



HAL
open science

Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes

M. Marzencki

► **To cite this version:**

M. Marzencki. Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT : . tel-00163796

HAL Id: tel-00163796

<https://theses.hal.science/tel-00163796>

Submitted on 18 Jul 2007

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

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

Université Joseph Fourier Grenoble I

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : MICRO ET NANO ELECTRONIQUE

Préparée au Laboratoire TIMA

dans le cadre de l'Ecole Doctorale
ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE, TRAITEMENT DU SIGNAL

Présentée et soutenue publiquement

par

Marcin MARZENCKI

le 30 Mars 2007

Titre :

**CONCEPTION DE MICROGÉNÉRATEURS INTÉGRÉS
POUR SYSTÈMES SUR PUCE AUTONOMES**

Directeur de thèse :
Skandar BASROUR

JURY

M. Daniel GUYOMAR	,Président
M. Bernard DULMET	,Rapporteur
M. Philippe PERNOD	,Rapporteur
M. Skandar BASROUR	,Directeur de thèse
M. Eric YEATMAN	,Examineur
M. François COSTA	,Examineur

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Bernard COURTOIS, directeur du laboratoire TIMA, pour m'avoir accepté au sein de son laboratoire.

Je remercie particulièrement Monsieur Skandar BASROUR pour m'avoir fait l'honneur de diriger ma thèse, pour m'avoir fourni tous les moyens nécessaires à son bon déroulement, pour sa disponibilité permanente et pour la qualité de l'encadrement qu'il m'a offert. Grâce à lui, j'ai pu participer à de nombreuses conférences faisant ainsi connaissance avec la communauté scientifique.

Je remercie également tous les membres de mon jury pour avoir accepté de s'intéresser à mon travail et d'avoir passé du temps à l'évaluer.

Ces travaux de thèse ont été réalisés dans le cadre du projet européen VIBES. Je remercie tous les partenaires de ce projet, pour m'avoir permis de travailler dans une équipe internationale de qualité, en particulier l'Université de Southampton qui a dirigé ce projet. Je remercie la Commission Européenne pour son aide financière dans ce projet.

Je remercie chaleureusement Kasia qui m'a aidé dans les moments le plus difficiles et qui a du supporter plusieurs jours de solitude, ainsi que tout ma famille qui m'a constamment soutenu.

Je remercie chaleureusement tous ceux qui m'ont aidé dans mon travail : tout d'abord Mikaël COLIN de la société MEMSCAP pour sa disponibilité et son aide permanente, Yasser AMMAR, pour ses effort fructueux de conception de la partie électronique, ainsi que Brahim BELGACEM de l'Ecole Polytechnique de Lausanne pour les réalisations des couches minces de PZT. Alexandre CHAGOYA ensuite, administrateur du CIME, pour son support fréquent, Irène PHENG pour les réalisations de câblage et Jean NEUMANN pour son accueil chaleureux sur la plateforme capteur.

Je remercie également tous ceux qui ont contribué par leur amitié à faire de ces années de thèse une période très agréable : ceux du fameux bureau 120 avec lesquels ce fut un plaisir de cohabiter (Guillaume, Nicolas, Nam, Chrystian, Yasser), toute la bande du resto U (Alexandre, Hubert, Benoît, Salvador, Libor, Karine, Hela, Michele, Nadia, Louis et bien d'autres). Je remercie aussi les amis extérieurs à TIMA (Krzysiek, Sonia, Antonina, Maciek, Hynek...).

Table des matières

Remerciements	iii
Table des matières	v
Table des figures	ix
Liste des tableaux	xvii
Présentation du manuscrit	1
Glossaire	3
Chapitre I : Introduction générale	5
I.1. Motivation – systèmes autonomes.....	5
I.2. Application envisagée – réseau de capteurs sans fil.....	7
I.3. Enjeux – consommation en énergie.....	8
I.3.1. Bilan énergétique d'un noeud sans fil.....	9
I.3.2. Partie radiocommunication.....	9
I.3.3. Microcontrôleur.....	11
I.3.4. Capteurs.....	12
I.3.5. Calcul de la puissance consommée par le système.....	12
I.4. Miniaturisation.....	15
Chapitre II : État de l'art sur la récupération de l'énergie ambiante	17
II.1. Alimentation des systèmes miniatures.....	17
II.1.1. Sources d'énergie miniatures.....	17
II.1.2. Batteries et les piles miniatures.....	18
II.2. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques.....	20
II.2.1. Générateurs quasi-statiques.....	20
II.2.2. Générateurs dynamiques et résonants.....	22
II.2.3. Couplage.....	23
II.2.4. Spectre de vibrations.....	23
II.2.5. Trois principaux types de générateurs.....	28
II.2.6. Récapitulatif des générateurs résonants.....	37
Chapitre III : Générateurs piézoélectriques	41
III.1. Piézoélectricité.....	41
III.1.1. Généralités.....	41
III.1.2. Modélisation de l'effet piézoélectrique.....	43
III.1.3. Matériaux et technologies de fabrication.....	46
III.1.4. Applications dans les microsystèmes - couches minces piézoélectriques.....	48

III.2. Modèle à une dimension du générateur piézoélectrique.....	50
III.2.1. Présentation du modèle.....	51
III.2.2. Dynamique du système.....	52
III.2.3. Puissance d'entrée.....	64
III.2.4. Application pour les matériaux existants.....	67
III.2.5. Bilan de la modélisation.....	69
III.3. Différents types de générateurs.....	70
III.3.1. Structure mobile.....	70
III.3.2. Positionnement de l'élément actif.....	70
III.4. Systèmes non résonants et ajustables.....	72
III.4.1. Matrices de dispositifs.....	72
III.4.2. Systèmes ajustables.....	73
III.4.3. Systèmes non-résonants.....	74
III.4.4. Systèmes résonants non-linéaires.....	75
III.5. Conclusion.....	76
Chapitre IV : Premier lot de prototypes.....	79
IV.1. Modélisation des convertisseurs mécano-électriques.....	79
IV.1.1. Poutre encastree-libre.....	79
IV.1.2. Poutre encastree-encastree.....	85
IV.1.3. Modélisation des spirales.....	88
IV.1.4. Conclusions de la modélisation.....	90
IV.2. Fabrication.....	90
IV.2.1. Filière technologique utilisée.....	91
IV.2.2. Résultats de fabrication.....	94
IV.3. Caractérisation expérimentale des dispositifs.....	98
IV.3.1. Chaîne d'acquisition.....	98
IV.3.2. Structures de test.....	99
IV.3.3. Poutre encastree-libre.....	100
IV.3.4. Poutre encastree-encastree.....	106
IV.3.5. Spirales.....	111
IV.4. Conclusion.....	111
Chapitre V : Second lot de dispositifs.....	113
V.1. Conception des dispositifs.....	113
V.2. Modélisation analytique.....	114
V.2.1. Présentation du modèle.....	114
V.2.2. Variables indépendantes et les conditions aux limites.....	116
V.2.3. Modélisation.....	117
V.2.4. Réponse à une excitation sinusoïdale.....	121
V.2.5. Introduction des pertes.....	123
V.2.6. Résultats de la modélisation analytique.....	124
V.2.7. Comparaison avec les résultats de simulation FEM.....	126
V.2.8. Conception et optimisation de la structure.....	128
V.3. Structure en PZT.....	130
V.3.1. Filière technologique utilisée.....	130
V.3.2. Dispositifs.....	136
V.3.3. Circuit de polarisation collective.....	142
V.3.4. Fabrication.....	143

V.3.5. Résultats expérimentaux.....	147
V.4. Dispositifs AIN.....	155
V.4.1. Technologie de dépôt de l'AIN.....	155
V.4.2. Dispositifs.....	155
V.4.3. Modélisation.....	156
V.5. Bilan des performances de microgénérateurs.....	162
V.6. Conclusion.....	162
Chapitre VI : Système de gestion de l'énergie.....	165
VI.1. Introduction.....	165
VI.2. Approche passive.....	166
VI.3. L'approche active.....	167
VI.3.1. DC/DC adaptatif	167
VI.3.2. Techniques non-linéaires.....	168
VI.3.3. AC/DC actif.....	169
VI.4. Résultats expérimentaux.....	169
VI.5. Conclusion.....	172
Chapitre VII : Conclusion générale et perspectives.....	175
Bibliographie.....	171
Annexe A : Convention de la modélisation analytique.....	177
Annexe B : Modèle analytique de la poutre.....	187
Annexe C : Mécanismes de dissipation de l'énergie dans micro résonateurs.....	197
Annexe D : Propriétés des matériaux utilisés dans la modélisation.....	203
Annexe E : Récapitulatif des résultats expérimentaux.....	207

Table des figures

Figure I.1 : Évolution de plusieurs domaines de la microélectronique portable et des batteries [2].....	6
Figure I.2 : Comparaison entre la densité de puissance en fonction du temps pour les différents types de piles et l'énergie ambiante – solaire et vibrations mécaniques [3].....	6
Figure I.3 : Noeud du système de mesure météorologique [1].....	8
Figure I.4 : Schéma d'un noeud d'un réseau de capteurs sans fil.....	9
Figure I.5 : Puce complète du système WiseNET et la consommation de la partie radiocommunication en comparaison avec d'autres protocoles [7].....	11
Figure I.6 : Consommation en énergie du système sur une période de fonctionnement.....	14
Figure I.7 : Smart Dust de l'Université de Berkeley (a) et une vision d'un nœud autonome alimenté à partir des vibrations mécaniques environnementales (b).....	16
Figure II.1 : Schéma de la chaussure piézoélectrique proposée par Shenck et al. [34] avec une feuille de PVDF et un dimorphe introduits dans la chaussure.....	20
Figure II.2 : Vue de l'interrupteur de la société EnOcean, avec : le support mécanique (1), les ressorts (2, 3), le générateur piézoélectrique (4), le circuit électronique (5), le contact en caoutchouc (6) et le couvercle (7).	21
Figure II.3 : Générateur rotatif piézoélectrique proposé par G. Poulin [33].	21
Figure II.4 : Puissance normalisée en fonction de la fréquence d'excitation et de l'amplitude pour les trois types de générateurs [36].....	22
Figure II.5 : Représentation de couplage entre différents domaines énergétiques dans le système de récupération.....	23
Figure II.6 : Positionnement des accéléromètres sur le corps humain pendant les tests.....	24
Figure II.7 : Spectres des vibrations produites sur la cheville d'un homme qui court à 12km/h.....	25
Figure II.8 : Spectres des vibrations générés par un four à microondes [38].	26
Figure II.9 : Spectre de vibrations générées par un moteur tournant à 15000 tr/min [39].....	26
Figure II.10 : Éléments typiques utilisés dans les fraiseuses industrielles.....	27
Figure II.11 : Spectre typique de déplacement sur une terminaison d'une fraiseuse industrielle.....	27
Figure II.12 : Schéma d'un générateur capacitif avec V_{in} – source de tension pour précharger la capacité variable, C_V – capacité variable, C_{par} – capacité parasite et C_{stor} – capacité de stockage.....	29
Figure II.13 : Générateur capacitif proposé par Meninger et al. dans [40] et la vue en coupe présentant la plaquette du dispositif et du support.	29
Figure II.14 : Générateur électrostatique proposé par G. Despesse dans [21].....	30
Figure II.15 : Schéma d'un générateur électrostatique utilisant une couche d'électret pour précharger la capacité (a) et une photographie du prototype microfabriqué sur une plaquette SOI (b) [41].....	30
Figure II.16 : Deux dispositifs capacitifs proposés par Roundy [38] : un petit dispositif microfabriqué (a) et un grand dispositif partiellement microfabriqué avec une masse mobile en tungstène attachée manuellement (b).	31
Figure II.17 : Générateur électrostatique proposé par Y. Chiu et al. [43].....	31

