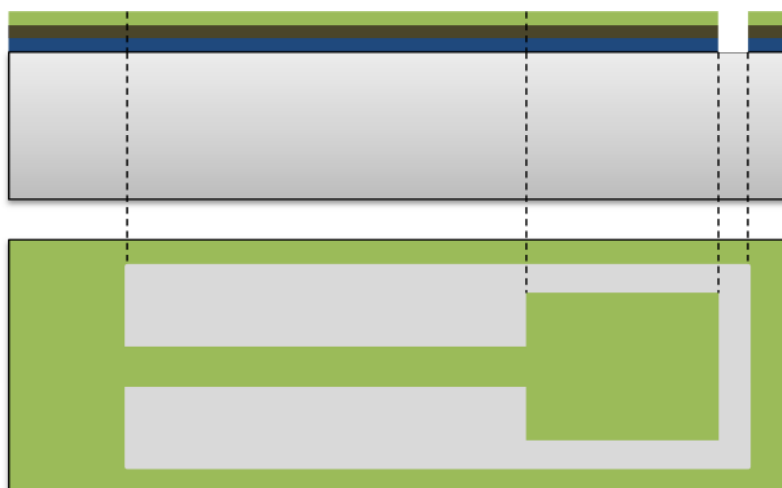
3. Nitruration de la face avant.



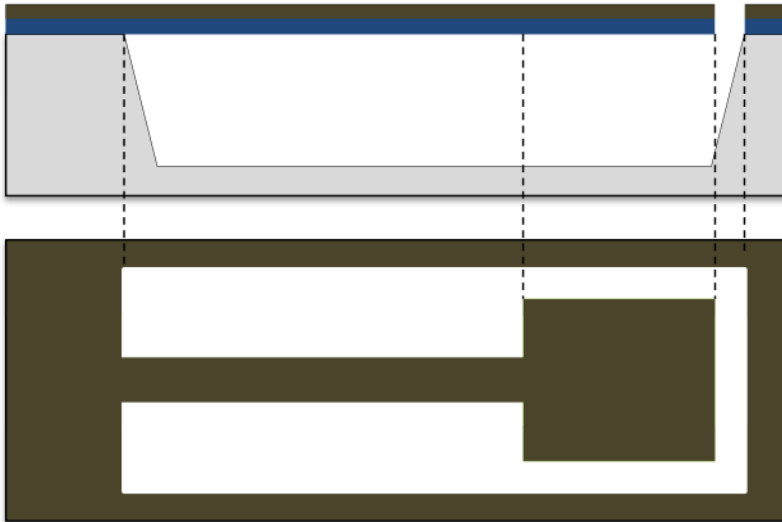
4. Application de la résine sur la couche de nitrure.



5. Sensibilisation de la résine et gravure du masque de nitrure pour créer l'ouverture d'attaque du silicium.



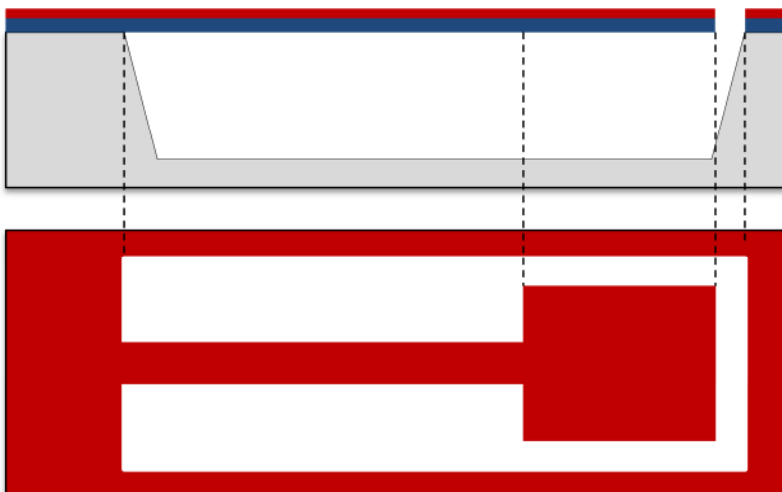
6. Micro-usinage anisotropie du silicium pour créer le micro-levier en forme de « T ».



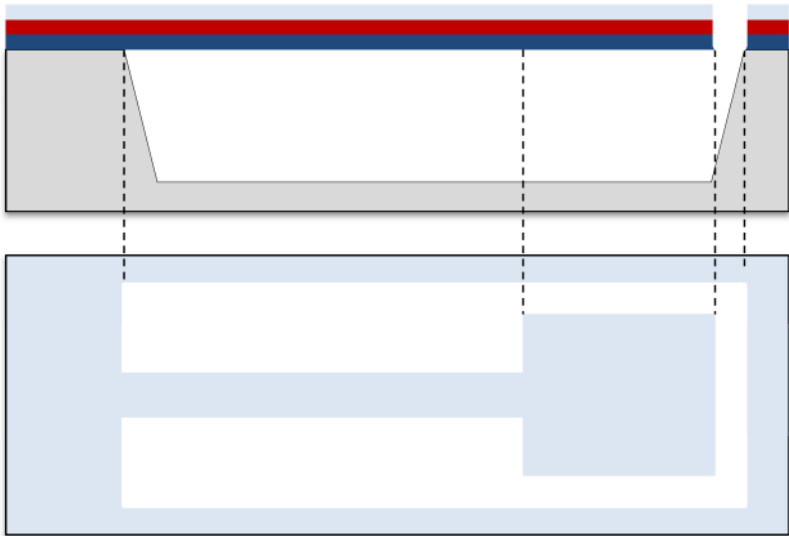
7. Elimination du masque de nitrure.



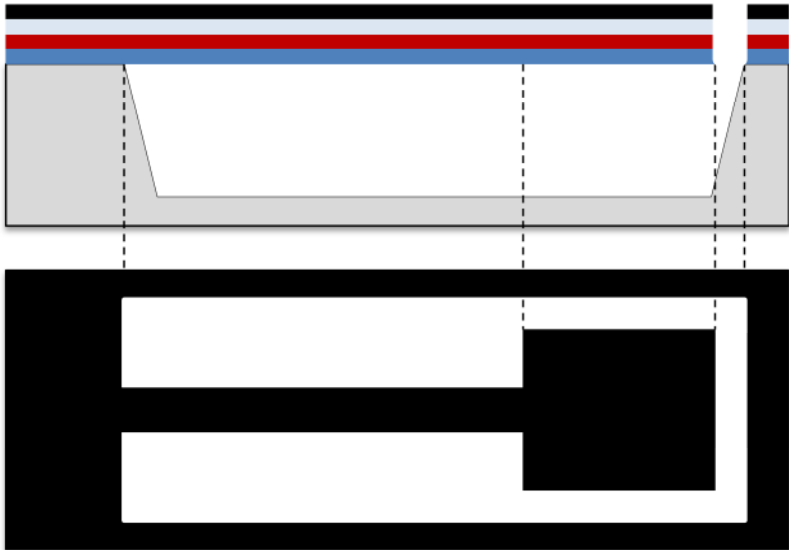
8. Application par dépôt d'une couche en polysilicium.



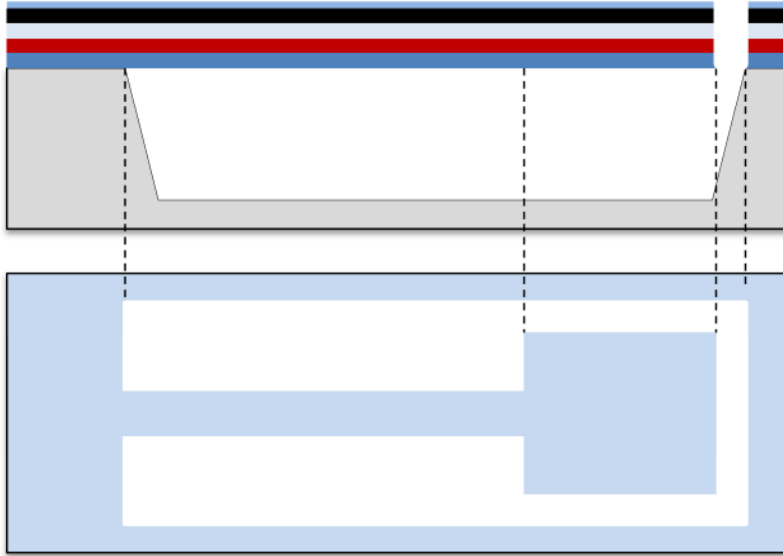
9. Dépôt d'une couche d'oxyde de contact.



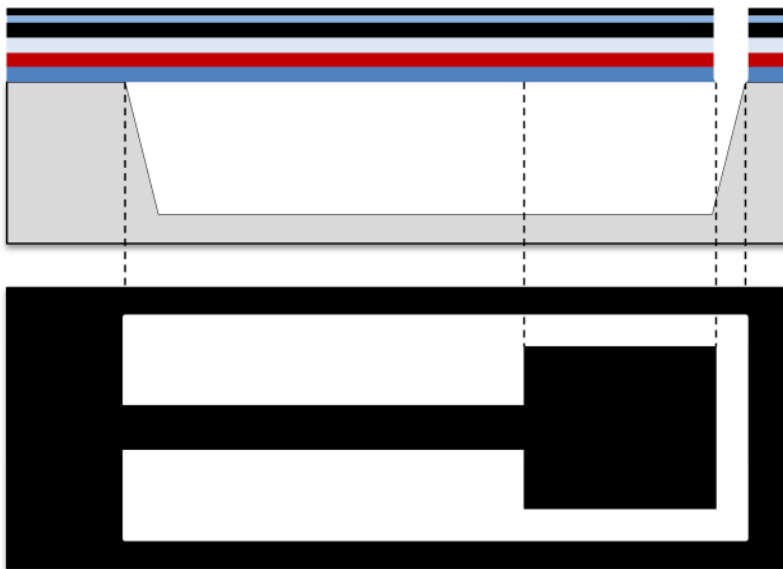
10. Première métallisation par dépôt d'une couche d'aluminium pour les contacts et interconnexions de partie conditionneur.



11. Dépôt d'une couche d'oxyde de Via.



12. Deuxième métallisation par dépôt pour assurer la connexion entre les différentes parties.



13. Oxydation de la face avant.



14. Application de la résine de la face avant et sensibilisation du masque pour faire les ouvertures des piézorésistances.



15. Création des jauges de contrainte au niveau de l'encastrement et les résistances de référence par implantation ionique.



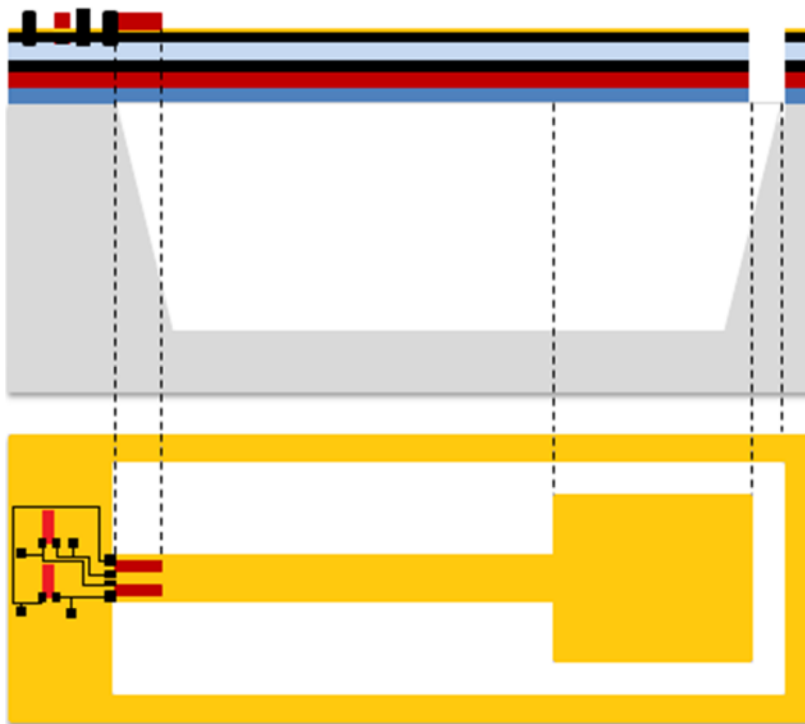
16. Métallisation de la face avant et application de la résine.