Figure II.18 : Schéma d'un simple générateur électromagnétique proposé par Amirtharajah et al. [44].....	32
Figure II.19 : Micro-générateur électromagnétique de Shearwood et Yates [45] avec un aimant m et une bobine planaire en or.....	33
Figure II.20 : Micro-générateur électromagnétique présenté par Lee et al [46].....	33
Figure II.21 : Micro générateur électromagnétique créé dans le cadre du projet ZOFF III [48]	34
Figure II.22 : Microgénérateur électromagnétique proposé par Glynne-Jones et al. dans [49].....	35
Figure II.23 : Générateur électromagnétique PMG7 de la société Perpetuum.	35
Figure II.24 : Dispositifs proposés par Roundy et al. dans [52].....	36
Figure II.25 : Microgénérateur piézoélectrique créé au MIT [54].	37
Figure II.26 : Schéma du modèle développé par Williams et Yates [55].....	38
Figure III.1 : Représentation schématique de la polarisation d'un matériau piézoélectrique à l'échelle microscopique.	42
Figure III.2 : Cycle de polarisation d'un matériaux ferroélectrique, avec polarisation de saturation PS, polarisation rémanente Pr et champ coercitif Ec.....	42
Figure III.3 : Puissance délivrée par un élément piézoélectrique en fonction du temps représentant le vieillissement des céramiques soumises aux contraintes mécaniques répétitives [61].....	43
Figure III.4 : Axes de référence utilisés pour modélisation d'un solide piézoélectrique.....	43
Figure III.5 : Structure Perovskite en phase cubique (au-dessus de TC) avec A – un grand cation, B – un cation de taille moyenne et O - oxygène.....	47
Figure III.6 : Caractéristiques électro-mécaniques de relaxateurs et céramiques piézoélectriques [65].....	48
Figure III.7 : Système modélisé comportant une masse sismique et un élément piézoélectrique : le schéma du modèle (a) ainsi qu'un exemple de structure simple (b).....	51
Figure III.8 : Déplacement de la masse sismique (a) et la puissance dissipée sur une résistance de charge (b) en fonction de la pulsation normalisée et la valeur de la charge résistive.....	56
Figure III.9 : Valeur optimale de la résistance de charge en fonction de la fréquence d'excitation (a) et la valeur optimale de la fréquence d'excitation en fonction de la résistance de charge (b).	57
Figure III.10 : Déplacement de la masse sismique (a) et puissance maximale (b) en fonction de la pulsation normalisée avec une résistance optimale connectée entre les électrodes de l'élément piézoélectrique.	57
Figure III.11 : Tension entre les électrodes de l'élément piézoélectrique en fonction de la fréquence et la valeur de la résistance de charge.....	58
Figure III.12 : Puissance dissipée sur une charge résistive de valeur optimale en fonction du niveau des pertes visqueuses (a) et structurales (b) avec les autres facteurs de pertes fixés à 1%.....	59
Figure III.13 : Influence de la valeur des pertes diélectriques sur la puissance dissipée sur une résistance de charge de valeur optimale, pour γ et ζ égales à 1%.....	59
Figure III.14 : Valeur optimale de la résistance de charge en fonction de la fréquence, pour différents niveaux d'amortissement visqueux (a) et structural (b).....	60
Figure III.15 : Influence de la valeur des pertes diélectriques sur la valeur optimale de la résistance de charge.....	60
Figure III.16 : Variation de la fréquence de résonance (RES) et d'antirésonance (ARES) en fonction de la valeur du coefficient de l'amortissement visqueux (a) et structural (b) pour toutes les autres pertes fixées à 1%.....	61
Figure III.17 : Variation de la fréquence de résonance (RES) et d'antirésonance (ARES) en fonction de la valeur de pertes diélectriques (a) et le coefficient du couplage piézoélectrique (b) pour toutes pertes invariables égales à 1%	62
Figure III.18 : Influence du facteur de couplage sur la puissance dissipée sur une résistance de valeur optimale dans le domaine fréquentiel (a) et en fonction de la résistance de charge (b).....	62
Figure III.19 : Relation entre le facteur de couplage k_e et la puissance dissipée sur une résistance de valeur optimale en présence des pertes visqueuses (a) et structurales (b).....	63
Figure III.20 : Rendements de conversion : total (a) et piézoélectrique (b).	65

Figure III.21 : Rendements pour une résistance optimale : rendement total (a) et piézoélectrique (b).	66
Figure III.22: Influence de pertes visqueuses sur l'efficacité de conversion : l'efficacité totale sur une résistance optimale (a) et l'efficacité piézoélectrique en résonance sur une résistance optimale (b).....	66
Figure III.23 : Puissance dissipée sur une résistance de charge de valeur optimale pour les quatre matériaux considérés : dans la gamme complète de fréquences (a) et autour de la résonance (b).....	68
Figure III.24 : Évolution de valeurs optimales de résistance en fonction de la fréquence d'excitation pour les quatre matériaux.....	68
Figure III.25 : Positionnement de l'élément actif piézoélectrique sur la structure mobile.....	70
Figure III.26 : Structure avec éléments piézoélectriques à l'encastrement.	71
Figure III.27 : Structure avec élément piézoélectrique attaché entre la structure mobile et le paroi fixe.....	72
Figure III.28 : Dispositif de réglage de la fréquence de résonance par effet capacitif (a) et courbe de variation de la fréquence de résonance (b).....	73
Figure III.29 : Dispositif avec réglage de fréquence d'un générateur piézoélectrique (a) et courbe de variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée (b).....	74
Figure III.30 : Générateur capacitif « paramétrique » proposé par Mitcheson et al. [83].....	74
Figure III.31 : Deux comportements fréquentiels possibles d'un système non-linéaire selon le signe du paramètre k_2 [84] pour différents niveaux d'excitation.....	75
Figure III.32 : Générateur électromagnétique avec une fréquence de résonance ajustable grâce à la non-linéarité du système, principe de fonctionnement (a) et résultats expérimentaux (b).....	76
Figure IV.1 : Schéma d'une poutre encastree-libre avec une masse sismique et une couche mince piézoélectrique.....	80
Figure IV.2 : Fréquence de résonance de la poutre en fonction de la longueur de la masse sismique LM et la largeur de la poutre BP	81
Figure IV.3 : Résultats de la simulation FEM : le modèle utilisé (a) et la distribution de la tension générée sur l'électrode supérieure (b).....	82
Figure IV.4 : Déplacement vertical UZ et la tension générée sur l'électrode supérieure (a) et la contrainte Sx (b) pour la poutre soumise à une accélération statique de 10ms^{-2} en fonction de la position le long de la poutre.....	82
Figure IV.5 : Résultats de simulations harmoniques FEM : le spectre de déplacement vertical (UZ) et de la tension générée en circuit ouvert (Tension) pour une excitation harmonique de 2ms^{-2} d'amplitude.....	83
Figure IV.6 : Représentation schématique de la poutre avec les arrondissements à l'encastrement.....	84
Figure IV.7 : Résultats de simulation du niveau de contraintes dans la poutre soumise à une accélération statique de 10ms^{-2} , pour la longueur courbée de $660\mu\text{m}$ (a) et (b) et pour la longueur courbée de $830\mu\text{m}$ (c) et (d) par rapport à la poutre droite (str).....	84
Figure IV.8 : Poutre encastree-encastree avec une grande masse sismique au centre en une couche mince piézoélectrique déposée sur la face supérieure du dispositif : un modèle FEM (a) et les dimensions (b).....	85
Figure IV.9 : Poutre encastree-encastree avec une grande masse sismique : dimensions de la structure (a) et le layout de la puce (b).....	87
Figure IV.10 : Modèle FEM d'une structure spirale en bimorphe et les détails de la construction.....	88
Figure IV.11 : Taille et la fréquence de résonance d'une structure spirale.....	88
Figure IV.12 : Résultats pour la spirale avec quatre bras : déformation de la structure (a) ; la déformation et la tension générées le long d'un bras (b).....	89
Figure IV.13 : Distribution de la tension générée sur une structure spirale, avec les zones de polarité inversée en gris (a) et un layout d'une spirale avec l'électrode supérieure partage pour séparer les charges opposées (b).....	90
Figure IV.14 : Dimensions et disposition des motifs sur une puce de base pour le premier lot de dispositifs.....	91
Figure IV.15: Quatre masques utilisés pour la fabrication des microgénérateurs utilisant un dépôt d'AlN.....	94
Figure IV.16 : Résultats d'usinage face avant : quatre dispositifs en forme de poutre (a) et un motif de test (b).....	94
Figure IV.17 : Dimensions de la poutre encastree-libre ainsi que de la cavité la comportant (a) et une photo MEB du	

dispositif réalisé (b).....	95
Figure IV.18 : Poutre encastree-libre avec une courbure importante de la poutre : le masque en trois dimensions (a) et le dispositif fabriqué monté sur un support (b).....	96
Figure IV.19 : Poutre encastree-encastree avec une masse sismique : photo de la face avant (a) et image MEB de la face arriere (b).....	96
Figure IV.20 : Spirale à quatre bras : vue du masque en trois dimensions (a) et une photo MEB face arriere du dispositif (b) et une photo de la structure déformée après sa libération (c).....	97
Figure IV.21 : Exemples de spirales déformées après leur libération : une photo MEB (a) et une photo de la puce (b).	97
Figure IV.22 : Photo du montage de test des microgénérateurs (a) et le schéma du système (b).....	98
Figure IV.23 : Photo MEB des structures de test (a) et la comparaison entre les résultats expérimentaux et FEM pour une structure de test (b).....	99
Figure IV.24 : Puce C7 comportant quatre structures identiques en forme de poutre encastree-libre : le layout (a) et le photo de la puce fabriquée (b).....	100
Figure IV.25 : Modèle FEM de la structure analysée.....	101
Figure IV.26 : Résultats de la simulation FEM : déplacement de la masse sismique (a) et tension générée sur l'électrode supérieure en circuit ouvert (b), pour une excitation sinusoïdale de 0,2g d'amplitude.....	101
Figure IV.27 : Déplacement et puissance simulés pour le dispositif C7 en résonance à 236Hz.	102
Figure IV.28 : Trois positions du générateur en déflexion : l'extrême basse (a), la position neutre (b) et l'extrême haute (c).....	102
Figure IV.29 : Comparaison de résultats obtenus par la simulation FEM et expérimentalement (EXP).....	103
Figure IV.30 : Tension générée (a) et puissance dissipée (b) sur une charge résistive de 7MΩ pour une excitation sinusoïdale d'amplitude de 0,2g.....	104
Figure IV.31 : Layout de la puce B2 contenant quatre structures différentes du type poutre encastree-libre (a) et la photo du dispositif fabriqué à FEMTO ST (b).....	104
Figure IV.32 : Puissance en fonction de la fréquence d'excitation pour trois valeurs de charge et à 0.2g (a) et le spectre de puissance pour une accélération de 1,5g témoignant d'une grande non-linéarité du dispositif (b).....	105
Figure IV.33 : Tension générée (a) et puissance dissipée (b) en fonction de la valeur de la charge résistive à la résonance et pour une accélération d'excitation d'amplitude de 0,2g.....	105
Figure IV.34 : Tension générée et puissance dissipée sur une charge optimale à la résonance en fonction de l'amplitude de vibration d'excitation.....	106
Figure IV.35 : Relation entre les numéros des voies de l'oscilloscope et les électrodes du dispositif.....	107
Figure IV.36 : Tensions générées sur les électrodes gauches à la résonance (a) et dans la région non-linéaire (b) pour une excitation de 1g.....	107
Figure IV.37 : Tensions générées sur les électrodes droites à la résonance (a) et dans la région non-linéaire (b) pour une excitation de 1g.....	107
Figure IV.38 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) maximales en fonction de la valeur de la charge résistive pour une accélération d'excitation de 50mg.....	108
Figure IV.39 : Évolution de la valeur RMS maximale de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction du niveau de l'accélération d'excitation.....	108
Figure IV.40 : Tension générée sur une charge résistive (a) et la puissance dissipée (b) en fonction de la fréquence d'excitation pour trois valeurs de charge.....	109
Figure IV.41 : Puissance dissipée sur une charge résistive optimale en fonction de la fréquence pour trois valeurs d'excitation entre 1g et 2g pour les balayages en fréquence positifs et négatifs.....	110
Figure IV.42 : Évolution de la valeur de fréquence de résonance en fonction de l'amplitude d'excitation pour deux sens du balayage en fréquence.....	110
Figure V.1 : Schéma d'une poutre avec une grande masse sismique (a)	