17. Sensibilisation de la résine et gravure du métal pour créer les contacts et les interconnexions.



18. Nettoyage final.



17. Dépôt d'une couche de passivation pour la protection.

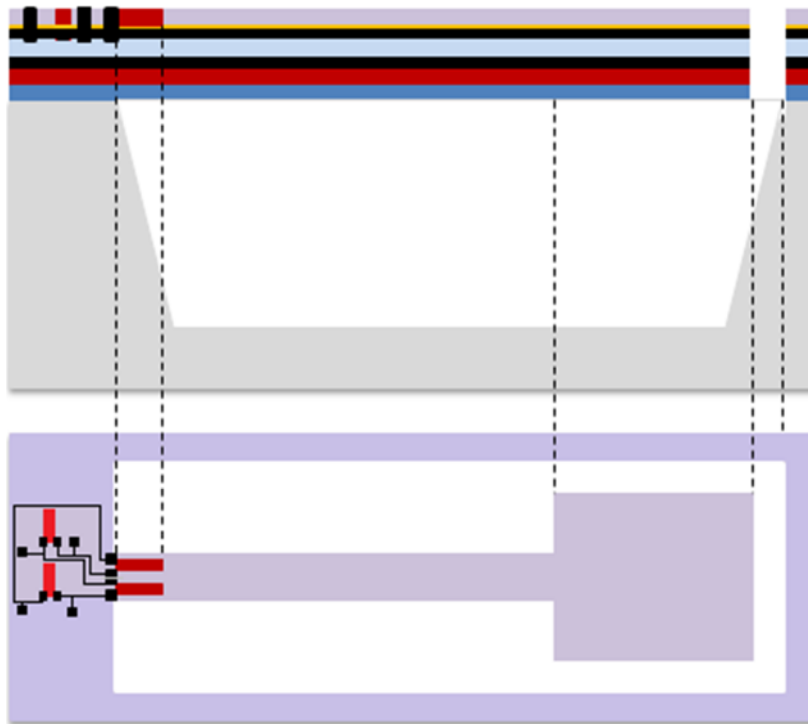
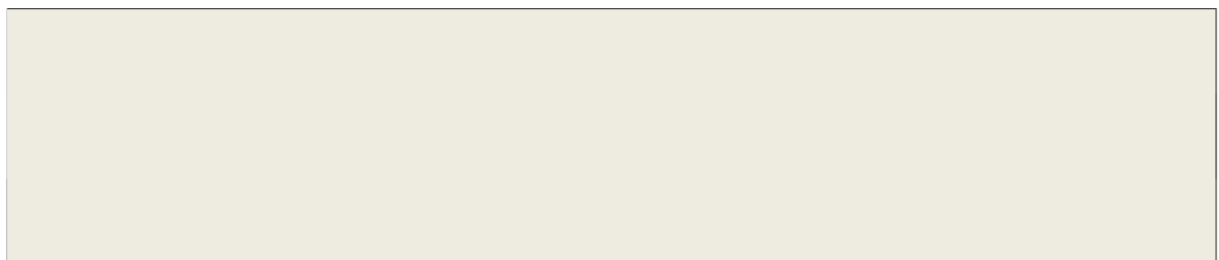


Figure 5.8: Séquences des principales étapes technologiques pour la réalisation d'un accéléromètre uniaxial.

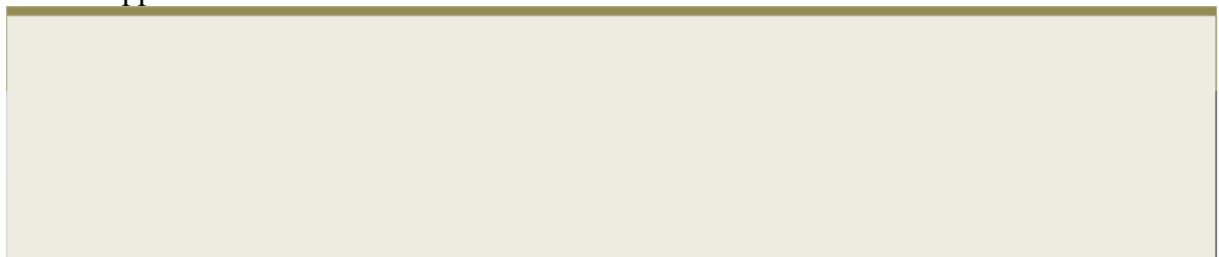
III.2 Accéléromètre triaxial :

Dans cette partie, nous allons proposer un processus technologique permettant la réalisation d'un accéléromètre triaxial. Les étapes technologiques sont représentées ci-dessous.

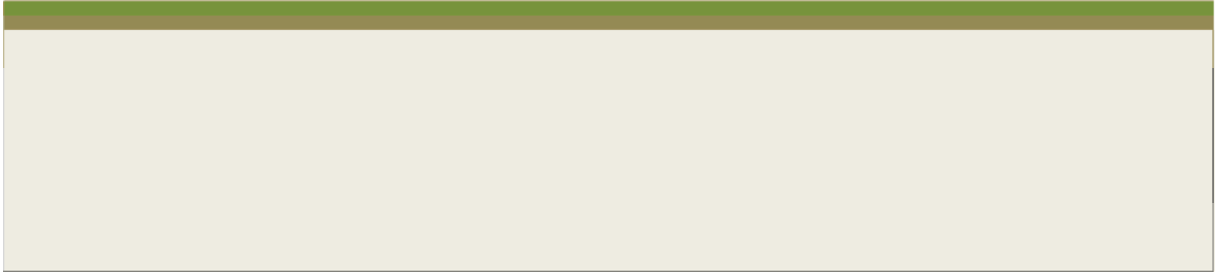
1. Préparation et nettoyage du substrat.



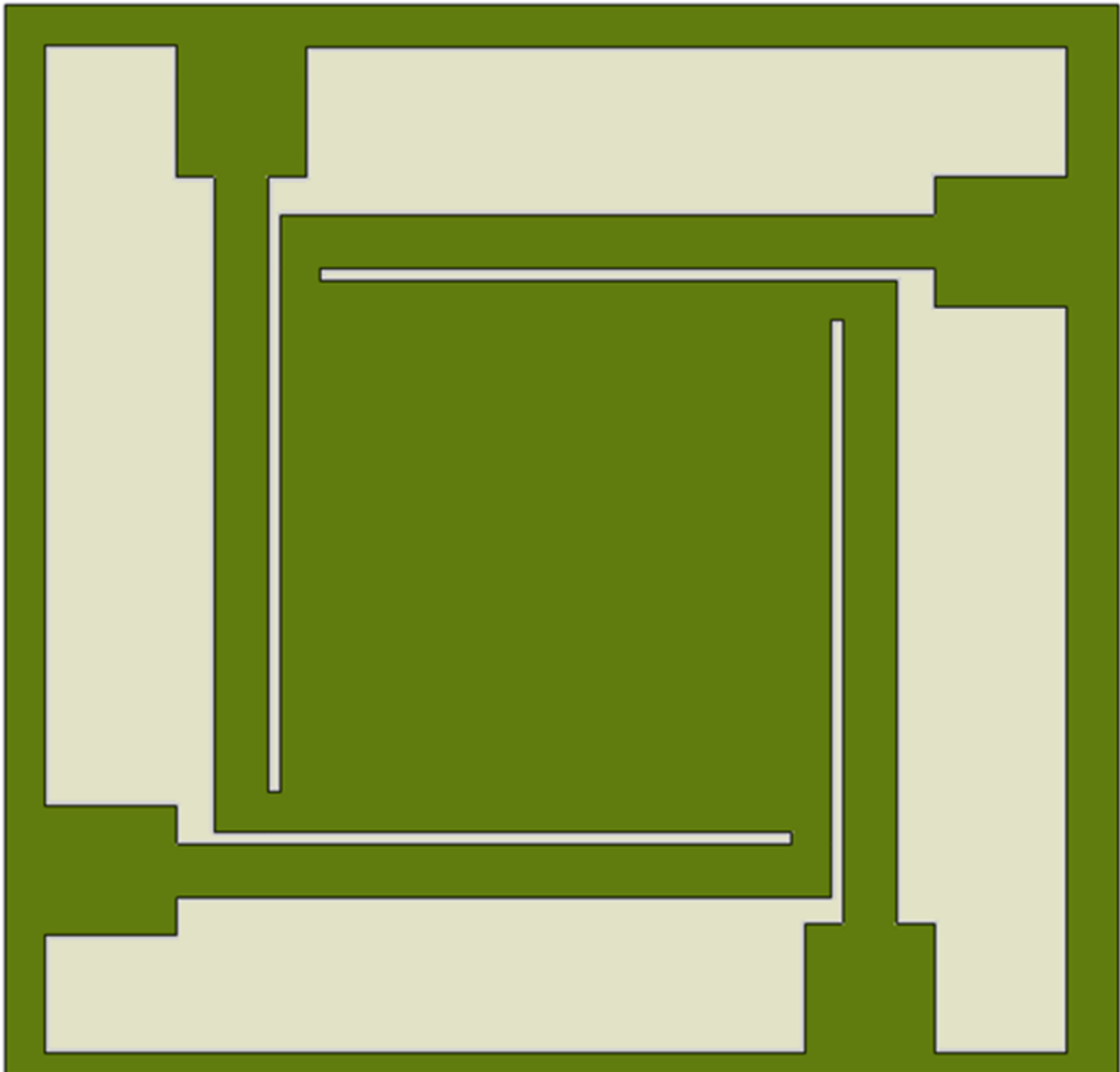
2. Application d'une couche de nitrure de la face avant.



3. Application de la résine.



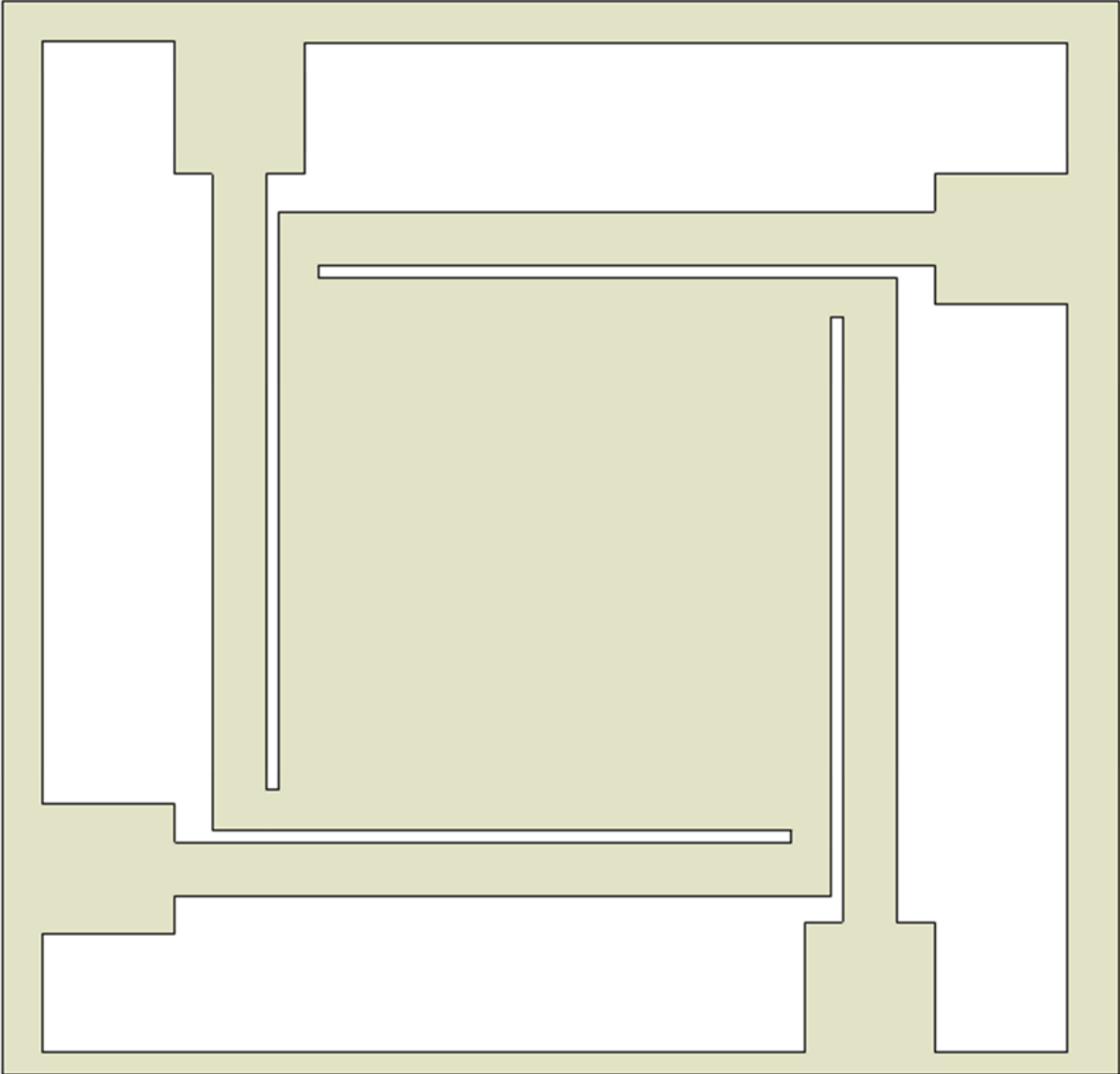
4. Sensibilisation de la résine et gravure du masque de nitrure pour créer l'ouverture d'attaque du silicium.



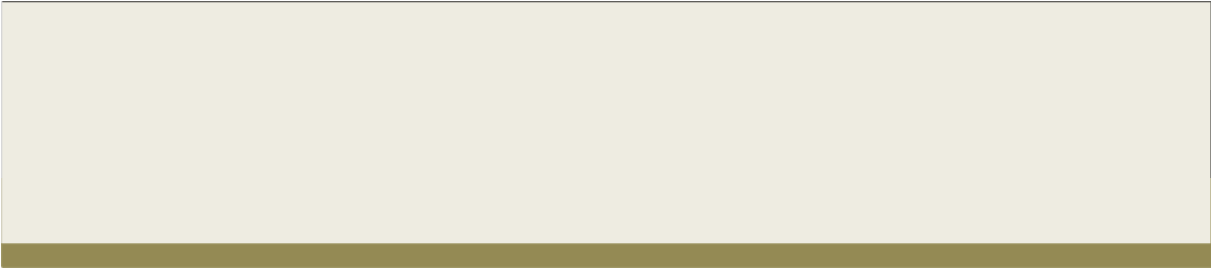
- 5. Gravure anisotropie de la face avant pour atteindre l'épaisseur de la masse sismique et les blocs d'encastrement.



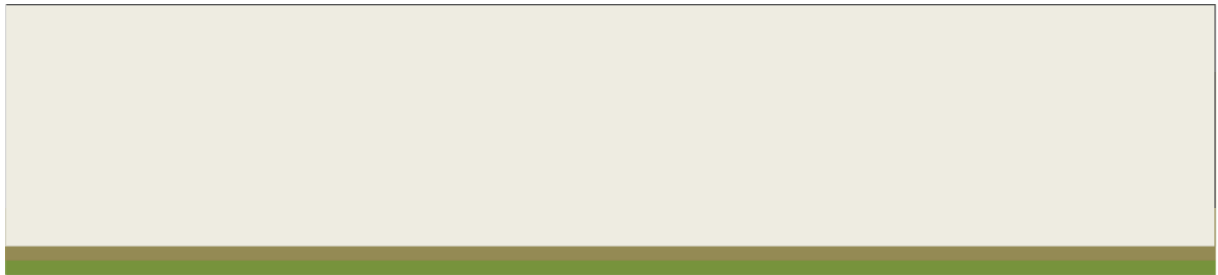
6. Elimination du masque de nitrure.



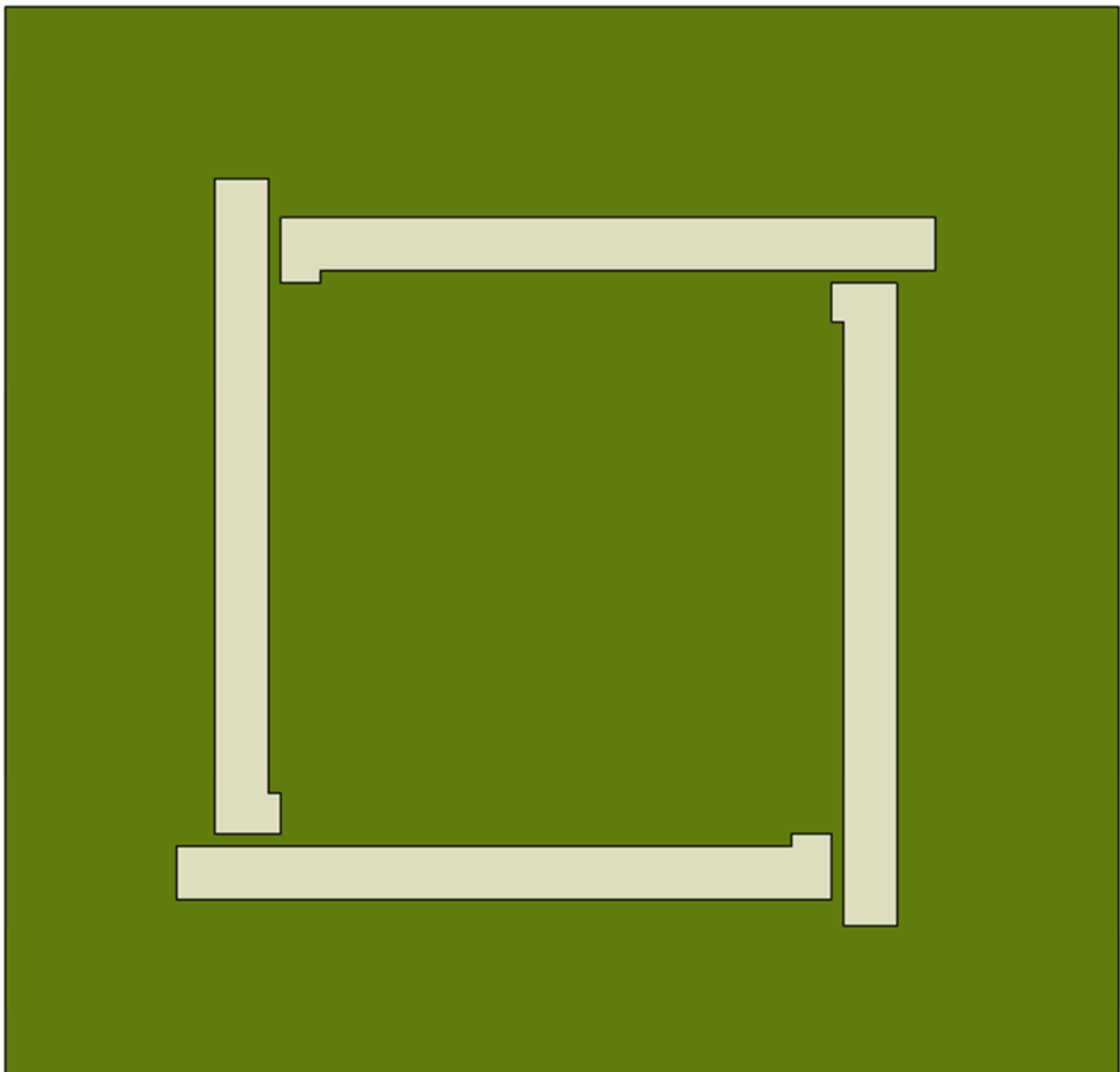
7. Application d'une couche de nitrure de la face arrière.



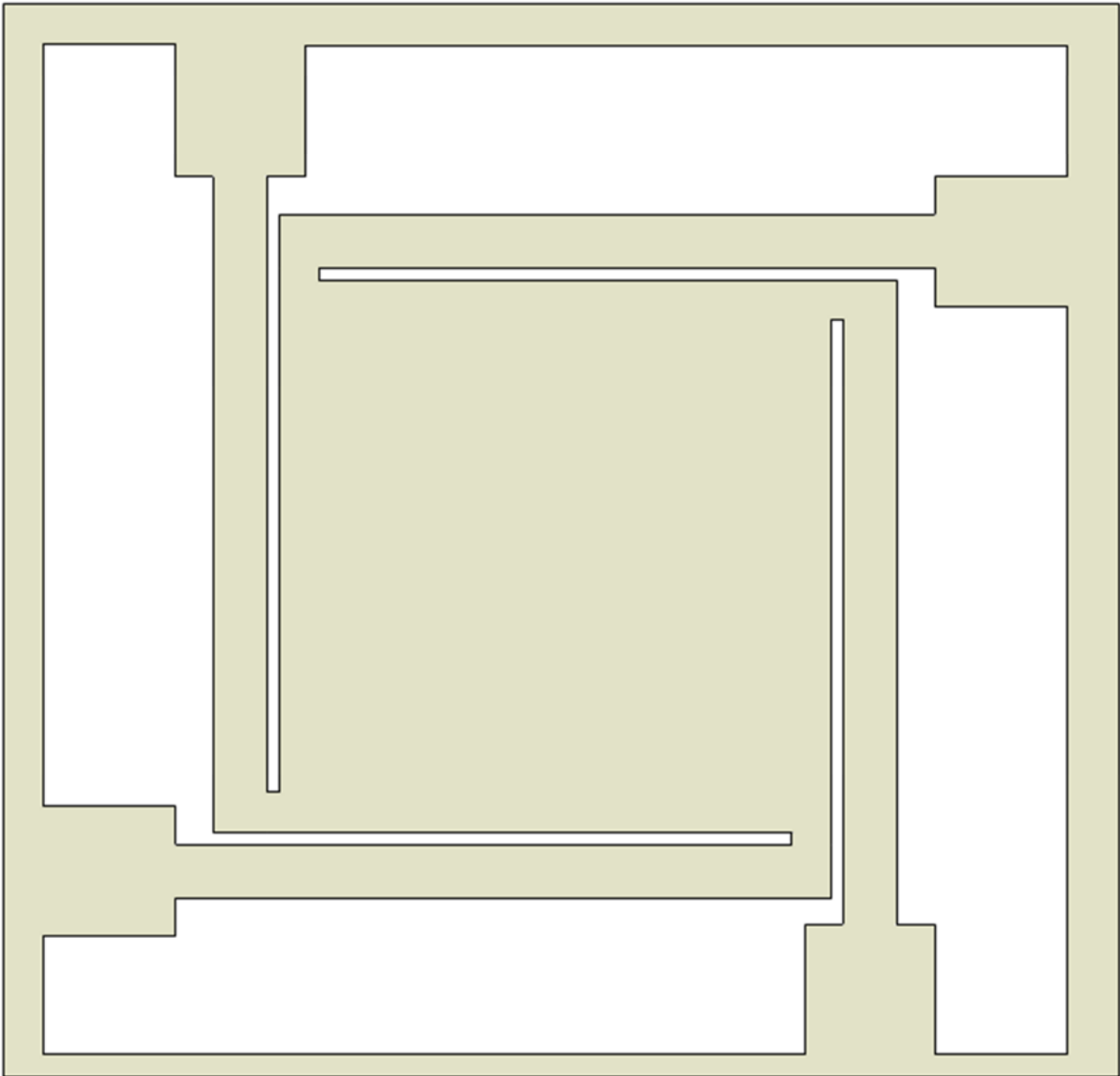
8. Application de la résine.



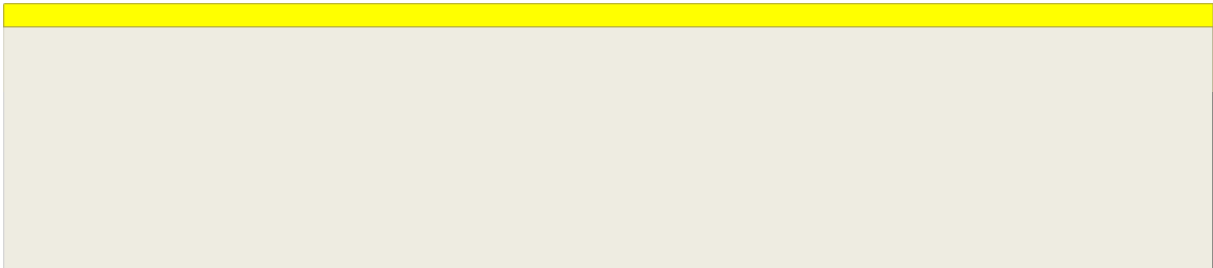
9. Sensibilisation de la résine et gravure du masque de nitrure pour créer l'ouverture d'attaque du silicium.