et l'indication des variables utilisées dans la modélisation (b).....	115
Figure V.2 : Coupe de la poutre composée de deux couches, une purement mécanique de support (silicium) et l'autre piézoélectrique.....	117
Figure V.3 : Évolution des facteurs de qualité liés avec différents types de pertes en fonction de la pression du gaz ambiant.....	124
Figure V.4 : Résultats de la modélisation analytique du déplacement de la masse sismique (a) et de la puissance dissipée sur une charge résistive (b) en fonction de la valeur de la charge résistive et de la fréquence d'excitation pour une amplitude d'accélération de 10ms ⁻² et 0,1% de facteur de pertes visqueuses.	125
Figure V.5 : Évolution de la valeur optimale de la charge résistive en fonction de la fréquence d'excitation et du niveau des pertes visqueuses.....	126
Figure V.6 : Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les différents modèles en fonction de la taille de la masse sismique (a) et pour la largeur de la masse sismique égale à 1mm (b).....	127
Figure V.7 : Variation de la valeur optimale de la résistance de charge (a) et de la puissance dissipée sur une charge résistive de valeur optimale (b) pour trois valeurs des pertes visqueuses, simulées en employant la méthode des éléments finis (FEM) et modélisée analytiquement.....	128
Figure V.8 : Évolution de la puissance maximale en fonction de la valeur de la charge résistive et le rapport ψ des épaisseurs des couches.....	129
Figure V.9 : Image MEB d'une coupe et de la surface d'une couche mince de PZT {100} de 4 μ m d'épaisseur [70]. .	130
Figure V.10 : Coefficient piézoélectrique $e_{31,f}$ et la permittivité électrique ϵ_r en fonction de la concentration de zirconium par rapport au plomb pour une couche de 1 μ m [70].	132
Figure V.11 : Modèle de la puce contenant les dispositifs monté sur une carte PCB.....	135
Figure V.12 : Géométrie de la poutre utilisée dans le deuxième lot de prototypes.....	136
Figure V.13 : Modèle FEM de la structure du second lot de prototypes avec la couche piézoélectrique en PZT et une capacité simple.....	137
Figure V.14 : Résultats d'une simulation FEM : l'évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive pour une accélération de 0,2g d'amplitude.....	137
Figure V.15 : Évolution de la fréquence pour laquelle la tension dévient maximale en fonction de la valeur de la charge résistive.....	138
Figure V.16 : Comparaison de la tension générée sur une capacité simple et les capacités partagées connectées en série.....	138
Figure V.17 : Capacités piézoélectriques connectées en série : schéma de principe (a) et layout d'un dispositif (b).139	
Figure V.18 : Arrangement des électrodes "interdigitées" avec le vecteur de polarisation P et les flèches des contraintes.....	140
Figure V.19 : Définition de la capacité équivalente utilisée pour calcul de la valeur de la capacité IDT.	141
Figure V.20 : Deux propositions d'électrodes interdigitées : la version avec la largeur des pistes égale à la distance entre les pistes de 10 μ m (a) et la version avec la largeur des pistes de 4 μ m et la distance les séparant de 6 μ m (b).....	141
Figure V.21 : Photo MEB des pistes de polarisation collective des structures sur le bord d'une puce.....	142
Figure V.22 : Cellules de base utilisées pour accueillir les structures conçues, avec deux et quatre pads par structure selon son type.....	143
Figure V.23 : Photo MEB de l'électrode supérieure IDT sur la poutre (a) et les détails du motif (b).....	144
Figure V.24 : Photo de la face avant de la plaquette PZT après la gravure profonde de la couche supérieure de silicium sur le coin de la poutre (photo prise à l'EPFL).....	144
Figure V.25 : Photo MEB des dispositifs après la gravure face arrière avec un agrandissement de la masse sismique pour évaluer la qualité de gravure DRIE.....	145
Figure V.26 : Résultats d'analyse profilométrique des dispositifs PZT : paramètres théoriques (a) et mesurés (b).	146
Figure V.27 : Banc de mesure utilisé pour caractériser les dispositifs.....	147

Figure V.28 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) générées par une structure en fonction de la fréquence pour différents charges résistives pour l'excitation de 0,2g d'amplitude.....	148
Figure V.29 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) maximales en fonction de la valeur de la charge résistive pour une excitation d'amplitude 0,2g.	148
Figure V.30 : Valeurs expérimentales de la puissance pour la charge de 10kΩ correspondant à la résonance (a) et pour la charge de 2MΩ correspondant à l'antirésonance (b).....	149
Figure V.31 : Évolution de la tension et de la puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération pour le résonance (a) et l'antirésonance (b).....	149
Figure V.32 : Évolution de la valeur de fréquence pour laquelle la tension générée est maximale en fonction de la résistance de charge (a) et l'amplitude d'accélération d'excitation (b).....	150
Figure V.33 : Tension et la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive.....	150
Figure V.34 : Tension et puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération pour la résonance (a) et pour l'antirésonance (b).....	151
Figure V.35 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive.....	152
Figure V.36 : Tension et la puissance en fonction de l'amplitude d'accélération d'excitation.....	152
Figure V.37 : Évolution de la fréquence pour laquelle la puissance dissipé est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive.....	152
Figure V.38 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive.....	153
Figure V.39 : Tension de la puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération d'excitation.....	153
Figure V.40 : Fréquences de résonance des dispositifs et tension générée sur une charge de 5M pour une accélération sinusoïdale de 0,2g.....	154
Figure V.41 : Dimension de la structure avec une couche piézoélectrique de nitrure d'aluminium.....	155
Figure V.42 : Le modèle FEM de la structure utilisant la couche en nitrure d'aluminium.....	156
Figure V.43 : Évolution de la tension générée sur l'électrode (a) et la puissance dissipée (b) en fonction de la valeur de la charge résistive.....	156
Figure V.44 : Évolution de la valeur de la fréquence pour laquelle la puissance générée est maximale en fonction de la charge résistive.....	157
Figure V.45 : Photo MEB du dispositif AIN du deuxième lot avec un agrandissement de la masse sismique.....	157
Figure V.46 : Épaisseurs de couches sur les motifs de test pour le second lot AIN : données de conception (a) et résultats d'analyse profilométrique (b).....	158
Figure V.47 : Évolution de la fréquence de résonance normalisée, en fonction du niveau de sous-gravure.....	159
Figure V.48 : Évolution de la tension et la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive.....	160
Figure V.49 : Évolution de la puissance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'accélération d'excitation (a), tension et puissance en fonction de l'amplitude d'excitation.....	160
Figure V.50 : Tension générée sur une charge de 5MΩ et pour une accélération de 0,2g en fonction de la valeur de la fréquence de résonance pour les dispositifs AIN fabriqués.....	161
Figure VI.1 : Schéma du système de gestion de l'énergie utilisé dans les microsystèmes autonomes.....	165
Figure VI.2 : Schéma de la diode développé par Y. Ammar (a) et sa caractéristique courant – tension (b).....	167
Figure VI.3 : Structure de Villard de multiplicateur de tension - pompe de charge.....	167
Figure VI.4 : Le schéma du système proposé par Ottman et al.[110].....	168
Figure VI.5 : Évolution de la puissance générée (a) et l'efficacité du transfert de énergie (b) en fonction de l'amplitude de tension en circuit ouvert [109].....	168
Figure VI.6 : La puissance théorique (a) et expérimentale (b) en fonction du coefficient de couplage au carré, obtenue avec un générateur excité par une force de 45mN en résonance avec un interface simple avec un pont de diodes (1) et trois types d'interfaces SSHI (2) à (4).....	169
Figure VI.7 : Schéma d'un système de redressement actif.....	169

Figure VI.8 : Caractéristiques du système contenant un microgénérateur piézoélectrique AlN : évolution de la tension sur une capacité de 10nF pour la tension d'entrée de 150mV (a) et la tension de sortie en fonction de la tension fournie par le générateur (b).....	170
Figure VI.9 : Photo du système de gestion d'énergie réalisé en tant que système dans un boîtier (SoP).....	170
Figure VI.10 : Chargement d'une capacité de 1µF avec un multiplicateur de tension et un générateur AlN pour différents niveaux d'excitation (a) et évolution de la tension sur les capacités de 1µF et 400pF pour l'accélération de 0,1g (b).....	171
Figure VI.11 : Schéma du système autoalimenté.....	172
Figure VI.12 : L'évolution de la tension sur la capacité Ccharge de 80nF alimentée avec la tension fournie par le microgénérateur de 140mV.....	172
Figure A.1: Numérotation des axes dans la notation matricielle.....	180
Figure A.2: La masse sismique avec les deux axes de rotation.....	180
Figure A.3: Poutre encastrée - libre.....	181
Figure B.1: Poutre encastrée - libre.....	187
Figure B.2 : Couches de la poutre avec l'axe verticale z et l'axe auxiliaire a.....	188
Figure B.3 : Le schéma de la structure modélisée (a) et l'indication des variables de déformation utilisées (b).....	192
Figure C.1 : Schéma d'une poutre avec les mécanismes de dissipation de l'énergie.....	197

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Consommation en puissance de dispositifs choisis.....	12
Tableau I.2: Analyse d'une séquence d'opération d'un noeud sans fil (avec CC – contrôleur de charge).....	14
Tableau II.1 : Densité d'énergie et la taille nécessaire pour fournir 100J avec les batteries Zinc-Air et les piles miniatures.....	18
Tableau II.2 : Accélérations mesurées sur un homme en mouvement.....	24
Tableau II.3: Tableau récapitulatif des différents convertisseurs étudiés avec EX – données expérimentales, SIM – données de simulation, EM – méthode électromagnétique, ES – méthode électrostatique, PZ – méthode piézoélectrique.....	39
Tableau II.4 : Comparaison de densités d'énergie maximales caractéristiques pour les trois méthodes de conversion..	40
Tableau II.5 : Comparaison des trois principales méthodes de transduction électro-mécanique utilisées dans des systèmes de récupération de l'énergie de vibrations mécaniques.....	40
Tableau III.1 : Règles de changement des indices entre la notation tensorielle et la notation simplifiée (Voigt).....	44
Tableau III.2 : Comparaison de la notation matricielle et tensorielle.....	44
Tableau III.3 : Équations constitutives de la piézoélectricité avec la définition des coefficients piézoélectriques et leurs unités.....	45
Tableau III.4 : Comparaison des propriétés des principaux matériaux piézoélectriques.....	50
Tableau III.5 : Variables utilisées dans le modèle.....	54
Tableau III.6 : Paramètres de l'élément piézoélectrique correspondant au matériau Piezo Systems type PSI-5A4E.....	54
Tableau III.7 : Paramètres du système étudié.....	55
Tableau III.8 : Matériaux considérés pour la conversion piézoélectrique.....	67
Tableau IV.1 : Contraintes générées dans la structure soumise à trois valeurs de déplacements verticaux de la masse sismique et les valeurs de la déformation ainsi que de la tension le long d'un bras pour chacun de cas.....	86
Tableau IV.2 : Caractéristiques du dispositif testé.....	100
Tableau V.1 : Conditions aux limites appliquées sur la structure modélisée.....	116
Tableau V.2 : Paramètres géométriques de la structure modélisée.....	126
Tableau V.3 : Valeurs des capacités des dispositifs utilisant une couche mince de PZT.....	146
Tableau VI.1 : Comparaison des types de batteries rechargeables [105][106].....	166
Tableau A.1: Équivalence des indexes dans la notation tensorielle et la notation matricielle.....	179
Tableau A.2: Relation entre la notation matricielle et tensorielle pour les matériaux piézoélectriques.....	180
Tableau C.1 : Liste des constantes et variables utilisées la modélisation.....	198

Présentation du manuscrit

Ce manuscrit de thèse explore la thématique des microsystemes autonomes, notamment la problématique de leur alimentation en énergie. Le développement intensif de la microélectronique et la diminution constante de l'énergie nécessaire pour faire fonctionner des systèmes électroniques ont permis l'apparition des systèmes autonomes miniatures. Néanmoins, jusqu'à présent, l'énergie nécessaire était fournie par une source finie, par exemple une batterie électrochimique. Cela implique, qu'après un certain temps, le réservoir doit être rempli, ou bien le dispositif cesse de fonctionner. L'objectif de ce travail est d'explorer la possibilité d'alimenter de tels systèmes à partir de l'énergie ambiante, plus précisément de l'énergie des vibrations mécaniques présentes dans l'environnement. De plus, nous nous focaliserons sur la miniaturisation d'un tel dispositif, et sur la possibilité de son élaboration en employant les techniques de micro fabrication et le dépôt des couches minces piézoélectriques. L'utilisation d'un dispositif de type MEMS permettrait de créer des systèmes autonomes sur une seule puce (SoC¹) voire dans un boîtier (SoP²).

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet européen VIBES (VIBration Energy Scavenging) qui est un STREP (Specific Target Research Project) du sixième programme cadre de l'Union Européenne (IST-1-STREP-507911). Le projet a duré trois ans (janvier 2004 jusqu'au juin 2007) et a visé à la réalisation d'un microsysteme autonome, alimenté avec l'énergie des vibrations mécaniques ambiantes, dont la taille ne dépasse pas 100mm³. Les travaux de ce projet peuvent être divisés en deux phases. La première consiste en l'exploration de la possibilité de récolter l'énergie des vibrations à très basse fréquence (environ 200Hz) en gardant des dimensions millimétriques au dispositif. La deuxième partie analyse une application spécifique, à savoir une fraiseuse industrielle, laquelle produit des vibrations à des fréquences plus élevées, autour de 1kHz. Les microgénérateurs d'énergie conçus sont de type piézoélectrique et électromagnétique, et fournissent des puissances de l'ordre de quelques centaines de nanowatts à plusieurs micowatts. Dans le cadre de ce projet nous avons collaboré étroitement avec des établissements académiques : l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, l'Institut FEMTO-ST à Besançon, l'Université de Southampton et l'Institut Tyndall à Cork ainsi qu'avec des partenaires industrielles : Philips, MEMSCAP et 01dB Metravib.

Ce mémoire est structuré de la manière suivante : dans l'introduction nous présentons l'aspect du travail avec la thématique des noeuds de capteurs sans fil ainsi que leurs besoins typiques en énergie. Ensuite, dans le chapitre II, nous établissons un état de l'art des techniques existantes dans le domaine de la récupération de l'énergie des vibrations mécaniques et nous introduisons une comparaison des solutions présentées. Puis, dans le chapitre III, nous étudions l'effet piézoélectrique et sa capacité à être utilisé pour

¹ SoC – System On Chip

² SoP – System on a Package

générer de l'énergie électrique. Dans le chapitre IV nous détaillons la conception, la modélisation, la fabrication et les résultats expérimentaux du premier lot de prototypes visant à explorer la possibilité de récolter l'énergie des vibrations de basse fréquence et de fréquence variable voir inconnue. Le chapitre V présente le flot de conception du deuxième lot de dispositifs, visant une application précise d'une fraiseuse industrielle produisant des vibrations à des fréquences élevées. Dans le chapitre VI, nous étudions le système de gestion d'énergie, contenant des éléments de redressement et d'élévation de tension nécessaires pour transférer l'énergie générée vers un réservoir de stockage. Enfin, dans les conclusions nous présentons les aspects les plus importants de ce travail ainsi que les idées pour des développements futurs.