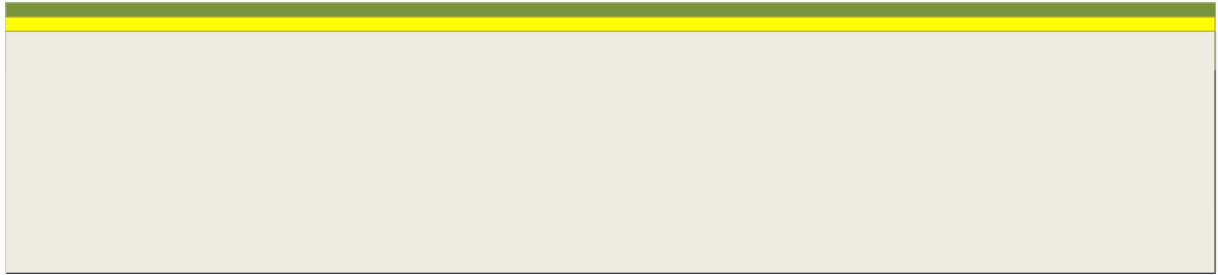
10. Gravure anisotropie de la face arrière pour atteindre l'épaisseur des micro-poutres.



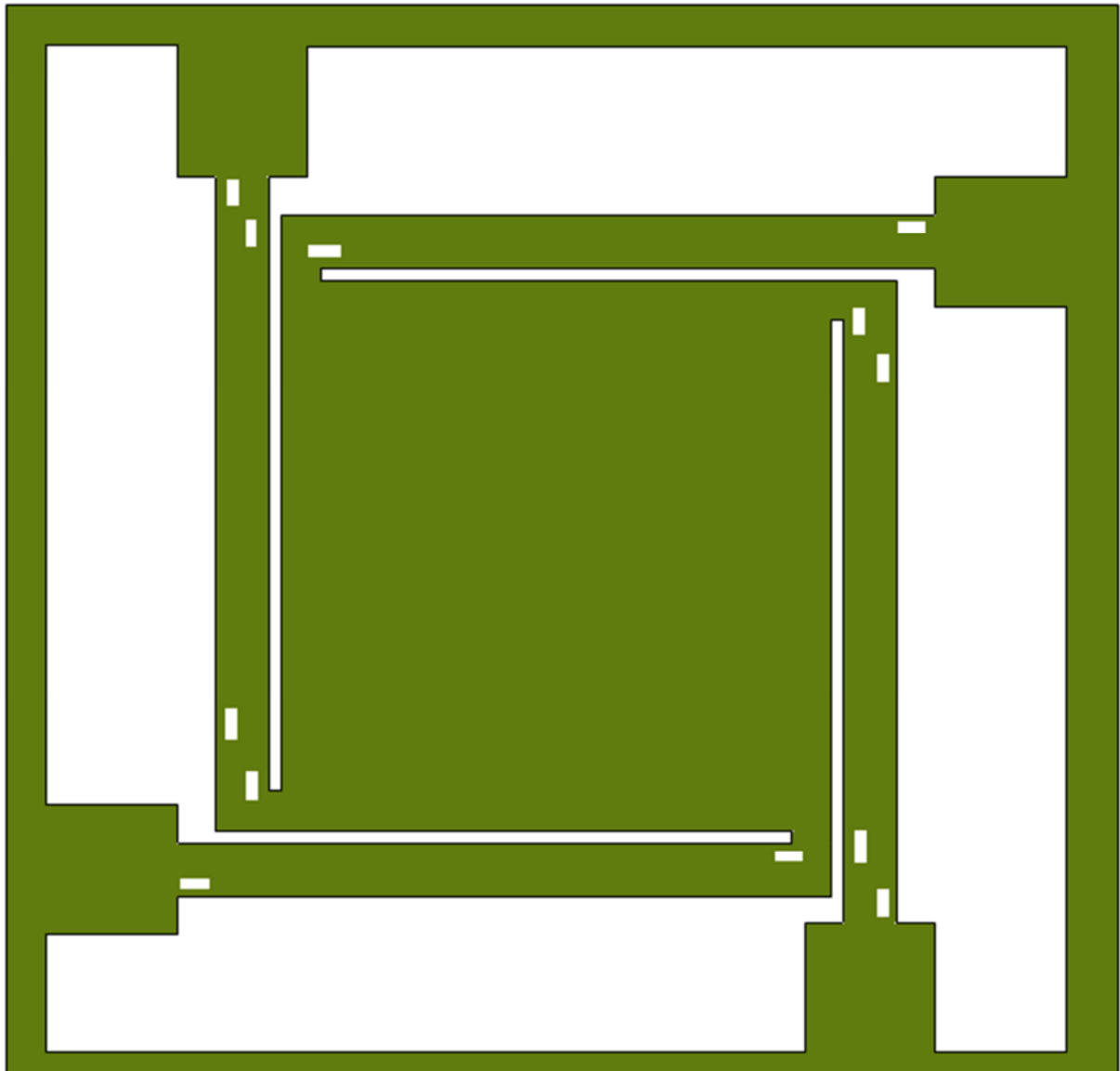
11. Oxydation de la face avant.



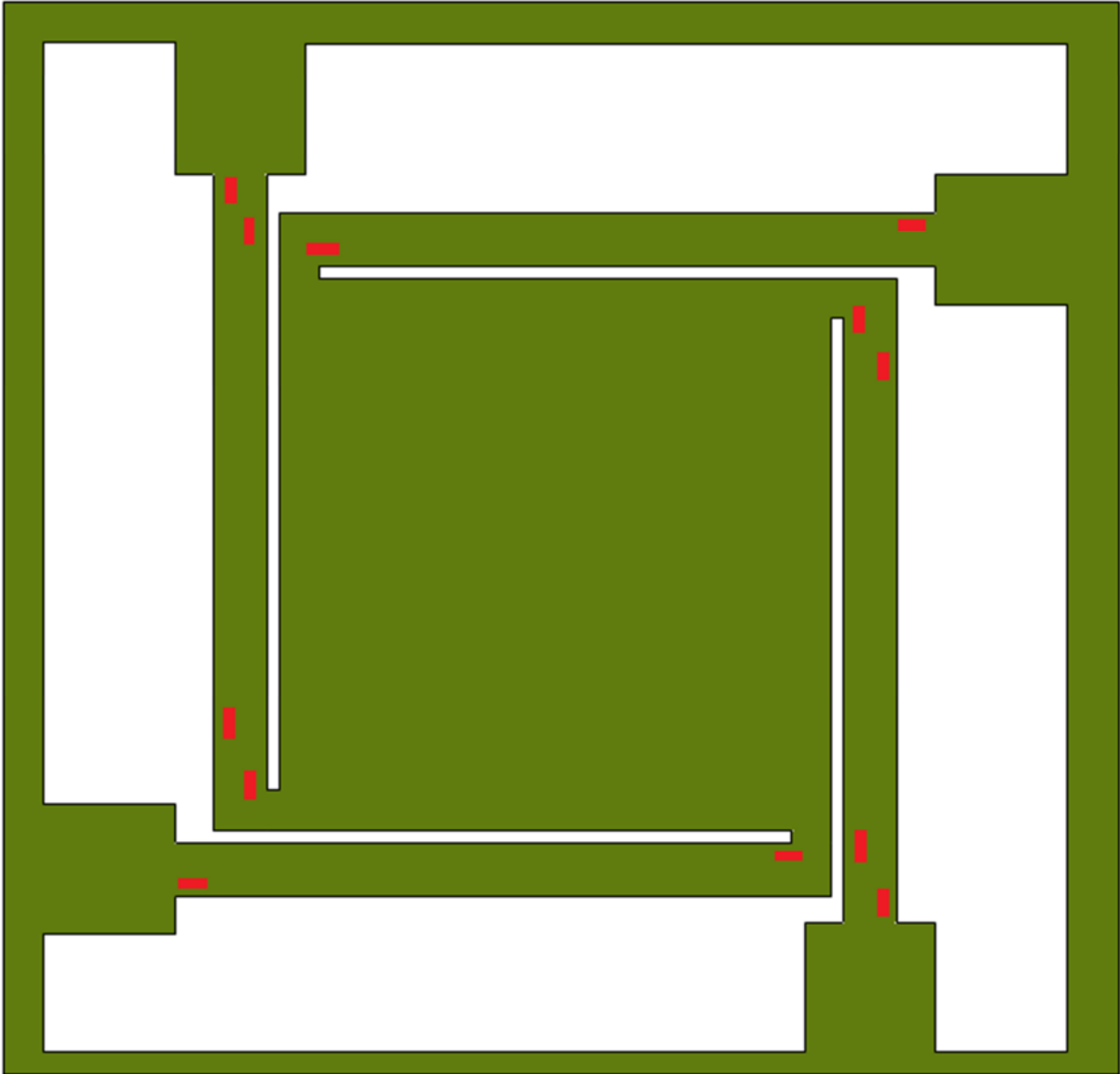
12. Application de la résine sur la couche dioxyde.



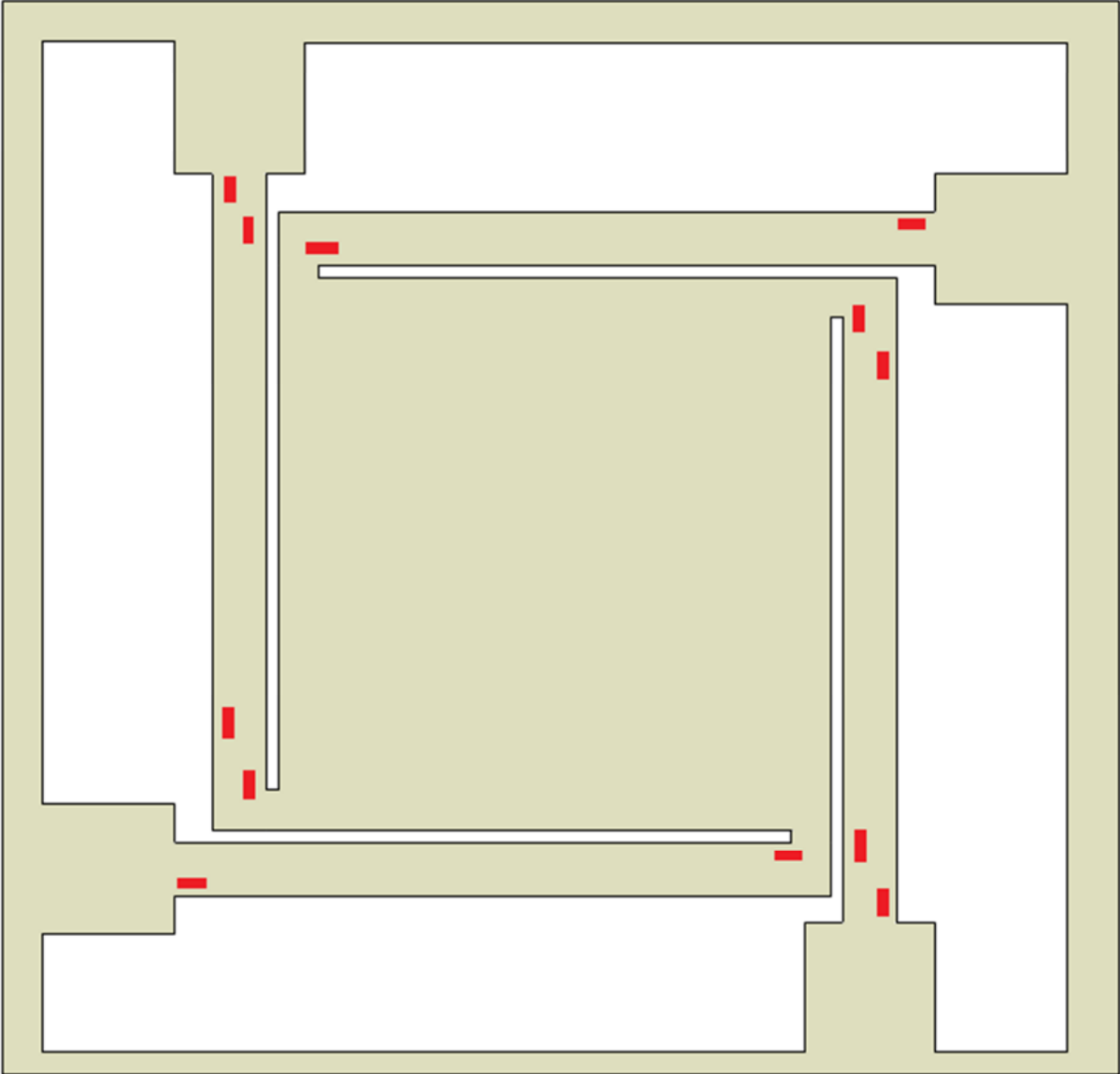
13. Sensibilisation de la résine et gravure du SiO₂ pour les ouvertures des piézorésistances.