Afin de faciliter la lecture, ce document comprend des annexes contenant un glossaire des symboles utilisés ainsi que les détails sur les modélisations analytiques.

Glossaire

AlN	Aluminium Nitride
ARES	Antirésonance
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DRIE	Deep Reactive Ion Etching
FEM	Finite Element Method
IDT	InterDigitated electrode
MEB	Microscope Électronique à Balayage
MEMS	Micro ElectroMechanical System
PZT	Lead Zirconate Titanate
RES	Résonance
RMS	Root Mean Square
SoC	System on Chip
SOI	Silicon On Insulator
SoP	System on a Package
WSN	Wireless Sensor Node

Chapitre I : Introduction générale

Ce chapitre a pour but de présenter l'intérêt d'alimenter à partir de l'énergie ambiante un dispositif électronique de très basse consommation. Tout d'abord, une motivation de ce travail et une application potentielle sont présentées. Ensuite une analyse de la consommation en énergie d'un nœud d'un réseau de capteurs sans fil est détaillée et différentes approches pour l'optimisation d'un tel système sont présentées. Finalement l'intérêt de la miniaturisation et les enjeux liés sont énumérés.

I.1. Motivation – systèmes autonomes

Depuis quelques années une évolution remarquable des dispositifs autonomes peut être constatée. Ces appareils sont conçus pour travailler de manière isolée, souvent dans des endroits difficilement accessibles et pendant de longues périodes. Une application très intéressante est un réseau de capteurs sans fils (Wireless Sensor Network) qui seront décrits au paragraphe I.2, où une grande quantité de systèmes distribués (des nœuds communicant entre eux sans fil) est utilisée pour récolter les informations sur leur environnement [1]. Cette application nécessite que chaque nœud soit de petite taille, de grande robustesse, d'une durée de vie importante et de faible coût. Pendant longtemps les batteries ont favorisé le développement de ces appareils en les rendant énergétiquement autonomes. Néanmoins, cette méthode d'alimentation est devenue insuffisante pour les applications modernes. En effet le remplacement ou la recharge d'un grand nombre de piles, dans un milieu hostile, est souvent économiquement injustifié voire impossible. La durée de vie de dispositifs ainsi alimentés est directement liée à la quantité de charges initialement stockées dans la pile et donc à sa taille. Il existe alors un compromis entre les dimensions du dispositif et sa longévité. On constate que l'évolution de la densité d'énergie accumulée dans une pile est plus lente en comparaison avec l'évolution des autres domaines touchant la microélectronique [2]. La figure I.1 présente le progrès dans le temps de domaines liés à l'électronique et à la télécommunication portable, et l'évolution de la densité d'énergie dans les piles électrochimiques sur une échelle logarithmique entre 1990 et 2003.

Pour éviter l'utilisation des réservoirs d'énergie avec des capacités limitées, on peut profiter de la diminution considérable de la consommation en énergie de différents dispositifs électroniques. Il est maintenant envisageable d'alimenter un système électronique à partir d'une source d'énergie ambiante (une

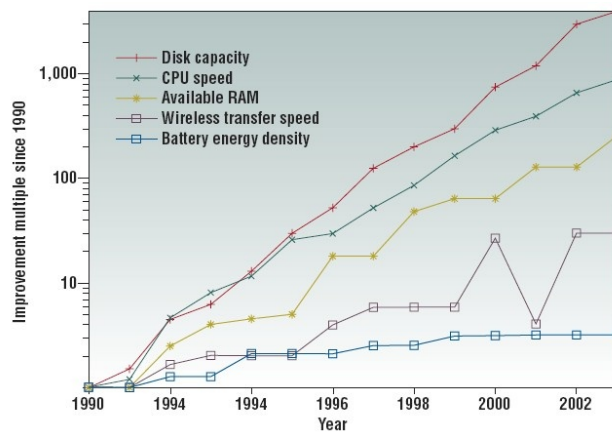


Figure I.1 : Évolution de plusieurs domaines de la microélectronique portable et des batteries [2].

énergie présente dans l’environnement du dispositif). Le principal avantage de cette solution est la continuité d’alimentation. En théorie la durée de vie d’un système ainsi alimenté est limitée uniquement par la présence de la source d’énergie ambiante utilisée et non par la capacité du réservoir local. La comparaison entre la densité de puissance de plusieurs types de piles et batteries et l’énergie ambiante faite par Roundy et al. [3] est reporté sur la figure I.2. La densité de puissance dans les piles diminue avec le temps (décharge, vieillissement) mais la puissance que l’on peut récupérer dans l’environnement, elle reste constante, parce que dans la plupart des cas on peut supposer que le dispositif de récolte est trop petit pour influencer considérablement son entourage. Grâce à cela la taille du réservoir local peut être réduite d’une façon drastique et donc les dimensions du dispositif complet peuvent être diminuées. Ce travail de thèse présente une étude visant à optimiser et miniaturiser un dispositif de récupération d’énergie ambiante destiné à alimenter un nœud du réseau de capteurs sans fil.

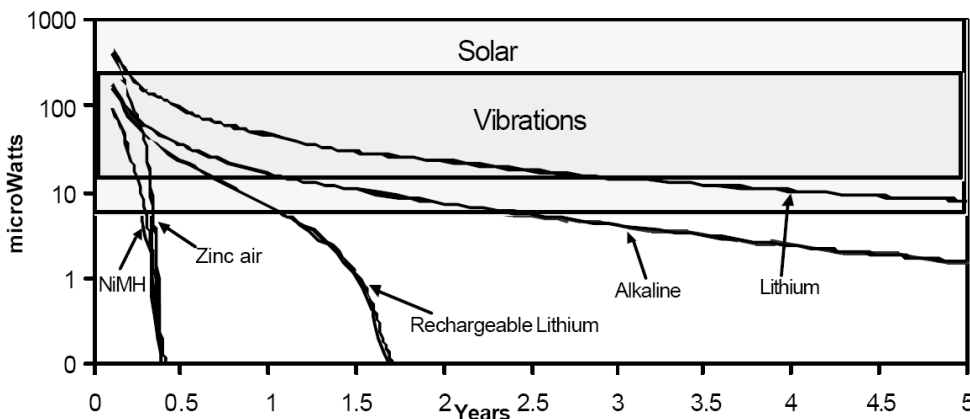


Figure I.2 : Comparaison entre la densité de puissance en fonction du temps pour les différents types de piles et l’énergie ambiante – solaire et vibrations mécaniques [3].

Cette thèse s’inscrit dans le cadre du projet **VIBES** (**VIB**ration **E**nergy **S**cavenging) (IST-1-5079911) à travers le « Sixth Framework Program » financé par de la Commission Européenne. Le but de ce projet est de concevoir et fabriquer un nœud autonome, alimenté à partir des vibrations mécaniques

environnementales, communiquant sans fil avec une station de base et récoltant des informations comme la température, l'humidité ou l'accélération.

I.2. Application envisagée – réseau de capteurs sans fil

L'avancement récent dans le domaine des microsystèmes (MEMS, MOEMS etc.), de la communication sans fil et l'électronique très basse puissance a permis le développement des nœuds de capteurs polyvalents sans fil (capables de mesurer différentes grandeurs et envoyer les résultats par la voie radio) qui peuvent être petits, peu coûteux et de très faible consommation en énergie. Ces nœuds communiquent soit directement avec une station de base ou par l'intermédiaire des autres nœuds (mode ad – hoc) pour transférer les données récoltées concernant les différentes valeurs environnementales, comme la température, l'accélération ou l'humidité. Chaque nœud doit donc être capable d'acquérir des informations avec divers capteurs, traiter les données obtenues et les envoyer vers une centrale. Un effort cumulé de plusieurs dispositifs peut mener à la création d'une cartographie des valeurs sur de grandes surfaces. Grâce à la petite taille et au faible coût, plusieurs nœuds peuvent être déployés près du phénomène étudié sans positionnement précis préalable, ce qui est très important dans le cas de la surveillance de zones difficilement accessibles ou inconnues. De plus la redondance garantit la fiabilité de mesure et sa précision (les nœuds sont identiques et par conséquent interchangeables). Par exemple on peut imaginer la situation d'une catastrophe naturelle où il est nécessaire de connaître la distribution de plusieurs facteurs pour bien guider les actions des secours. Souvent dans ce cas, il n'y a pas de temps pour planifier et construire un réseau de capteurs traditionnel. Un autre scénario peut consister en l'investigation d'un terrain inconnu, comme par exemple les zones inaccessibles dans les montagnes. Pour rendre cela possible les nœuds doivent posséder une capacité d'auto organisation et de détermination de leur position. Grâce à la présence d'un microprocesseur sur chaque nœud, les données peuvent être traitées et compressées pour diminuer la quantité de bits à communiquer.

Toutes ces caractéristiques assurent une grande variété d'applications possibles dans des secteurs aussi variés que l'environnement, la défense, la sécurité voir la santé. Les applications de réseaux de capteurs sans fil peuvent être divisées en trois groupes [4] :

- la surveillance de l'espace,
- la surveillance des objets,
- la surveillance des interactions entre les objets et l'environnement.

La première catégorie inclut la surveillance de l'habitat, de l'environnement, de l'agriculture, le contrôle du climat ou des alarmes intelligentes. La seconde inclut la surveillance des structures (bâtiments, ponts etc.), des machines ou finalement des êtres vivants. La dernière, et la plus complexe des catégories, englobe la surveillance des interactions : la faune et la flore, la gestion des catastrophes aussi bien naturelles qu'industrielles, le contrôle de processus de fabrication ou la surveillance médicale.

Il existe déjà plusieurs applications de réseaux de capteurs sans fil. Par exemple une recherche sur le microclimat des arbres géants en Amérique du Nord [1] utilise des nœuds sans fil présentés dans la figure I.3. Ce système de mesure météorologique complet est de la taille d'un boîtier d'une pellicule de film, ce qui permet de surveiller précisément la distribution des différentes valeurs sans les influencer. Une autre

application très intéressante, est le système PinPtr de détection et de la localisation des tireurs [5]. Dans ce cas, l'application d'un simple réseau de capteurs acoustiques sans fil est utilisé pour localiser un tireur dans un milieu urbain.

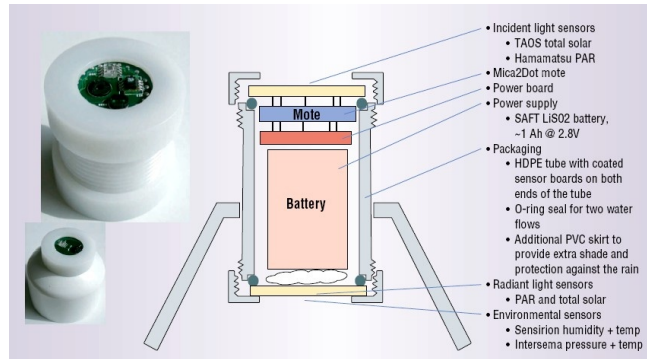


Figure 1.3 : Noeud du système de mesure météorologique [1].

Toutes les applications possibles peuvent garantir que les réseaux de capteurs sans fil vont être une partie intégrante de nos vies dans un avenir proche. Il existe déjà quelques sociétés spécialisées dans le développement des plateformes aussi bien au niveau matériel que logiciel, pour les réseaux de capteurs sans fil, comme par exemple la société Crossbow [6].

I.3. Enjeux – consommation en énergie

Toutes les applications de réseaux de capteurs sans fil nécessitent que les nœuds soient le plus petits possible et autonomes pendant une période de temps la plus longue possible. En fait, comme dans la plupart des cas la disposition des nœuds est inconnue a priori, leur entretien est difficile, voire impossible. Une batterie ne peut être ni remplacée ni rechargée. C'est pour cela que les solutions intégrant un réservoir limité d'énergie sont à éviter. Dans ce cas la durée de vie du dispositif est directement liée à la quantité de charge initialement allouée. La situation est identique avec l'utilisation de réservoirs locaux d'énergie (piles ou microbatteries mais aussi les systèmes à combustion); pour augmenter la durée de vie du dispositif il faut augmenter sa taille ce qui n'est pas souhaitable. Comme on peut le voir dans la figure I.3, la batterie occupe déjà une grande partie du volume d'un nœud.

La solution alternative est d'utiliser l'énergie disponible dans l'environnement, comme par exemple le rayonnement solaire, les gradients thermiques ou les vibrations mécaniques. En effet grâce à la diminution constante de consommation en énergie des systèmes électroniques, l'énergie qui entoure le dispositif est suffisante pour son fonctionnement. On peut imaginer que le système ainsi alimenté peut travailler en continu ou en cycle de service réduit en cas où la quantité d'énergie disponible est très faible. Dans ce dernier cas, la partie du système responsable de la génération d'énergie travaillerait en continu, mais le reste serait actif pendant une période de temps brève pour consommer le moins possible. Ce scénario est très bien adapté à notre application ; les réseaux de capteurs sans fil, parce que dans plusieurs circonstances les mesures peuvent être séparées de quelques secondes voire même quelques heures.