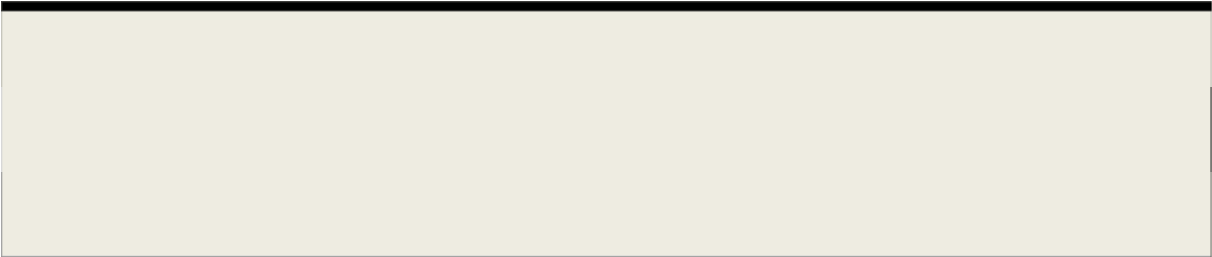
14. Création de piézorésistances par implantation ionique.



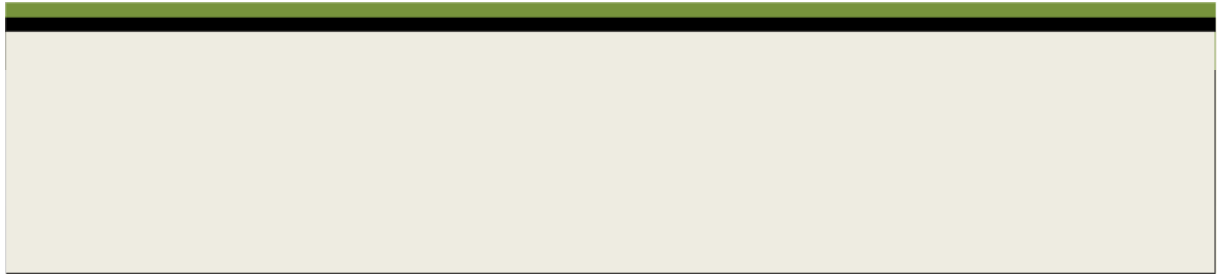
15. Elimination du dioxyde.



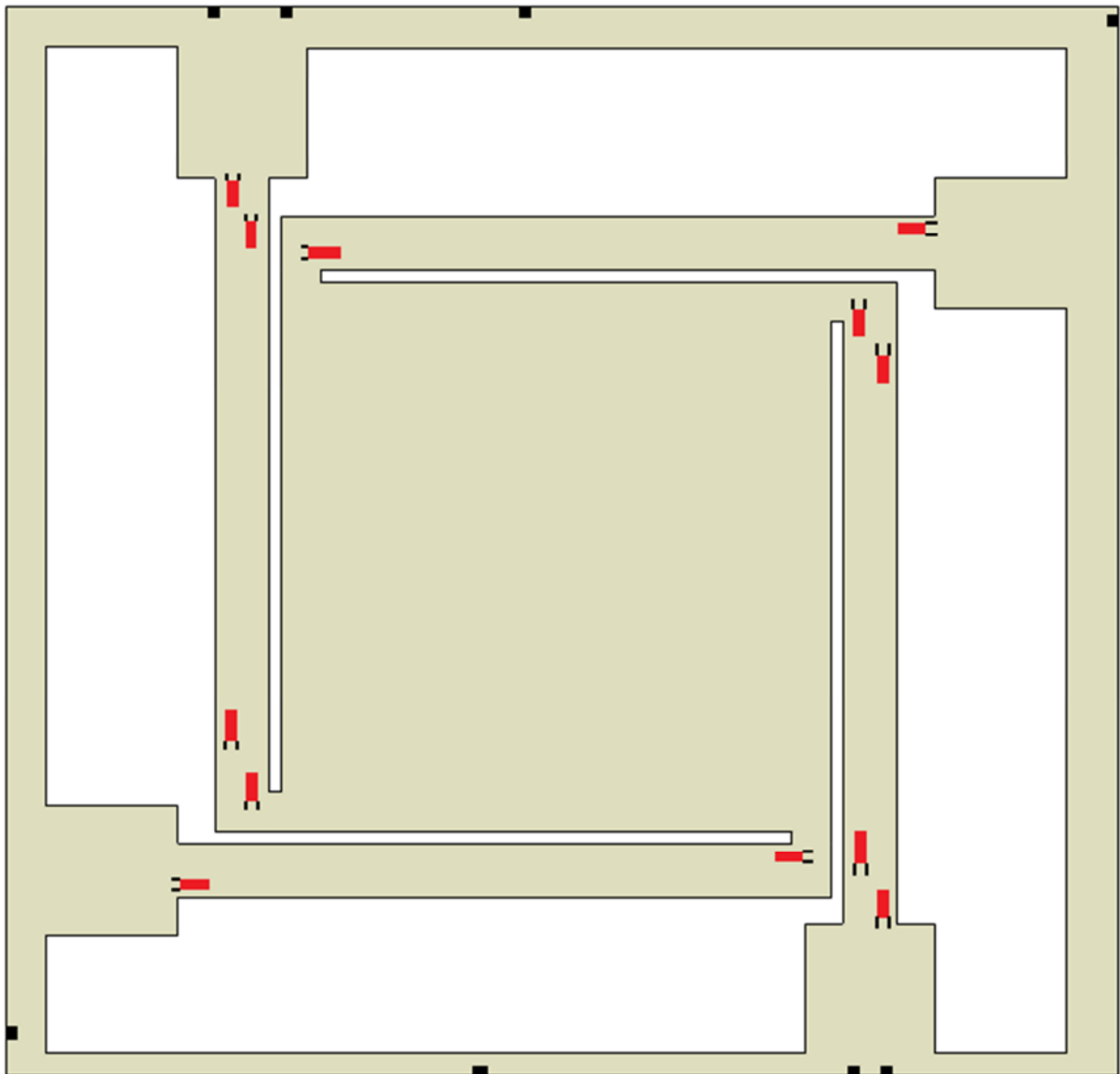
16. Métallisation par dépôt d'une couche d'aluminium de la face avant.



17. Application de la résine.



18. Sensibilisation de la résine et gravure du métal pour créer les contacts



Par la suite, on doit passer par plusieurs niveaux de métallisation pour éviter les intersections entre les lignes d'interconnexions qui sont indiquées par des cercles bleus.

19. Etape technologique finale avec les circuits du pont de Wheatstone de chaque composante d'accélération.

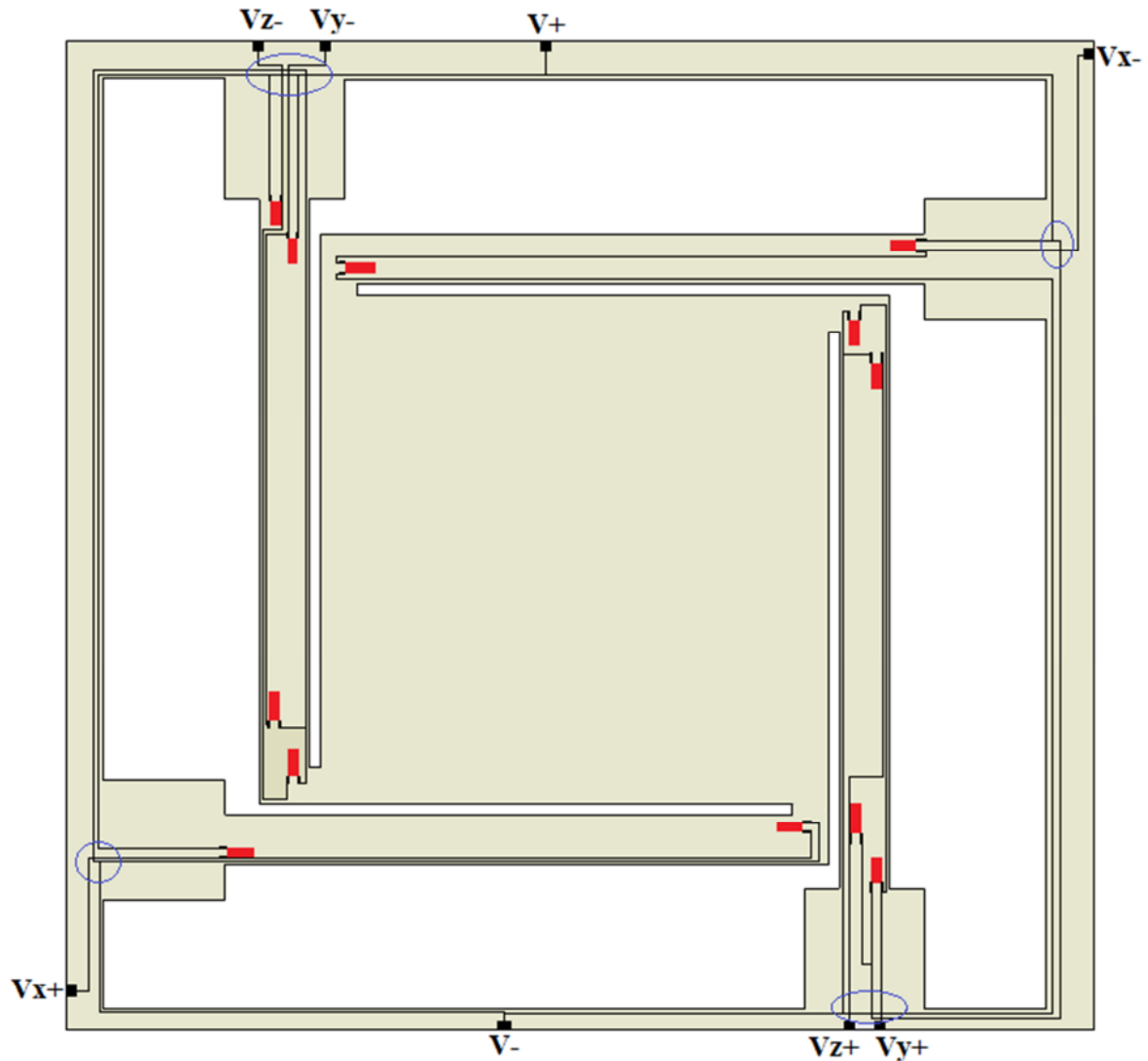


Figure 5.9: Séquences des principales étapes technologiques pour la réalisation d'un accéléromètre triaxial.

Conclusion générale

Conclusion générale :

La technologie des microsystèmes monolithiques faibles coûts intégrée à la technologie CMOS permet de libérer des structures mécaniques permettant de réaliser des microcapteurs. Cette technologie est disponible et facilement accessible aux concepteurs de systèmes intégrés. Elle permet d'associer sur un même substrat un capteur et son électronique de traitement. Les principaux avantages sont alors :

- Diminution du bruit et donc augmentation de la résolution grâce à une électronique adéquate.
- Diminution des coûts liés à la fabrication collective,
- Réalisation des capteurs intelligents...

L'objectif de cette thèse a consisté à faire la synthèse des accéléromètres microélectroniques en utilisant la technologie MEMS qui ont été conçus et réalisés et de choisir l'accéléromètre répondant aux besoins. Le travail consistait également, dans une première étape, à modéliser le comportement des accéléromètres et à déterminer, dans une seconde étape, leurs réponses statiques ainsi que leurs limites physiques.

Après un état de l'art sur la recherche bibliographie des MEMS, leurs applications et les différents types de transductions MEMS utilisés pour la mesure de l'accélération, nous avons retenu une technique compatible avec la technologie CMOS-FSBM. Ceci a été fait pour des raisons de simplicité et de linéarité de la réponse.

Dans le deuxième chapitre, nous avons fait une étude théorique de la piézorésistivité avec une présentation des modèles de jauges piézorésistives en silicium monocristallin et en polycristallin. 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 conduit à rechercher l'expression des contraintes mécaniques dans la structure soumise à l'action d'une force ponctuelle appliquée aux milieux de la masse sismique.

Dans le troisième chapitre, l'objectif a été la mesure de l'accélération verticale par la détection piézorésistive. Il s'agit de mesurer la déformation d'une poutre au bout duquel est fixée une masse, par les variations de résistances de jauges de contraintes logées à l'encastrement.

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation du micro-levier "T-Shape". Cette modélisation s'appuie sur un ensemble de résultats théoriques énoncés dans le cadre de la physique des semiconducteurs, de la résistance des matériaux et de la mécanique.