L'utilisation de l'énergie ambiante pour alimenter un système le rend autonome, avec une durée de vie uniquement limitée par la présence de la source de l'énergie qu'il utilise et par la fiabilité du circuit. Il y a plusieurs exemples d'application dont les cas les plus intéressants sont détaillés dans le chapitre suivant.

I.3.1. Bilan énergétique d'un noeud sans fil

Un schéma d'un noeud d'un WSN¹ est présenté dans la figure I.4. Les flèches de couleurs différentes représentent respectivement le flot de l'énergie générée et de l'énergie réglée en provenance d'un réservoir local, et le flot de signaux de contrôle.

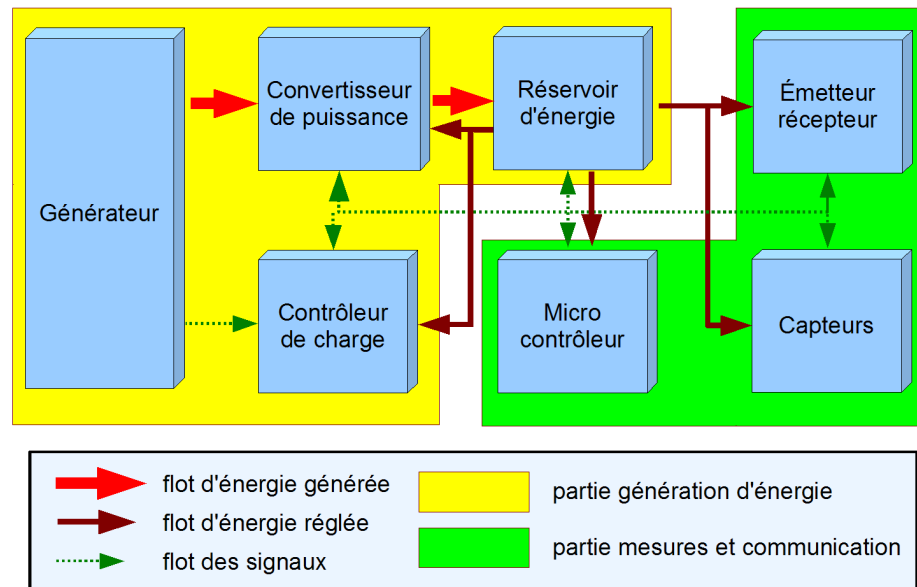


Figure I.4 : Schéma d'un noeud d'un réseau de capteurs sans fil.

Le schéma peut être divisé en deux parties : une responsable de la génération d'énergie et l'autre responsable des mesures, traitement et communication des données. La première partie est composée du **générateur** qui permet la conversion de l'énergie environnementale en énergie électrique, laquelle est ensuite gérée (convertisseurs AC/DC et DC/DC) par le **convertisseur de puissance** et transmise à un petit **réservoir d'énergie** (une capacité ou une batterie). Un **contrôleur de charge** de très basse consommation surveille le fonctionnement de ces blocs, pour optimiser le transfert de l'énergie entre le générateur et le réservoir. La partie mesures et communication est une partie principale qui réalise les tâches attribuées au nœud. Elles consistent normalement à faire des mesures avec des **capteurs** divers, traiter (filtrer, compresser etc.) des données résultantes avec un **microcontrôleur** et les transmettre en se servant de l'émetteur - récepteur.

Si l'énergie disponible dans l'environnement n'est pas suffisante pour que le nœud entier puisse fonctionner en continu, la partie mesures et communication peut être activée uniquement pendant une très courte période de temps pour minimiser la consommation en énergie.

I.3.2. Partie radiocommunication

La partie radiocommunication – l'émetteur-récepteur, est responsable de la communication entre le nœud et le monde externe. Pour éviter toute liaison physique du nœud il est préférable d'utiliser une transmission sans fil. Il existe deux méthodes principales pour établir une telle connexion : un lien radiofréquence et un lien optique (le plus souvent infrarouge). Dans notre travail les techniques optiques sont à exclure parce qu'elles sont directives et nécessitent des encapsulations spéciales.

¹ WSN : abbreviation pour Wireless Sensor Node, un noeud des capteurs sans fil

La consommation d'énergie de la partie radiocommunication dépend de la distance sur laquelle le nœud va communiquer et la distance dépend de l'architecture du réseau dans lequel se trouve le nœud. Il existe trois principales structures de communication [7] :

- mode infrastructure avec une ou plusieurs stations de base,
- mode ad hoc sans station de base,
- mode mixte ad hoc avec une ou plusieurs stations de base.

Dans le premier mode chaque nœud communique uniquement avec une station de base, maître de toute la communication dans le réseau. Quand un dispositif veut communiquer dans ce mode il doit être à une distance adéquate avec la station de base et doit être reconnu par cette station. Quand il veut communiquer avec un autre nœud, il communique les données à la station de base, laquelle ensuite les transmet au destinataire directement ou à travers une autre station de base selon la localisation du destinataire. Un protocole similaire est utilisé par exemple dans la téléphonie cellulaire ou dans le WLAN de type IEEE 802.11 (réseau d'ordinateurs sans fil).

Dans le mode ad hoc simple il n'y a pas de station de base. Si la destination est dans la zone de couverture du nœud source, les données sont envoyées directement. Si ce n'est pas le cas, le nœud source envoie les données à un nœud intermédiaire, qui peut les envoyer au destinataire ou encore à un autre intermédiaire jusqu'à la destination finale. Dans le cadre de cette architecture, les données sont transportées à travers plusieurs nœuds et le terme « multihop transmission » est souvent employé. Un exemple de cette solution nommée PicoRadio est développé au Berkeley Wireless Research Center [8].

Il peut exister aussi un mode mixte, dans lequel les nœuds peuvent communiquer aussi bien avec une station de base que dans le mode ad hoc à travers d'autres nœuds en fonction de la distance entre l'émetteur et le destinataire [7].

Un grand avantage du mode ad hoc est sa souplesse, sa robustesse et sa faible consommation d'énergie. En fait dans plusieurs applications les nœuds sont distribués sans positionnement préalable. L'absence d'une infrastructure du réseau est un grand avantage et permet d'installer le réseau rapidement, par exemple dans des zones de catastrophes naturelles. De plus, puisque tous les nœuds sont équivalents, un nœud défaillant peut être entièrement remplacé par un autre. Finalement dans le mode ad hoc les distances sur lesquels chaque nœud communique sont beaucoup plus faibles entraînant une consommation réduite des blocs RF. En fait comme l'atténuation du signal RF augmente au moins quadratiquement avec la distance [7], il est beaucoup plus avantageux au niveau de la consommation d'énergie de faire deux communications d'une distance L qu'une seule d'une distance $2L$.

D'un autre côté, la méthode directe avec une station de base est beaucoup plus simple à mettre en œuvre et demande moins de puissance de calcul des nœuds. De plus, les stations de base d'habitude n'ont pas de grandes restrictions au niveau de la consommation d'énergie. Couramment il y a beaucoup de recherches visant à trouver une solution optimale entre ces deux cas extrêmes. Un exemple d'une architecture de nœuds sans fil visant à réduire la consommation d'énergie du système est le projet WiseNET de CSEM¹ [7], dans le cadre duquel la couche logicielle est développée simultanément avec la couche matérielle pour optimiser leurs interactions. Un système complet sur puce comportant la partie radiocommunication, microcontrôleur

¹ CSEM : Centre Suisse d'Électronique et de Microtechnique

avec mémoire, interfaces de capteurs et module de gestion d'énergie sur un seul substrat a été conçu et réalisé (figure I.5). Un accent est mis pour minimiser les temps de réveil du module de radiocommunication et sur l'optimisation de la couche réseau de type MAC pour diminuer le taux d'erreur et de perte de paquets. Pour visualiser le progrès dans ce domaine la figure I.5 montre aussi la consommation en énergie de différents types de réseau en fonction de la quantité de communications en échelle bi-logarithmique. La recherche sur le protocole WiseNET a abouti à la création d'un nœud qui consomme en moyenne $25\mu\text{W}$ en communiquant un paquet de 56 octets toutes les 100 secondes, soit 100 fois moins qu'un protocole standard S-MAC ou T-MAC.

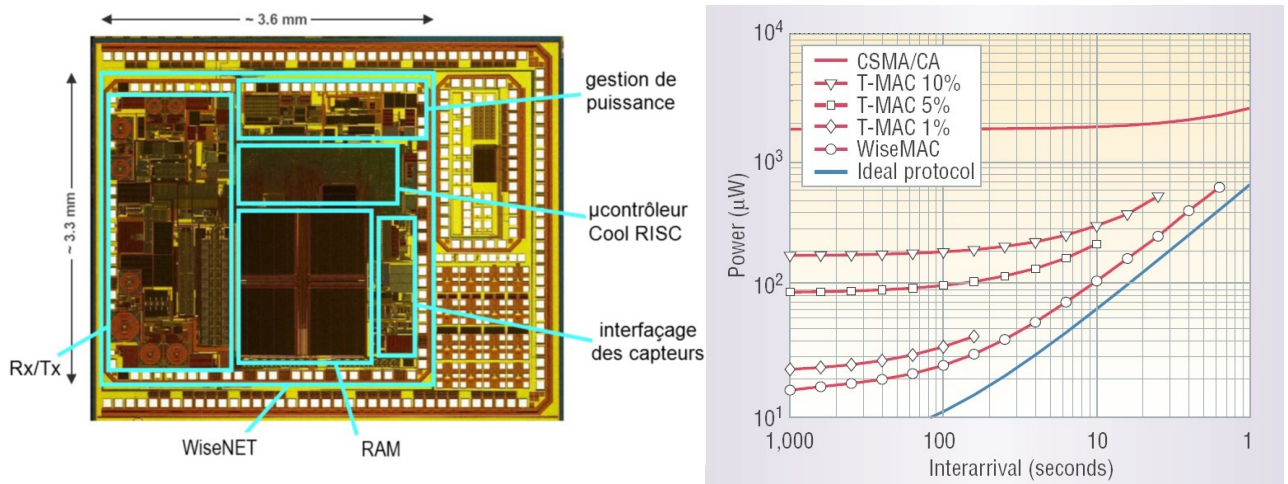


Figure I.5 : Puce complète du système WiseNET et la consommation de la partie radiocommunication en comparaison avec d'autres protocoles [7].

D'autre part il existe des systèmes émetteur – récepteur classiques de très faible consommation en énergie. Un exemple très intéressant est le système créé par la société Semtech [9] ne consommant plus que 5mW en mode transmission et 500nW en mode réception, si la distance est de l'ordre de quelques mètres avec une vitesse de transmission de 1820 bit/s. Une autre solution est présentée par la société Zarlink spécialisée dans les Réseaux sur Corps (Body Area Network) [10]. Leur dispositif ne consomme que 2,1mW en mode basse consommation avec la vitesse de transmission de 200 kbps. Une fonction très intéressante est une possibilité de le mettre en mode sommeil avec une consommation de 400nW où il est possible de réveiller le dispositif avec un signal externe sur la bande 2,45 GHz. Malheureusement les spécifications détaillées de ces dispositifs ne sont pas encore connues.

I.3.3. Microcontrôleur

Le microcontrôleur va surveiller le système pendant le période de récolte des informations et de leur envoi. Un microcontrôleur lent et simple est préférable. En effet même s'il va nécessiter plus de temps pour faire les calculs il va consommer moins de puissance dans les phases d'attente de réponse des capteurs ou des systèmes de communication. De plus il consommera moins en état de veille.

Un microcontrôleur simple, par exemple un RISC de 4 bits opérant à 32kHz, le EM6607 de EM Microelectronics [11] ne consomme que $1,8\mu\text{A}$ à 1,2V en mode actif et 100nA en mode veille. Sa version avec un convertisseur analogique - numérique consomme $9\mu\text{A}$ à 2.6V pendant une conversion.

Il existe aussi une solution complète pour l'acquisition des données très basse consommation - Sensium TZE1030 créée par la société Toumaz [12]. Ce dispositif accueille un microcontrôleur, un émetteur - récepteur, et un convertisseur analogique - numérique pour interfacer les capteurs. Il est destiné aux systèmes de surveillance de la santé pour être implanté ou attaché à une personne malade. Il consomme en moyenne 2,5nW en faisant une lecture/émission par jour. Cette solution pourtant très intéressante est toujours en phase de développement et sa disponibilité et ses caractéristiques détaillées ne sont pas encore connues.

1.3.4. Capteurs

La consommation de la partie capteurs dépend du type de composants utilisés. De plus il faut considérer le choix entre les capteurs analogiques et les capteurs numériques ou intelligents (avec traitement intégré des signaux). En fait pour l'application dans des nœuds pour WSN, il est très important de rendre la réponse des capteurs insensible aux changements de la température ou de l'humidité. On peut imaginer deux solutions :

- soit le nœud fait l'acquisition de toutes les informations environnementales qui peuvent nuire aux résultats et dans ce cas la compensation des uns par rapport aux autres peut se faire au niveau de la station de base,
- soit il n'est pas intéressant de garder tous les paramètres pour l'utilisation finale, la compensation doit se faire au niveau du nœud.