Dans une première partie, nous avons établi les relations qui décrivent le comportement mécanique et électromécanique du micro levier dans les domaines statique et dynamique. En dynamique, nous avons supposé que la structure pouvait être modélisée par un système mécanique linéaire du second ordre de type Masse-Ressort-Amortisseur. Une modélisation des micro-poutres composites a alors été présentée. Cette modélisation permet de calculer l'expression de la constante de raideur, le fléchissement théorique et le moment fléchissant de notre structure qui sont les paramètres de la partie mécanique dans le cas d'un chargement ponctuel et distribué. Elle conduit également à l'expression de la déformation de la micro-poutre et fait le lien avec la partie électromécanique des jauges. On a montré que l'on

peut rassembler sous un seul paramètre (β) les différents paramètres technologiques qui apparaissent dans la partie mécanique statique et dans la partie électromécanique. Ce paramètre qui traduit la sensibilité dans la transformation électromécanique est relativement facile à extraire.

Nous avons déduit que la sensibilité de notre capteur dépend d'une part des paramètres géométriques de la structure (longueur L , largeur l et épaisseur ep), et d'autre part, des paramètres physiques du matériau utilisé (module d'Young, coefficient de Poisson et densité volumique). Pour améliorer la sensibilité, deux solutions sont proposées :

- En augmentant la masse sismique (augmenter l'épaisseur et la largeur) ou.
- En augmentant le niveau de contrainte dans les jauges piézorésistives, c'est-à-dire en diminuant la raideur de la poutre (augmenter la longueur et diminuer l'épaisseur et la largeur).

Deux modèles de chargement ont été proposés. Dans le premier modèle, nous avons supposé que la charge est entièrement appliquée au centre de la masse sismique. Dans le second modèle, nous avons supposé que la charge est distribuée sur toute la structure. Nous avons validé le premier modèle de chargement par simulation par éléments finis sous ANSYS. Les résultats obtenus sont comparables aux résultats théoriques. Le tracé graphique a montré que la sensibilité à l'accélération est parfaitement linéaire.

Dans la partie électrique, nous avons proposé un conditionneur électronique pour la transformation de la déformation de la structure causée par l'accélération en un signal électrique. Ce circuit est composé d'un pont de Wheatstone à deux jauges de contraintes. Une analyse par éléments finis sous ANSYS de la répartition des contraintes nous a permis d'étudier la sensibilité hors axes, de calculer et tracer la tension de sortie en fonction de l'accélération. Pour éviter les effets des bruits au niveau de l'alimentation du conditionneur, nous avons proposé une méthode permettant l'amélioration de la rejection du bruit d'alimentation (PSRR). Le circuit présenté met en œuvre un principe de contre-réaction pour contrôler des transistors utilisés en résistance variable dans le pont de Wheatstone. Ceci permet une compensation de l'offset généré par le désappariement des résistances et d'améliorer la résolution du système.

Nous savons que l'accélération est une grandeur vectorielle. Pour avoir une information exacte sur le mouvement, les accéléromètres triaxiaux sont donc nécessaires. Dans le chapitre quatre, une étude préliminaire d'un accéléromètre triaxial a enfin été menée à partir de la structure d'accéléromètre uniaxial. Une solution a été proposée. La structure est constituée d'une masse sismique lourde suspendue par quatre micro-poutres. Ce chapitre expose la conception et la simulation de cet accéléromètre triaxial basé sur la technologie des MEMS avec une sensibilité uniforme. L'effet piézorésistif a été utilisé comme principe de détection du capteur. L'aspect le plus important de l'analyse par éléments finis sous ANSYS dans notre processus de conception est l'analyse de la répartition des contraintes dans les quatre micro-poutres. L'analyse des contraintes a été effectuée afin de déterminer l'emplacement optimal des piézorésistances dopées sur ces micro-poutres, de calculer la sensibilité et vérifier la linéarité. L'accéléromètre triaxial miniature avec une sensibilité uniforme devrait être utilisé dans certaines applications biomédicales telles que la reconnaissance gestuelle (langage de signes) ou le système de suivi des patients.

Les perspectives pour ce travail de recherche sont assez nombreuses, étant donné que le thème des microsystèmes se compose d'un sujet multidisciplinaire assez vaste.

Concernant l'accéléromètre uniaxial, la structure proposée est une structure simple et a une masse peu légère. Donc pour améliorer la sensibilité de cette structure nous proposons

d'augmenter la masse du corps d'épreuve en utilisant l'espace maximum offert par la cavité. Le plateau qui était carré, prend alors une forme de flèche "Arrow-Shape" (figure 2).

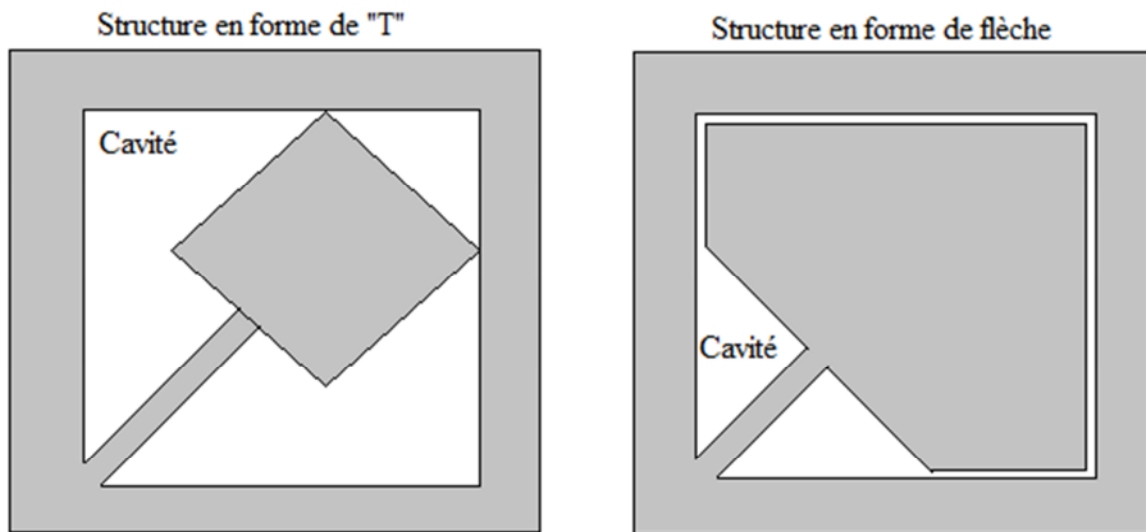


Figure 1: Augmentation de la masse sismique.

Une structure proposée présente deux avantages : l'amélioration de la sensibilité et assurer l'équilibre de la structure en ajoutant un deuxième micro-levier. La structure devient alors composée de deux micro-leviers retenant la masse sismique en forme de flèche (figure 2).

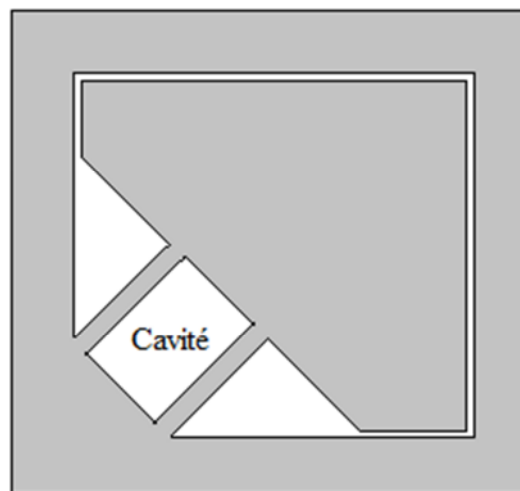


Figure 2 : Augmentation de la masse sismique et amélioration de l'équilibre.

Une perspective pour cette thèse, c'est l'étude de l'influence de la température au niveau des jauges sur le capteur et la conception d'un amplificateur faible bruit capable de capturer la tension induite, dans la zone des μV , et le développement de l'électronique associée pour un fonctionnement correct d'accéléromètre.

Annexes

Annexe A : Cosinus directeurs de la transformation d'axes.

On définit initialement un repère orthonormé (Oxyz) dont les axes sont liés aux directions [100] du cristal de silicium. Pour pouvoir se placer dans n'importe quel plan et direction cristallographique, on fait subir à notre repère une série de rotations autour de ses axes.

Les séries de rotations sont définies comme suite :

1. Une rotation d'un angle θ autour de l'axe (Oy) dont la matrice de rotation est donnée comme suite.

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ 0 & -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

2. Une rotation d'un angle φ autour de l'axe (Oz) dont la matrice de rotation est donnée comme suite.

$$\begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & 0 \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

3. Une deuxième rotation d'un angle ψ autour de l'axe (Oz) qui permet de se placer dans la direction cristallographique souhaitée. Les deux premières rotations nous permettent de se trouver le plan souhaité.

La matrice de transformation globale est une superposition (multiplication) des trois matrices de rotation :

$$\begin{pmatrix} c(\varphi)c(\theta)c(\psi) - s(\varphi)s(\psi) & s(\varphi)c(\theta)c(\psi) + c(\varphi)s(\psi) & -c(\psi)s(\theta) \\ c(\varphi)c(\theta)s(\psi) - s(\varphi)c(\psi) & c(\varphi)c(\psi) - s(\varphi)c(\theta)s(\psi) & +s(\psi)s(\theta) \\ c(\varphi)s(\theta) & s(\varphi)s(\theta) & c(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Les coordonnées du point dans le nouveau repère (Ox'y'z') s'obtiennent par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{31} \\ a_{12} & a_{22} & a_{32} \\ a_{13} & a_{23} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Où

$$a_{11} = l_1 = c(\varphi)c(\theta)c(\psi) - s(\varphi)s(\psi)$$

$$a_{12} = l_2 = c(\varphi)c(\theta)s(\psi) - s(\varphi)c(\psi)$$

$$a_{13} = l_3 = c(\varphi)s(\theta)$$

$$a_{21} = m_1 = s(\varphi)c(\theta)c(\psi) + c(\varphi)s(\psi)$$

$$a_{22} = m_2 = c(\varphi)c(\psi) - s(\varphi)c(\theta)s(\psi)$$

$$a_{23} = m_3 = s(\varphi)s(\theta)$$

$$a_{31} = n_1 = -c(\psi)s(\theta)$$

$$a_{32} = n_2 = +s(\psi)s(\theta)$$

$$a_{33} = n_3 = c(\theta)$$

Annexe B : Calcul des constantes mécaniques du Silicium.

Sachant que les modules d'Young, de Coulomb et le coefficient de Poisson se définissent respectivement, à partir des valeurs des coefficients du tenseur d'élasticité, par les relations suivantes :

$$E = \frac{1}{S'_{11}} \quad (\text{B.1})$$

$$\nu = -\frac{S'_{12}}{S'_{11}} \quad (\text{B.2})$$

$$C = -\frac{1}{S'_{44}} \quad (\text{B.3})$$

Les expressions des coefficients d'élasticités S'_{11} , S'_{12} et S'_{44} pour n'importe quelle direction cristallographique s'obtiennent par l'application de la règle de transformation tensorielle suivante :

$$S'_{ijkl} = a_{im}a_{jn}a_{ko}a_{lp}S_{mnop} \quad (\text{B.4})$$

Où S_{mnop} est le tenseur des coefficients d'élasticité exprimé dans le repère (Oxyz) lié aux directions $\langle 100 \rangle$. Du fait de la symétrie cubique du Silicium, les composantes non nulles de ce tenseur se réduisent en trois termes seulement S_{11} , S_{12} et S_{44} .

$$S'_{11} = S_{11} - 2 \left(S_{11} - S_{12} - \frac{S_{44}}{2} \right) (l_1^2 m^2 + m^2 n^2 + l_1^2 n^2) \quad (\text{B.5})$$

$$S'_{12} = S_{12} + \left(S_{11} - S_{12} - \frac{S_{44}}{2} \right) (l_1^2 l_2^2 + m^2 m^2 + n^2 n^2) \quad (\text{B.6})$$

$$S'_{44} = 2 \left(S_{11} - S_{12} - \frac{S_{44}}{2} \right) (l_3^2 l_2^2 + m^2 m^2 + n^2 n^2) \quad (\text{B.7})$$

On peut ainsi calculer les paramètres mécaniques du Si pour n'importe quelle direction et plan cristallographique.

Annexe C : Rayon de courbure R.