La dernière solution va diminuer la consommation de la partie transmission mais va nécessiter plus d'énergie pour celle des calculs et des mesures. Il faut aussi faire un choix approprié entre la consommation en énergie et le bruit dans les capteurs. Ces deux paramètres sont d'habitude antagonistes pour les capteurs passifs parce que pour obtenir une faible consommation d'énergie il faut que le capteur soit d'impédance élevée, ce qui augmente le bruit et diminue la qualité de la mesure [13].

Comme exemple on peut imaginer utiliser un capteur d'humidité Sensirion SHT11 qui consomme 0.55mA à 2.4V ou un capteur de mouvement ADXL330 qui consomme 400µW pendant une mesure. Néanmoins, il est intéressant d'utiliser uniquement des capteurs avec des sorties numériques pour éviter l'introduction d'un convertisseur analogique – numérique externe ou au niveau du microcontrôleur.

1.3.5. Calcul de la puissance consommée par le système

Dans le tableau I.1 nous avons regroupé les dispositifs que nous proposons d'utiliser dans le nœud sans fil alimenté à partir de l'énergie ambiante.

<i>Block</i>	<i>Nom du composant</i>	<i>Consommation en mode actif</i>	<i>Consommation en mode veille</i>	<i>Temps d'opération</i>	<i>Temps de démarrage</i>	<i>Ref</i>
Radiocommunication Tx	nRF24L01	52µA @ 1,9V	900nA @ 1,9V	350µs	1,6ms	[14]
Microcontrôleur	EM6607	1,8µA @ 1,5V	100nA @ 1,5V	T	1,5s	[11]
Capteur numérique 1	LIS3LV02DQ	600µA @ 2,5V	1µA @ 2,5V	2ms	2ms	[15]
Capteur numérique 2	AD7814	250µA @ 2,7V	0,43µA @ 2,7V	30µs	40ns	[16]

Tableau I.1 : Consommation en puissance de dispositifs choisis.

Pour l'émetteur – récepteur un dispositif de Nordic Semiconductor a été retenu. Sa performance n'est pas aussi bonne que les dispositifs de Semtech et Zarlinc, mais ses spécifications sont connues. Dans son cas un mode dit de « Shock Burst » peut être utilisé, il est caractérisé par une consommation de 52 μ A seulement, en transmission à -6dBm et 10kBit/s. De plus dans ce mode c'est l'émetteur – récepteur qui gère toute la transmission sans engager le microcontrôleur. Si 1k bit est considéré pour un envoi il faut compter 100ms d'activité de la partie émetteur – récepteur.

Pour la partie microcontrôleur une solution de EM Microelectronics – Marin SA est proposée. C'est un microcontrôleur ultra basse consommation en puissance avec une architecture de type RISC 4bit opérant à la fréquence de 32kHz. Il comporte cinq ports d'entrée/sortie pour faire l'interfaçage avec des capteurs numériques, des comptes à rebours, des interruptions, 2k x 16 de mémoire non volatile ROM et 96 x 4 de mémoire volatile RAM. Au niveau de la consommation il nécessite une tension entre 1,2V et 3,3V et 1,8 μ A en mode actif. Il existe aussi deux modes de veille : un nécessitant 500nA et l'autre 100nA.

Deux capteurs ont été choisis pour être utilisés, les deux possédant des sorties numériques. Nous avons décidé que les valeurs intéressantes à mesurer dans notre cas sont l'accélération et la température. L'accélération est intéressante parce nous envisageons l'application intégrant la surveillance de machines et de plus, nous allons utiliser les vibrations mécaniques pour alimenter notre système, alors forcément les vibrations vont être présentes dans le milieu d'opération. Le LIS3LV02DQ est un accéléromètre trois axes de ST Microelectronics avec une plage d'opération de $\pm 2g$ ou $\pm 6g$. Il consomme 600 μ A sous une tension entre 2,16V et 3,6V pendant l'opération et ne nécessite que 2ms pour faire la première mesure après démarrage. Finalement nous avons aussi décidé de mesurer la température avec un capteur numérique AD7814 d'Analog Devices. C'est un dispositif d'acquisition de la température sur 10 octets avec la plage d'opération entre -55°C et 125°C et une précision de $\pm 2^\circ\text{C}$. Il ne consomme que 250 μ A sous une tension de 2,7V pendant 30 μ s de mesure.

La séquence standard pour le fonctionnement du circuit est présentée dans le tableau I.2 et sur la figure I.6, en supposant qu'il y a de l'énergie dans le réservoir au début du cycle (CC – contrôleur de charge). Les temps indiqués dans le tableau prennent en compte les composants du tableau I.1. Tous les temps ont été augmentés d'au moins 20% pour accepter une marge d'erreur. Nous avons aussi décidé que les mesures doivent être faites chaque minute.

	<i>Action</i>	<i>Description</i>	<i>Partie active</i>	<i>Consommation</i>	<i>Durée</i>
$t_0 - t_1$	Réveil du microcontrôleur	Le microcontrôleur est réveillé soit avec un signal du compte à rebours soit avec un seuil sur le réservoir d'énergie	Microcontrôleur, CC	$P_C = 2,7\mu W$	1,5s
$t_1 - t_2$	Réveil des capteurs	Le microcontrôleur réveille les capteurs	Microcontrôleur, capteurs, CC	$P_{RM} = 1000\mu W$	2ms
$t_2 - t_3$	Mesures	Les capteurs font les mesures et envoient les données vers le microcontrôleur	Microcontrôleur, capteur et CC	$P_M = 2200\mu W$	2ms
$t_3 - t_4$	Traitement des données et mise en sommeil des capteurs	Après avoir accumulé toutes les données, le microcontrôleur traite et compresse les données	Microcontrôleur et CC	$P_C = 2,7\mu W$	100ms
$t_4 - t_5$	Réveil de la partie émetteur – récepteur	Microcontrôleur réveille la partie communication après avoir préparé les données	Microcontrôleur, émetteur – récepteur et CC	$P_{RT} = 50\mu W$	1,6ms
$t_5 - t_6$	Envoie des données	Microcontrôleur envoie les données en utilisant l'émetteur - récepteur	Microcontrôleur, émetteur – récepteur et CC	$P_T = 100\mu W$	100ms
$t_6 - t_7$	Mise en veille	Mise en veille du bloc émetteur – récepteur et microcontrôleur	Microcontrôleur, émetteur – récepteur et CC	$P_C = 2,7\mu W$	1ms
$t_7 - t_0$	Récolte de l'énergie	Le dispositif est en train de recharger le réservoir d'énergie	CC	P_0	~60s
T	La période de fonctionnement	La période de répétition des actions dont le longueur dépend de la relation entre la quantité d'énergie récoltée et consommée	CC	P_{MOY}	60s

Tableau I.2: Analyse d'une séquence d'opération d'un noeud sans fil (avec CC – contrôleur de charge).

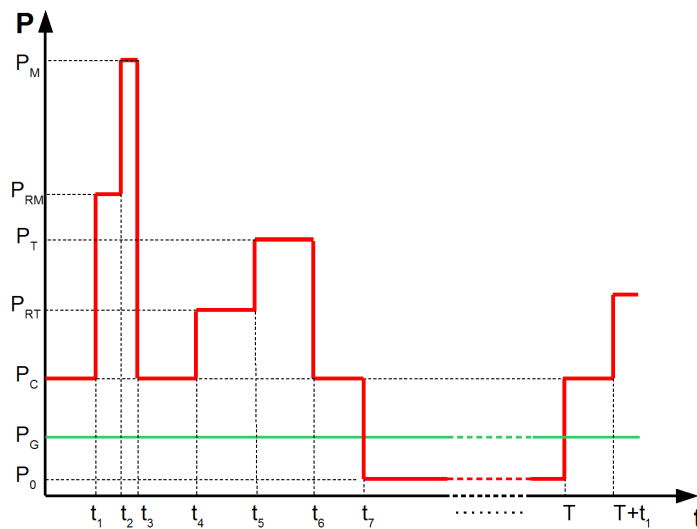


Figure I.6 : Consommation en énergie du système sur une période de fonctionnement.

Pour définir l'énergie consommée durant une période d'activité il faut ajouter les énergies consommées par chaque composant, selon la formule I.1. Pour avoir de la marge, nous allons surestimer le temps d'opération du microcontrôleur à 2s et nous allons faire une supposition que l'accéléromètre consomme 1mW en démarrage (contre 1,5mW en opération). De plus, la consommation pendant les mesures est surestimée parce que les deux capteurs sont considérés être actifs, tandis que le capteur de température n'est opérationnel que pendant une période de 30µs (contre 2ms de temps total de mesure).

$$E = 2,7 \mu W \cdot 2 s + 1 mW \cdot 2 ms + 2,2 mW \cdot 2 ms + 50 \mu W \cdot 1,6 ms + 100 \mu W \cdot 100 ms = 21,88 \mu J \quad (I.1)$$

La consommation moyenne pendant une période d'activité est donc d'environ :

$$P_{MOY} = \frac{21,88 \mu J}{2 s} \approx 11 \mu W \quad (I.2)$$

Pour générer l'énergie de 22µJ nécessaire pour le fonctionnement du nœud (selon l'équation I.2) pendant 60 secondes de récolte il suffit de générer une puissance moyenne ($P_G - P_0$ sur la figure I.6) d'ordre de **370nW**, ce qui est tout à fait envisageable, comme nous le montrerons dans le chapitre suivant. Si la puissance générée est inférieure à 370nW, la période de fonctionnement du système va être augmentée. Par contre, dans le cas où la consommation P_0 est égale, voire supérieure à la puissance P_G , il n'est pas possible de faire fonctionner le circuit. Le défi est alors de minimiser l'énergie consommée par le circuit pendant la période de récolte (P_0 sur la figure I.6), c'est à dire surtout au niveau du contrôleur de charge.

I.4. Miniaturisation

Les applications des réseaux des capteurs sans fil nécessitent non seulement une grande autonomie, mais aussi une petite taille des nœuds. Pour y parvenir, les éléments sont miniaturisés en utilisant les techniques de micro fabrication et en utilisant de plus en plus les microsystèmes électromécaniques (MEMS - Micro Electro Mechanical System). La technologie de fabrication des ces systèmes a récemment connu un développement rapide dans plusieurs domaines. Un exemple d'introduction réussi sur le marché est le système DLP (Digital Light Processor) de Texas Instruments trouvé dans la plupart des vidéo projecteurs ou la série des accéléromètres introduits par Analog Devices. L'idée est d'intégrer la partie électronique classique (traitement et stockage de données etc.) avec des éléments électromécaniques sur la même puce ou dans le même boîtier. Les éléments mécaniques sont fabriqués en utilisant des techniques dérivées de celles utilisées dans la microélectronique. Cela permet d'appliquer les règles de fabrication collective. Grâce à cela non seulement la taille des systèmes peut être drastiquement réduite mais aussi le coût de fabrication et des matériaux utilisés.

Néanmoins, l'utilisation des techniques de micro fabrication est en développement perpétuel et toutes les solutions ne sont pas encore matures. La fabrication et la conception sont parfois plus complexes qu'en utilisant une approche traditionnelle.

Un exemple d'un nœud micro fabriqué est le « Smart Dust » (une poussière intelligente) de l'Université de Berkeley présenté dans la figure I.7a. Dans ce projet la partie électronique de traitement de données ainsi que la partie de télécommunication sont miniaturisées et c'est uniquement la source d'énergie (une pile électrochimique), qui n'est pas micro fabriquée. C'est une approche pragmatique dite d'assemblage de modules hybrides.

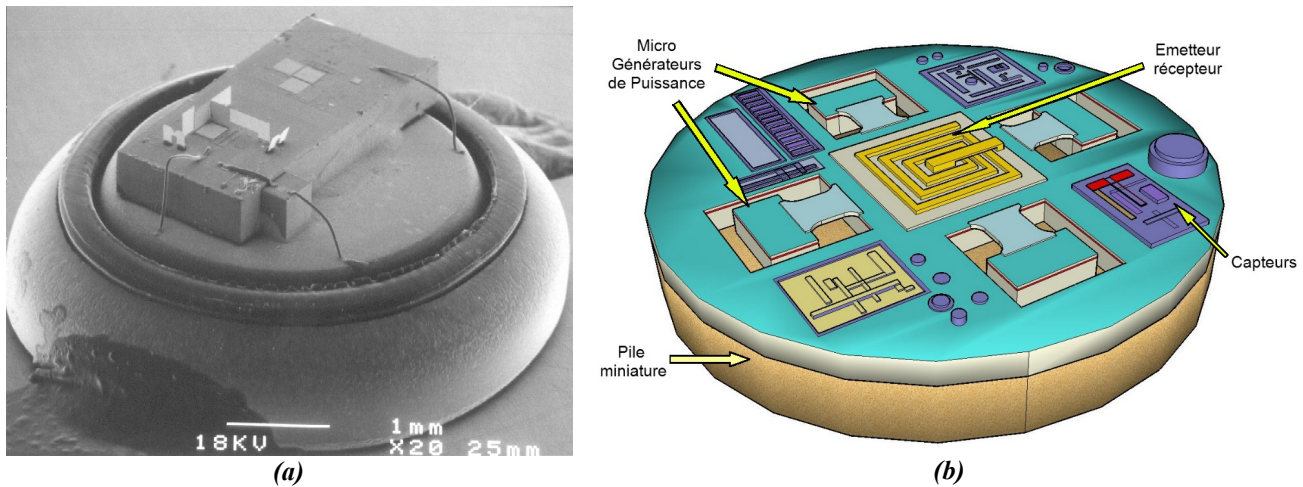


Figure I.7 : Smart Dust de l'Université de Berkeley (a) et une vision d'un nœud autonome alimenté à partir des vibrations mécaniques environnementales (b).

Le travail présenté dans cette thèse explore la possibilité d'utiliser les techniques de microfabrication pour créer un nœud autonome d'un WSN qui récolte l'énergie ambiante pour s'auto-alimenter. Les techniques de microfabrication concernent non seulement les parties électroniques et télécommunication, mais surtout les dispositifs de récolte d'énergie. C'est grâce à l'exclusion du grand réservoir d'énergie dominant jusqu'à maintenant la taille d'un tel système, qu'il va être possible de franchir une barrière supplémentaire dans la miniaturisation de nœuds de capteurs sans fil. Le but est d'intégrer tous les composants du système dans un boîtier ou sur une puce. La figure I.7b présente une vision d'un système complet intégré sur un substrat, comportant non seulement toute la partie électronique mais aussi la partie de génération d'énergie.

Chapitre II : État de l'art sur la récupération de l'énergie ambiante

Dans le premier chapitre nous avons présenté une étude de la consommation en énergie d'un nœud de capteurs sans fil (WSN) faisant partie d'un réseau destiné à mesurer différents paramètres du milieu dans lequel il se trouve. Nous avons démontré que la consommation d'un tel système est suffisamment faible pour pouvoir envisager de l'alimenter à partir de l'énergie ambiante. Dans ce chapitre nous proposons une comparaison de différentes techniques de récupération de l'énergie ambiante et nous montrons des dispositifs déjà fabriqués ou étudiés. Nous nous focalisons ensuite sur l'emploi des vibrations mécaniques présentes dans l'environnement et nous identifions et comparons les trois types de générateurs qui peuvent être trouvés dans la littérature.

II.1. Alimentation des systèmes miniatures

Le problème d'alimentation de systèmes miniatures abandonnés est connu depuis fort longtemps. Jusqu'à présent un réservoir d'énergie avec une capacité limitée – le plus souvent une pile électrochimique, a été employé. L'utilisation des piles électrochimiques a permis le développement des dispositifs portables, mais son désavantage intrinsèque est que la quantité d'énergie utile est limitée et liée à sa taille. Par conséquent si on veut créer un dispositif miniature, énergiquement autonome, il faut faire un compromis entre sa taille et sa durée de vie. Ce problème freine la miniaturisation et donc plusieurs études ont été menées pour trouver une autre solution. Les fruits de ces recherches sont présentés dans la suite de ce chapitre.

II.1.1. Sources d'énergie miniatures

Nous allons présenter dans cette partie les principaux types de sources d'énergie miniatures. Nous nous focalisons sur l'utilisation de l'énergie ambiante pour l'alimentation des systèmes électroniques, néanmoins comme ce sont les piles électrochimiques qui fournissent l'énergie aux dispositifs autonomes dans la plupart des cas, nous allons commencer par présenter ici l'état de l'art sur les piles miniaturisées.

II.1.2. Batteries et les piles miniatures

Dans le cas étudié, le remplacement de la pile ou rechargement d'une batterie est à exclure, donc elle doit comporter la totalité d'énergie nécessaire pour toute la période de fonctionnement du dispositif. C'est la technologie Zinc-Air qui possède maintenant la plus grande densité d'énergie de 1100 Wh/litre (soit 3960 kJ/litre) dans le meilleur cas [17] mais il est nécessaire de fournir de l'oxygène pour le fonctionnement de ce type de piles et elles sont difficilement miniaturisables. Les densités d'énergie des piles miniatures sont encore plus faibles. La taille de ces sources contenant l'énergie nécessaire pour alimenter pendant 10 ans le système décrit dans le chapitre I, est résumée dans le tableau II.1. Nous avons calculé que le système va nécessiter environ 100J pour fonctionner pendant une période de 10 ans (22μJ pour une minute) et nous avons ignoré le phénomène de l'autodécharge. On peut remarquer que les dimensions des piles pour durée de vie de 10 ans vont être de l'ordre de 1000 mm³.

Type	Taille	Densité d'énergie	Taille pour 10 ans	Ref
Zinc-Air	macro	3,96 J mm ⁻³	25 mm ³	[17]
Cymbet	12mm x 12mm x 0,5mm	0,092 J mm ⁻³	1087 mm ³	[18]
MgCuCl	14mm x 14mm x 0,1mm	0,093 J mm ⁻³	1075 mm ³	[19]
Li-po	1mm ² x 0,25mm	0,12 J mm ⁻³	833 mm ³	[20]

Tableau II.1 : Densité d'énergie et la taille nécessaire pour fournir 100J avec les batteries Zinc-Air et les piles miniatures.

De plus de la durée de vie limitée, les piles chimiques sont généralement composées de produits toxiques. Cette solution est à proscrire pour des dispositifs abandonnés dans l'environnement, parce que la collecte des dispositifs usagés est impossible dans la pratique.

II.1.2.1. Différence de température

Le principe de cette méthode est d'utiliser la différence de température qui engendre un flux thermique. Théoriquement, il suffit d'introduire un convertisseur entre deux points avec des températures différentes pour récolter de l'énergie. Mais en général, il est très difficile d'obtenir des différences de température élevées pour des dispositifs de taille millimétrique. De plus, malgré une forte activité de recherche, les performances des matériaux thermoélectriques sont encore très faibles. Il suffit de constater que la figure de mérite caractérisant les performances intrinsèques de matériaux thermoélectriques valait un depuis la découverte du Tellure de Bismuth en 1957 jusqu'en 1999 quand les premiers matériaux nanostructurés sont apparus. Actuellement les meilleurs matériaux ne dépassent pas la figure de mérite de trois [21]. Pour le moment, il est peu intéressant d'utiliser cet effet pour alimenter les dispositifs autonomes, sauf certains cas où la différence de température est très élevée. Un dispositif microfabriqué de 6mm² contenant 59 mille thermocouples en poly-Si_{70%}Ge_{30%} proposé par M. Strasser et al. [22] produit moins que 1μW/cm² pour une différence de température de 10K au niveau de la puce, ce qui assez faible.

II.1.2.2. Rayonnement

Il existe quatre types de rayonnement que l'on peut utiliser pour une conversion électrique. L'utilisation de chacun est détaillée dans la suite du document.

- Rayonnement solaire

C'est le type de rayonnement le plus souvent employé jusqu'à aujourd'hui. Les cellules photovoltaïques sont utilisées pour convertir directement le rayonnement solaire en énergie électrique. Puisque la gamme de puissances disponibles est très intéressante, ce domaine est en développement constant depuis plusieurs années (piles solaires dans des calculatrices, des montres etc.) et il est très difficile de le faire évoluer dans les trois ans de thèse. De plus, il est nécessaire qu'un dispositif ainsi alimenté soit bien exposé au rayonnement ce qui est possible uniquement dans une gamme spécifique d'applications. Il est par exemple impossible d'utiliser cette méthode pour fournir de l'énergie aux systèmes implantés ou déposés dans des endroits sombres.

- Ondes hertziennes

Contrairement au rayonnement solaire, les ondes hertziennes souffrent beaucoup moins des obstacles. Pour les bandes VHF et UHF, une récolte d'énergie avec de petites antennes peut être envisagée [23], mais la densité d'énergie est beaucoup trop faible pour alimenter un dispositif électronique [24]. Ce sont uniquement des localisations spécifiques comme à côté d'une station de base de téléphonie portable qui pourrait s'avérer plus efficace [25].

- Rayonnement nucléaire

Malgré la très grande capacité énergétique des matériaux radioactifs, il est très peu envisageable d'utiliser ce type de générateurs dans des systèmes abandonnés à cause de la pollution radioactive possible. Le rayonnement nucléaire naturel est trop faible pour une utilisation efficace. Il y a néanmoins un exemple intéressant d'une telle recherche – un générateur créé à l'Université Cornell utilisant la radiation nucléaire β de ^{63}Ni avec le temps de désintégration partielle de 100 ans [26]. La radiation générée provoque la vibration d'une poutre et ensuite l'effet piézoélectrique est utilisé pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. Une efficacité de 2,78% avec une puissance de sortie de 1,3nW est reportée.

Un autre principe plus souvent utilisé est l'effet bêta-voltaïque, analogue aux piles solaires [27]. Ces dispositifs sont de très basse efficacité de l'ordre de 0,5%. De plus il y a un compromis entre la durée de vie et la puissance, parce que la radiation incidente détruit progressivement le convertisseur.

II.1.2.3. Vibrations et contraintes mécaniques

L'idée de récupérer l'énergie mécanique présente dans l'environnement n'est pas nouvelle. Par contre l'idée d'employer les vibrations pour alimenter des dispositifs électroniques est en pleine émergence. Il y a quelques exemples commerciaux de dispositifs alimentés par le mouvement ou les secousses, comme une lampe de poche de la société Applied Innovative Technologies [28] ou la montre Seiko Kinetics [29]. De plus une recherche intensive dans le domaine vise à miniaturiser les générateurs. Selon l'étude faite par Roundy et al. [30] les vibrations constituent une source d'énergie très intéressante avec des densités estimées entre 50 et 250 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$. Un autre avantage de ce type de source est qu'il ne nécessite qu'une liaison mécanique simple avec l'objet en vibration (contrairement à la différence de température et les rayonnement où le couplage du générateur avec la source est souvent très difficile).

Nous allons détailler dans la partie II.2.5 les méthodes de conversion de ce type d'énergie ainsi que les dispositifs étudiés et réalisés.

II.1.2.4. Sources exotiques

Il existe aussi quelques systèmes utilisant d'autres sources d'énergie environnementale, comme par exemple le robot créé à l'Université de Bristol utilisant les insectes pour générer de l'énergie électrique [31] ou un projet développée à l'Université de Texas dans lequel une pile implantable utilise le glucose du sang pour fournir de l'énergie [32]. Ces solutions sont très restreintes au niveau des applications du fait de l'exigence de produits spécifiques pour s'alimenter, faible efficacité et courte durée de vie.

II.2. Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

En suivant l'analyse présentée dans la partie précédente, nous avons choisi d'étudier la récupérations de l'énergie de vibrations mécaniques. Deux types de générateurs peuvent être définis, selon le mode d'opération.

II.2.1. Générateurs quasi-statiques

Ce type de convertisseur utilise les contraintes mécaniques en régime quasi-statique c'est à dire que la fréquence de fonctionnement est beaucoup plus faible que la fréquence de résonance propre du système de récupération. L'énergie délivrée par ces générateurs est proportionnelle à la fréquence de répétitions de contraintes utilisées [33]. De plus, ce sont uniquement des contraintes de fortes valeurs qui peuvent être utilisées, comme le poids d'un homme en marche ou l'appui sur une touche.

Il y a plusieurs exemples d'application de ce type de générateurs, nous allons présenter les cas les plus intéressants. Une analyse plus détaillée est effectuée par G. Poulin dans sa thèse [33].

Chaussure piézoélectrique de M.I.T. Media Lab

Une équipe dirigée par J. Paradiso au sein du M.I.T.¹ a mis au point le prototype d'une chaussure capable de générer de l'énergie pendant la marche [34]. La structure est présentée sur la figure II.1.

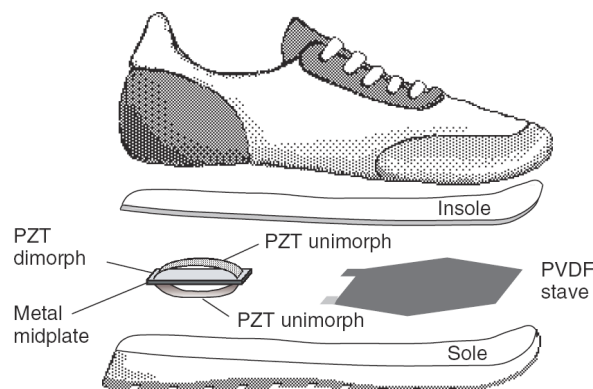


Figure II.1 : Schéma de la chaussure piézoélectrique proposée par Shenck et al. [34] avec une feuille de PVDF et un dimorphe introduits dans la chaussure.

La puissance récupérée sur une charge résistive adaptée est de 1,3mW pour la feuille de PVDF et 8,4mW pour le « dimorphe » (un amplificateur mécanique composé de deux lames flexibles autour d'un élément piézoélectrique) en PZT placé dans le talon.