1. Relation entre déformation et rayon de courbure :

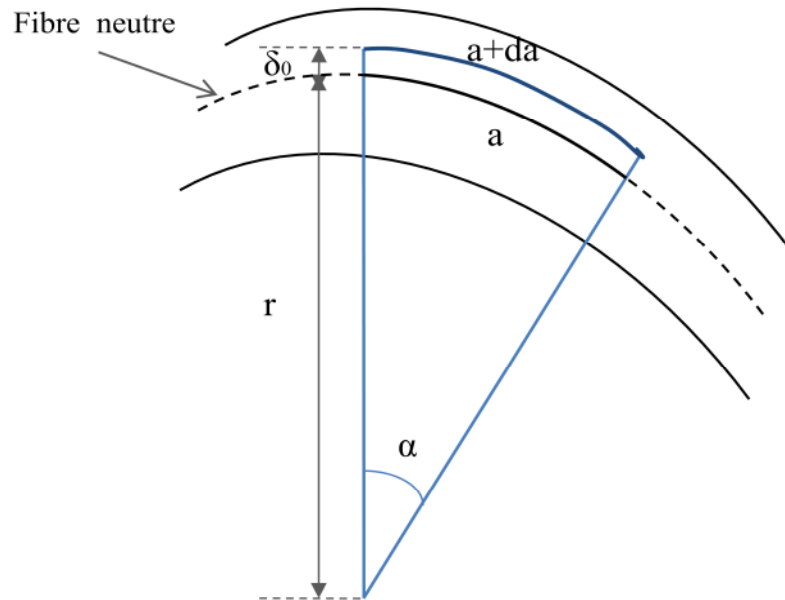


Figure C.1 : rayon de courbure.

Nous avons :

$$\operatorname{tg}(\alpha) = \frac{a}{r} = \frac{a+da(\delta_0)}{r-\delta_0} \quad (\text{C.1})$$

➤ **Déformation :**

$$\varepsilon = \frac{da(\delta_0)}{a} = -\frac{\delta_0}{r} \quad (\text{C.2})$$

➤ **Contrainte :**

$$\sigma = E \cdot \varepsilon = -E \cdot \frac{\delta_0}{r} \quad (\text{C.3})$$

2. Calcul du moment fléchissant en fonction du rayon de courbure :

Nous avons :

$$\begin{aligned} dF_z &= \sigma \cdot dS \\ &= \sigma \cdot d\delta_0 \cdot dz \end{aligned} \quad (\text{C.4})$$

Et :

$$dM = \delta_0 \cdot dF_z \quad (\text{C.5})$$

D'où :

$$M = \int_0^l \left[\int_{-e/2}^{e/2} \frac{\hat{E}}{r} \delta_0^2 \cdot d\delta_0 \right] dz = \frac{E \cdot l \cdot e^3}{12 \cdot r} \quad (\text{C.6})$$

Donc :

$$M = \frac{E.I_z}{r} \quad (C.7)$$

Cette relation justifie l'équation (3.6).

$$\text{Avec : } I_z = \frac{e^3.l}{12}$$

3. Relation entre le déplacement et le rayon de courbure :

Un tronçon de la déformée de rayon de courbure r est assimilé à une portion de cercle de rayon r , centré en :

$$(x, z) = (0, r) \Rightarrow x^2 + (z - r)^2 = r^2 \quad (C.8)$$

$$\text{Portion de cercle concernée : } z = r + \sqrt{r^2 - x^2} \quad (C.9)$$

En dérivant (C.9), nous obtenons :

$$\frac{dz}{dx} = \frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2}} \quad (C.10)$$

En dérivant (C.10), nous obtenons :

$$\frac{d^2z}{dx^2} = \frac{r^2}{(r^2 - x^2)^{3/2}} \quad (C.11)$$

Nous avons aussi :

$$\left[\left(\frac{dz}{dx} \right)^2 + 1 \right]^{3/2} = \frac{r^3}{(r^2 - x^2)^{3/2}} \quad (C.12)$$

En utilisant les équations (C.11) et (C.12), nous obtenons :

$$\frac{d^2z}{dx^2} = \frac{1}{r} \cdot \left[1 + \left(\frac{dz}{dx} \right)^2 \right]^{3/2} \quad (C.13)$$

Donc :

$$\frac{1}{r} = \frac{\frac{\partial^2 z}{\partial x^2}(x)}{\left[1 + \left(\frac{\partial z}{\partial x}(x) \right)^2 \right]^{3/2}} \quad (C.14)$$

$$\text{Pour des petites déformations : } \frac{dz}{dx} \ll 1 \Rightarrow \frac{d^2z}{dx^2} \approx \frac{1}{r} \quad (C.15)$$

Annexe D : Comportement mécanique d'une poutre hétérogène.

Le FSBM nous permet la réalisation de structures composées de différents matériaux issus du procédé CMOS.

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

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

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 D.1.a). 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 (figure D.1.b).

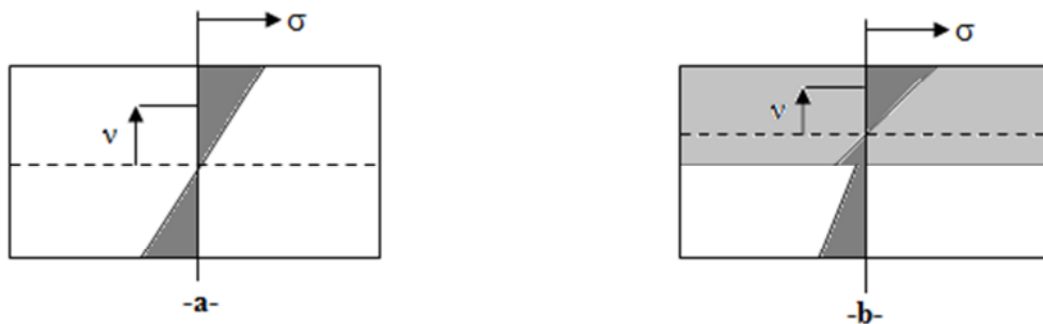


Figure D.1 : (a) Diagramme de contraintes dans une poutre homogène soumise à l'action d'un moment fléchissant, (b) Diagramme de contraintes dans une poutre hétérogène soumise à l'action d'un moment fléchissant.

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

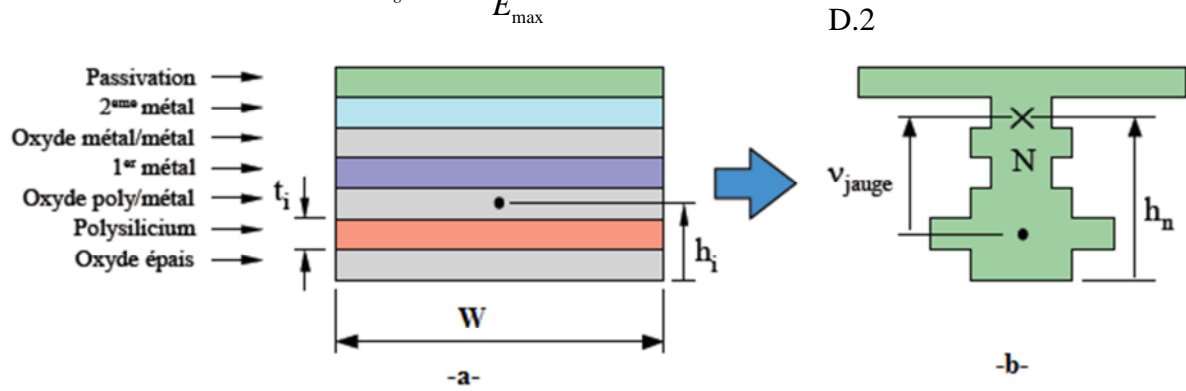
$$\bar{\sigma} = E \bar{\varepsilon} \quad \text{D.1}$$

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 situer la fibre neutre car sa position est indispensable au calcul de la contrainte σ dans une jauge. En effet ce calcul qui sera présenté 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 (D.2). Cette méthode est basée sur la construction d'une section homogène mécaniquement équivalente à la section initiale. Pour cela, la largeur W_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) :

$$W_{i \text{ corrigé}} = W_i \cdot \frac{E_i}{E_{\max}}$$



**Figure D.2 : Méthode de calcul d'une section homogène équivalente
(a) section hétérogène (b) section homogène équivalente.**

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

$$h_n = \frac{\sum S_i \cdot h_i}{\sum S_i} \quad \text{D.3}$$

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 :

$$I_{i/gi} = \frac{W_{i \text{ corrigé}} \cdot t_i^3}{12} \quad \text{D.4}$$

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 :

$$I_{i/n} = I_{i/gi} + S_i \cdot (h_n - h_i)^2 \quad \text{D.5}$$

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

$$I_n = \sum I_{i/n} \quad \text{D.6}$$

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

$$I_n = T_n \cdot W \quad \text{D.7}$$

Où T_{in} (exprimé en m^3) est le moment d'inertie par unité de largeur, est un paramètre qui ne dépend que de constantes technologiques (module d'Young des matériaux et épaisseurs des couches déposées) :

$$T_{in} = \sum \left[\frac{E_i}{E_n} \left(\frac{t_i^3}{12} + t_i (h_n - h_i)^2 \right) \right] \quad \text{D.8}$$

Références bibliographiques :

- [01] : **G. Asch.** Les capteurs en instrumentation industrielle, Dunod/Bordas, Paris, 1982.
- [02]: **Olivier Français** « Capteurs et électronique associée (partie II : acquisition des données) » 2000.
- [03] : **Alain Foucaran** « Cours Capteurs Et Microsystemes » Université Montpellier II.
- [04] : **Nathalie Boudeau, Gonzalo Cabodevila,** « Analyse et modélisation des microsystèmes » École Nationale Supérieure de Mécanique et des Microtechniques 26, chemin de l'Épitaphe 25030 Besançon cedex – France, Version 2007.
- [05]: **S. Beeby, G. Ensell, M. Kraft, N. White** “MEMS Mechanical Sensors”, Copyright © 2004 ARTECH HOUSE, INC.
- [06]: **N. Maluf, K. Williams** “An Introduction to Microelectromechanical Systems Engineering” Second Edition, Copyright © 2004 ARTECH HOUSE, INC.
- [07]: **Editors-In-Chief; Yogesh B. Gianchandani, O. Tabata, H. Zappe** “Comprehensive Microsystems” volume one, Copyright © 2008 Elsevier.
- [08]: **L. Smith, A. Soderbarg, and U. Bjorkengren** “Continuous ink-jet print head utilizing silicon micromachined nozzles”, Sensors and Actuators A, vol. 43, 1994.
- [09]: **Richard P. Feynman** “There’s Plenty of Room at the Bottom”, MEMS, Vol.1, March 1992 (Transcription d’une allocution donnée par R.P. Feynman en décembre 1959).
- [10] : **J. Gleick** « Le Génial Professeur Feynman », Editions Odile Jacob, 1994.
- [11]: **Farès, Tounsi** « Microphone électrodynamique MEMS en technologie CMOS : étude, modélisation et réalisation » Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble et de l’Ecole Nationale d’Ingénieurs de Sfax en Tunisie-2010.
- [12]: **David Peyrou** « Etude Theorique Et Experimentale Des Techniques D’assemblage Et De Mise En Boitier Pour L’integration De Microsystemes Radio-Frequences » Thèse de Doctorat- Université Paul Sabatier de TOULOUSE.
- [13] : **Pierre Blondy** « Les MEMS, une courte introduction » Institut de recherche en communications optiques et microondes.
- [14]: **O. Français, T. Bourouina** « Les microsystèmes : Introduction » Ecole nationale supérieure Electronique, Informatique et Radiocommunication, Université de Bordeaux.
- [15] : **E. Duffour-Gergam** « Présentation des Micro-technologies et Microsystèmes » Institut d’Electronique Fondamentale, Université de Paris 11.
- [16] : **Ali Boukabache** « Conception, modélisation et réalisation d’un capteur de pression piézorésistif à faible dérive thermique »Thèse de doctorat, Université de Constantine-1993.

- [17] : **Aboubacar Chaehoi** « Conception et Modélisation de MEMS monolithique CMOS en technologie FSBM : Application aux accéléromètres » Thèse de Doctorat – Université Montpellier II – Sciences et Techniques du Languedoc – 2005
- [18] : **Lingfei Zhou** « Modélisation VHDL-AMS multi-domaines de structures intelligentes, autonomes et distribuées à base de MEMS » Thèse de Doctorat- l'Université Louis Pasteur - Strasbourg I
- [19] : **Laurent Latorre** « Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystèmes : application à la mesure du champ magnétique » Thèse de Doctorat- l'Université Montpellier II, Sciences et Techniques du Languedoc.
- [20] : **Arnaud Douceur, Xavier Jean, Fernando Granha** « MEMS : Micro-Electro-Mechanical Systems Applications : Accéléromètre et Gyroscope » Article.
- [21] : **Florent, Rochette** « Étude et caractérisation de l'influence des contraintes mécaniques sur les propriétés du transport électronique dans les architectures MOS avancées » Thèse de doctorat- Institut National Polytechnique De Grenoble, 26 septembre 2008
- [22]: **J. Schwizer, M. Mayer, O. Brand** “Force Sensors for Microelectronic Packaging Applications” © Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2005.
- [23] : **Sylvaine MURATET** « Conception, caractérisation et modélisation : Fiabilité prédictive de MEMS à actionnement électrothermique » Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2005.
- [24] : **Mohamad Al Bahri** « Influence de la température sur le comportement statique et dynamique des capteurs de pression capacitifs au silicium » Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2005.
- [25] : **Norbert Dumas** « Contributions à la Conception et au Test de Microsystèmes Monolithiques : Application à une boussole électronique » Thèse de doctorat, Université Montpellier II Sciences Et Techniques Du Languedoc, le 20 octobre 2005.
- [26] : **N. Benmoussa** « Conception, modélisation et réalisation d'un capteur de pression capacitif microélectronique » Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, Juillet 1985.
- [27] : **Zein Juneidi** « Outils CAO pour Microsystèmes » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 26 mai 2003.
- [28] : **Fabien Parrain** «Capteur intégré tactile d'empreintes digitales à microstructures piézorésistives » Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 02 décembre 2002.

- [29] : **Sébastien Labarthe** « Conception et modélisation d'un nano-capteur de masse par détection piézorésistive » Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 15 octobre 2010.
- [30] : **Jonathan Soen** « Contribution à la modélisation et à la commande des microsystèmes capteurs non linéaires » Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier - Grenoble 1, Juillet 2007.
- [31]: **Kanda. Y** “A Graphical Representation of the Piezoresistance Coefficients in Silicon”. IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-29, No.1 January 1982
- [32]: **Kanda. Y** “Piezoresistance Effect of Silicon, Sensors and Actuators” 1991, pp.83.
- [33]: **C.S. Smith** “Piezoresistance effect in Germanium and Silicon” Physical Review, Vol.94, n°1, p.42, April 1954.
- [34]: **P.J French, A. G.R. Evans** “Piezoresistance in Polysilicon and its Applications to strain gauges”, Slid-Stat Electronics, Vol. 32, N 01, pp. 1-10, 1989.
- [35]: **P.J French, A. G.R. Evans** “Polycrystalline silicon strain sensors”, Sensors and Actuator, n°8, pp. 219-225, 1985.
- [36]: **J. Zhao, Y. Tan, J. Zou & Z. Yu** “Physical modeling of hole mobility in Silicon inversion layers under uniaxial stress” Institute of Microelectronics, Tsinghua University.
- [37]: **S. Timoshenko & J.N. Goodier** “Theory of elasticity” Second edition, Mc Graw Hill, 1951.
- [38]: **S. P. Timoshenko & S. Woinowsky-Krieger** “Theory of plates and shells” Mc Graw Hill, 1982.
- [39] : **X. Chauffleur, G. Blasquez & P. Pons** “Influence of the doping conditions on the response of capacitive pressure sensors” Conférence Eurosensor VIII Toulouse, September 1994.
- [40] : **C. Plantier** « Etude de faisabilité de capteurs de pression piézorésistifs à jauges en Silicium polycristallin » Thèse de doctorat, Laboratoire d'automatique et d'analyse des systèmes du CNRS, 1992.
- [41]: **Otmani. Radwane** « Etude d'un micro-capteur de pression piézorésistif à base de Silicium » Mémoire de magister, Université de Tlemcen,
- [42]: **N. TIEN ANH, T. DUC TAN** “A Tree-Axis Piezoresistive Accelerometer with Uniform Axial Sensitivities” Cau Giay, Ha Noi, Viet Nam, Copyright © 2011 IEEE.
- [43]: MEMS clearinghouse/what is MEMS technology? [http://www.memsnet.org/mems/what is.html](http://www.memsnet.org/mems/what_is.html)
- [44]: <http://www.zyvex.com/nanotech/Feynman.html>.
- [45]: Analog Devices web site: <http://www.analog.com/technology/MEMS/Accelerometers>.

[46] : E. Boujamaa, Y. Soulie, F. Mailly, L. Latorre, P. Nouet « Réjection du bruit d'alimentation du pont de Wheatstone : application aux MEMS piézorésistifs » Article, Université Montpellier II / CNRS, Lab. d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM).

[47]: <http://www.Euler-Bernoulli beam equation.html>.

[48]: Jeffrey C. Suhling Richard C. Jaeger, “Silicon Piezoresistive Stress Sensors and Their Application in Electronic Packaging”, IEEE Sensors Journal, Vol. 1, No. 1, June 2001.

Publications et conférences :

[01]: A. Benichou, N. Benmoussa, K. Ghaffour, B. Benyoucef,
“Design and modeling of a three-axis piezoresistive microelectronic accelerometer”, The Eighth International Conference on Materials Sciences (CSM8) & The Fifth International Conference of the Institute of Materials Systems (ISM5), Unesco-Beirut, Lebanon, May 28-30,2012.

Résumé :

Les microsystèmes (MEMS, Micro-Electro-Mechanical Systems) sont des composants miniaturisés réunissant des fonctions électroniques, mécaniques sur la même puce, permettant la réalisation de systèmes entiers sur une puce (System on Chip). En plus, cette intégration permettra de miniaturiser le système, d'améliorer ses performances, d'augmenter la sensibilité et de diminuer le bruit grâce à la réduction de la taille des composants. L'objectif de cette thèse est la conception, la modélisation et l'optimisation d'accéléromètres microélectronique monolithique CMOS uniaxial et triaxial en utilisant la technologie MEMS. Après un état de l'art sur la recherche bibliographique des MEMS, leurs applications et les différents types de transductions MEMS utilisés pour la mesure de l'accélération, nous avons retenu une technique compatible avec la technologie CMOS, c'est la transduction piézorésistive. Ceci a été fait pour des raisons de simplicité et de linéarité de la réponse. Dans le second chapitre, nous avons fait une étude théorique de la piézorésistivité avec une présentation des modèles de jauges piézorésistives en silicium monocristallin et en polycristallin. Dans le troisième chapitre, l'objectif a été la mesure de l'accélération verticale par la détection piézorésistive. Il s'agit de mesurer la déformation d'une micropoutre au bout duquel est fixée une masse, par les variations de résistances de jauges de contraintes logées à l'encastrement. Nous avons présenté une modélisation du microlevier "T-Shape" et établi les relations qui décrivent le comportement mécanique et électromécanique du microlevier dans les domaines statique et dynamique. Nous avons proposé un conditionneur électronique pour la transformation de la déformation de la structure causée par l'accélération en un signal électrique. Ce circuit est composé d'un pont de Wheatstone à deux jauges de contraintes. Une analyse par éléments finis sous ANSYS de la répartition des contraintes nous a permis d'étudier les sensibilités hors axes, de calculer et tracer les sensibilités électroniques. Le chapitre quatre expose la conception et la simulation d'un accéléromètre triaxial basé sur la technologie des MEMS avec une sensibilité uniforme. L'effet piézorésistif a été utilisé comme principe de détection du capteur. L'aspect le plus important de l'analyse par éléments finis sous ANSYS dans notre processus de conception est l'analyse de la répartition des contraintes dans les quatre micropoutres. L'analyse des contraintes a été effectuée afin de déterminer l'emplacement optimal des piézorésistances dopées sur ces micropoutres, de calculer la sensibilité et vérifier la linéarité. Enfin, le cinquième chapitre décrit les étapes technologiques essentielles à la fabrication des accéléromètres.

Mots clés: MEMS, Microsystèmes, Accéléromètre, piézorésistivité.

Abstract:

Microsystems (MEMS, Micro-Electro-Mechanical Systems) are miniature components including electronic, mechanical functions on the same chip, allowing the realization of an entire system on chip. Moreover, this integration will miniaturize the system, improve performance and increase the sensitivity and especially reduce the noise by reducing the size of components. The objective of this thesis is the design, modeling and optimization of uniaxial and three axis microelectronics monolithic CMOS accelerometers by using the MEMS technology. After the art's state on the MEMS bibliography research, their applications and various types of MEMS transductions used for the measurement of acceleration, we retained a compatible technique with CMOS technology, it is the piezoresistive transduction. This was done for reasons of simplicity and linearity of the response. In the second chapter, we made a theoretical study of the piezoresistivity with a presentation of the models of gauges piezoresistive doped by a crystal and poly-crystal silicon. In the third chapter, the objective was the measurement of vertical acceleration by the piezoresistive effect. This is to measure the deformation of a beam to the end of which a proof mass is fixed, by the variations of strain gauges placed to embedding. We presented a modeling of the cantilever "T-Shape" and established the relations which describe the mechanical and electromechanical behavior of the cantilever in the statics and dynamics fields. We proposed an electronic conditioner for the transformation of the deformation caused by acceleration into an electric signal. This circuit is composed by a Wheatstone bridge with two strain gauges. A finite element analysis with a software ANSYS of the stress distribution allow us to study the cross-axis sensitivities, to calculate and trace the electronics sensitivities. The chapter four exposes the design and the simulation of a three axis accelerometer based on the MEMS technology with uniform sensitivity. The piezoresistive effect was used as sensing principle of the sensor. The most important aspect of Finite Element Analysis with software ANSYS in our design process is the analysis of the stress distribution in the four flexure beams. The stress analysis was performed in order to determine the positions of the doped piezoresistors on these beams, to calculate the sensitivity and check the linearity. Finally, the fifth chapter describes the essentials technological steps with the manufacture of the accelerometers.

Key-words: MEMS, Microsystems, Accelerometer, piezoresistivity.

الخلاصة: المايكروسيستمز (MEMS ، الأنظمة الكهربية والميكانيكية الدقيقة المدمجة) هي مكونات مصغرة تنظم وظائف إلكترونية وميكانيكية مجتمعة على نفس الرقاقة، متيحة إمكانية دمج أنظمة بأكملها على نفس الرقاقة، بالإضافة إلى ذلك، فإن هذا الدمج يسمح بتصغير هذه النظم وتحسين أدائها وزيادة الحساسية والحد من التشوش من خلال تقليص حجم مكوناتها. في هذا السياق الهدف من هذه الأطروحة هو إدراك وتصميم ووضع نموذج أمثل متآلف مع تكنولوجيا CMOS لقياس التسارع أحادي وثلاثي المحور باستخدام تكنولوجيا ميمز (MEMS). بعد بحث أحدث مراجع الميمز (MEMS) وتطبيقاتها والأنواع المختلفة من الميمز (MEMS) المشنقة المستخدمة لقياس التسارع، قد اخترنا تقنية متوافقة مع تكنولوجيا CMOS هي البيزوريزيستيفيتي، وقد تم ذلك لأسباب تتعلق ببساطة التقنية والاستجابة الخطية. في الفصل الثاني، قمنا بدراسة نظرية للبيزوريزيستيفيتي مع عرض لنماذج من مقاييس البيزوريزيستيفيتي للسليكون الأحادي البلور والمتنوع البلورات. في الفصل الثالث كان الهدف هو قياس التسارع العمودي بفعل البيزوريزيستيفيتي، بقياس تشوه العارضة المرتبطة بكتلة، الناجم عن التسارع. قمنا بدراسة نظرية لنموذج على شكل (T) وبيننا العلاقة التي تصف المميزات الميكانيكية والكهربية للنموذج في مجال توازن القوى، إقترحنا دائرة إلكترونية لتحويل التشوه الناجم عن التسارع إلى إشارة إلكترونية، وتتألف من دائرة جسر ويتستون يتكون من مقاومتين لقياس الإنفعال. التحليل للعناصر المحدودة ببرنامج ANSYS لتوزيع الضغط تسمح لنا بدراسة الحساسيات العابرة للمحور، الحساب والتحقق من الحساسيات الإلكترونية. الفصل الرابع يعرض تصميم ومحاكاة لجهاز التسارع الثلاثي المحاور على أساس تكنولوجيا ميمز (MEMS) مع حساسية منتظمة، أهم جانب من جوانب تحليل العناصر المحددة مع برنامج ANSYS في عملية التصميم هو تحليل لتوزيع الضغط في العوارض الأربعة، هذا التحليل يسمح لنا بتحديد مواضع المقاوومات لقياس الإنفعال على العوارض وحساب الحساسيات والتحقق من الخطية. وأخيرا الفصل الخامس يصف لنا أهم المراحل التكنولوجية لتصنيع جهازي التسارع.

الكلمات المفتاحية: الميمز، الأنظمة الدقيقة، جهاز التسارع، البيزوريزيستيفيتي.