¹Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, États-Unis

Interrupteur sans fil de EnOcean

La société EnOcean propose des interrupteurs sans fil utilisant une énergie d'appui pour envoyer la commande radio vers un récepteur pilotant un commutateur de courant [35]. Ce dispositif est disponible commercialement pour commander une lampe d'intérieur sans la nécessité de percer les murs et tirer les câbles.

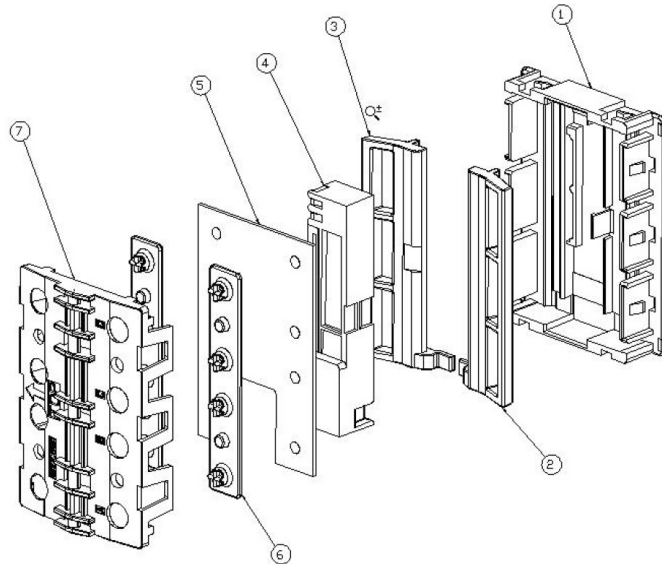


Figure II.2 : Vue de l'interrupteur de la société EnOcean, avec : le support mécanique (1), les ressorts (2, 3), le générateur piézoélectrique (4), le circuit électronique (5), le contact en caoutchouc (6) et le couvercle (7).

Générateur à manivelle

G. Poulin dans sa thèse [33] présente la conception et la fabrication d'un générateur piézoélectrique à manivelle. Il est composé de barreaux en matériau piézoélectrique soumis à une contrainte mécanique. Ce dispositif est capable de générer une puissance électrique de $13,2\mu\text{W}$ sur une charge résistive optimale, à une fréquence de 55Hz. La modélisation d'un dispositif optimisé donne $330\mu\text{W}$.

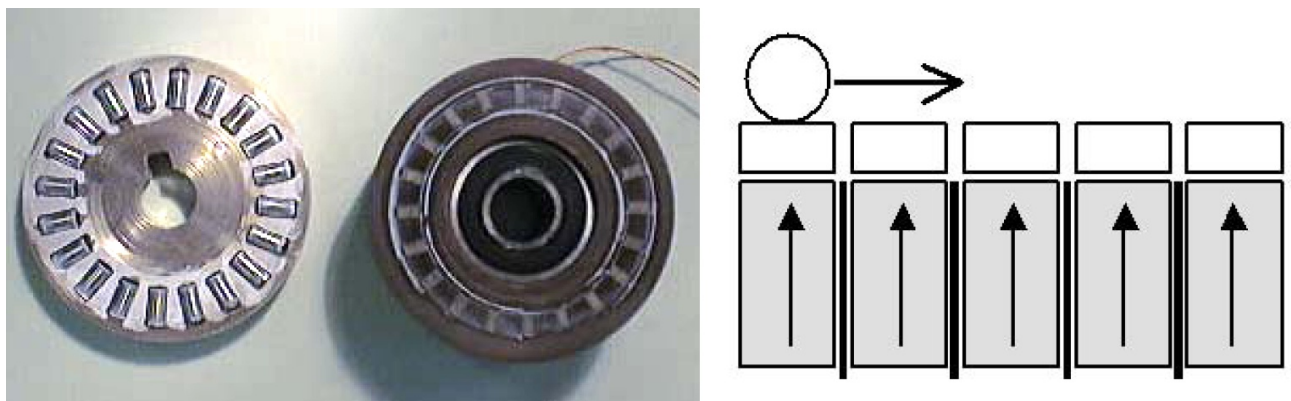


Figure II.3 : Générateur rotatif piézoélectrique proposé par G. Poulin [33].

Tous les dispositifs présentés utilisent des contraintes très importantes et sont très difficiles à miniaturiser. De plus, le couplage du dispositif avec la source de déformation doit être bien établi. Il est très improbable de pouvoir créer une telle structure de taille millimétrique réalisable avec des techniques de microfabrication.

II.2.2. Générateurs dynamiques et résonants

Dans ce cas le système est mis en vibrations, soit par une excitation sinusoïdale, soit par un choc. En suivant les travaux de P. D. Mitcheson de Imperial College, Londres [36] nous pouvons différencier trois types de générateurs dynamiques : VDRG¹ – les générateurs avec l'amortissement proportionnel à la vitesse de déplacement (par exemple générateurs électromagnétiques), CDRG² – générateurs avec l'amortissement dont l'amplitude de la force est invariable et opposée au déplacement (certains types de générateurs capacitifs) et finalement CFPG³ – les générateurs paramétriques (non-linéaires) qui ne fonctionnent pas en résonance (les systèmes bistables). La figure II.4 présente la puissance normalisée en fonction de la relation entre la fréquence d'excitation (normalisée par rapport à la fréquence de résonance du système) et l'amplitude de déplacement de la masse sismique Z_1 (par rapport à l'amplitude de source Y_0). Nous pouvons constater que dans les cas où la fréquence d'excitation est proche de la fréquence de résonance du système, ce sont les générateurs résonants qui donnent le plus de puissance. Si la fréquence de vibration est inférieure à la fréquence de résonance c'est le CDRG qui s'avère plus avantageux, et c'est le VDRG dans le cas contraire. L'utilisation d'un générateur paramétrique est justifiée uniquement dans deux cas. Le premier cas est liée à la concordance de fréquence de résonance avec la fréquence d'excitation. Il est avantageux d'utiliser un CFPG quand la fréquence de résonance n'est pas connue a priori, est variable sur une large plage de valeurs ou quand il est impossible de concevoir un système qui vibre à la fréquence d'excitation, par exemple à cause d'une contrainte de taille. C'est par exemple le cas d'un microsystème destiné à récupérer les vibrations à une fréquence très faible. L'autre cas est liée avec l'amplitude de déplacement. Un système paramétrique génère plus de puissance dans les systèmes où l'amplitude de déplacement possible de la masse sismique est moindre que l'amplitude d'excitation.

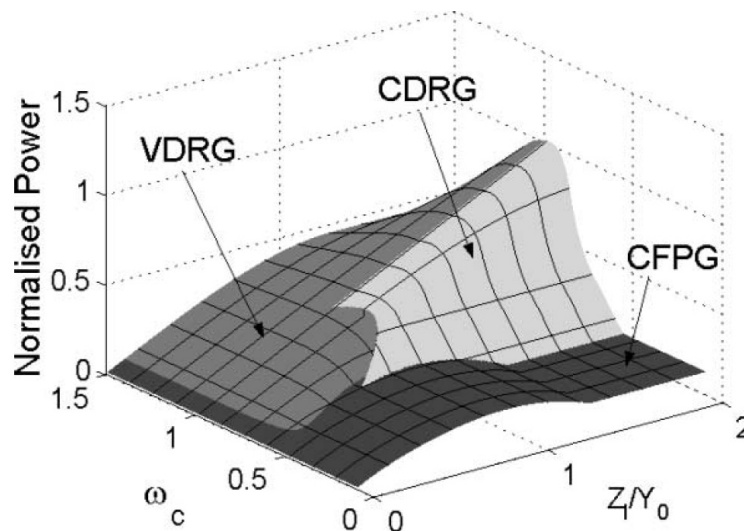


Figure II.4 : Puissance normalisée en fonction de la fréquence d'excitation et de l'amplitude pour les trois types de générateurs [36].

¹ VDRG : Velocity-damped resonant generator
² CDRG : Coulomb-damped resonant generator
³ CFPG : Coulomb-force parametric generator

II.2.3. Couplage

Un facteur qui limite l'énergie récupérable est le couplage entre les différents domaines énergétiques présents dans le système.

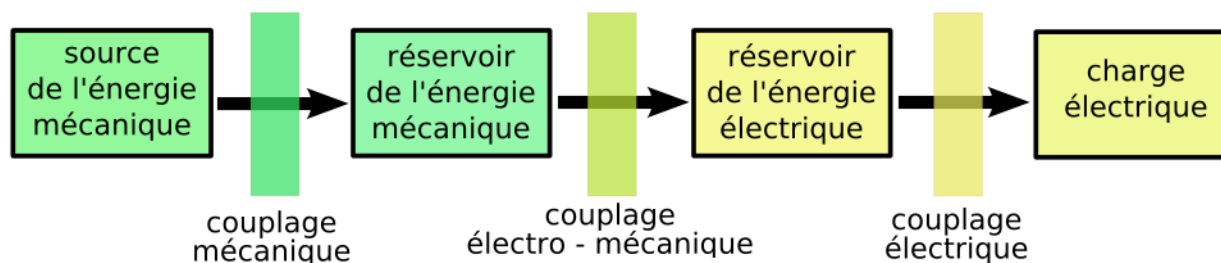


Figure II.5 : Représentation de couplage entre différents domaines énergétiques dans le système de récupération.

La figure II.5 montre le schéma du système de génération de l'énergie électrique à partir de l'énergie mécanique. Il existe trois passages où le couplage peut être défini :

- Entre la source d'énergie mécanique et le dispositif de récupération. C'est le couplage purement mécanique qui définit combien d'énergie est transmise au dispositif. Nous pouvons supposer que le dispositif de récupération d'énergie est suffisamment petit pour ne pas influencer la source initiale, donc avec une connexion bien faite il est possible d'obtenir un facteur de couplage proche de 100%.
- Entre le réservoir d'énergie mécanique et le réservoir d'énergie électrique. Ce couplage est déterminé par les propriétés des matériaux utilisés, la forme du générateur et son mode de fonctionnement comme nous l'expliquons dans la partie III.2 de ce mémoire.
- Couplage entre la partie électrique du générateur et le circuit de conditionnement et de stockage de l'énergie électrique (convertisseurs AC/DC, DC/DC et la charge électrique). C'est un couplage purement électrique et sa valeur dépend de l'impédance de sortie du générateur et du type du circuit qui suit. Une discussion de cette partie est proposée dans le chapitre VI et aussi développée dans les travaux de thèse de Yasser Ammar [37].

II.2.4. Spectre de vibrations

Intuitivement, un générateur résonnant doit opérer à sa fréquence de résonance pour produire le plus d'énergie. Pour savoir quelles fréquences sont les plus répandues dans l'environnement, nous avons analysé deux cas : le premier concernant les vibrations générés par les hommes, et le second concernant les machines.

II.2.4.1. Énergie des vibrations mécaniques générées par les hommes

Une grande quantité de dispositifs électroniques utilisés par les hommes est alimenté par des piles. Il est donc intéressant d'étudier si l'alimentation de ces appareils est possible avec les vibrations créés par la personne qui les porte. La gamme de dispositifs qui peut être ainsi alimenté varie de la surveillance de santé jusqu'au divertissement.

Pour déterminer quelles fréquences sont générées par les hommes en mouvement, nous avons analysé les études faites à l'Université de Southampton. Cette équipe a fait les mesures des vibrations générées par un

homme de 76kg et d'une taille de 170cm, lors d'un déplacement à 5 km/h (une marche), à 8km/h (un footing) et à 12km/h (une course à pied). Les accéléromètres ont été placés sur la cheville, le poignet, la poitrine, le bras et la tête, comme le montre la figure II.6. Il est à noter que les mesures ont été faites sur un tapis roulant avec une couche souple qui amortit en partie l'amplitude des vibrations. Les résultats sont reportés dans le tableau II.2.

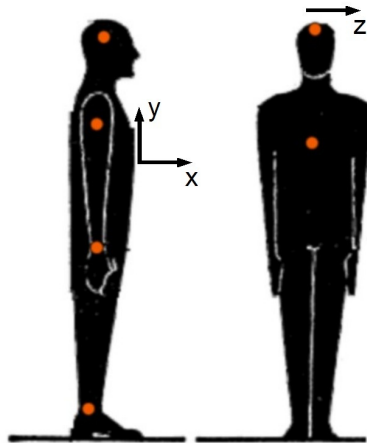


Figure II.6 : Positionnement des accéléromètres sur le corps humain pendant les tests.

Localisation	Vitesse [km/h]	Accélération max selon X [ms^{-2}]	Accélération max selon Y [ms^{-2}]	Accélération max selon Z [ms^{-2}]
Cheville	5	21,4	107,8	20,4
Cheville	8	43	59,1	21,4
Cheville	12	63,6	98,4	39,9
Poignet	5	5,1	7,1	3,7
Poignet	8	37,8	25,8	9,7
Poignet	12	33	22,9	10
Poitrine	5	7,6	4,5	4,7
Poitrine	8	51,1	14	19
Poitrine	12	66	16,6	22,3
Bras	5	6,3	4,7	3,5
Bras	8	31,2	15,1	13,5
Bras	12	48,2	28,7	18,9
Front	5	6,8	4,1	6,9
Front	8	10,2	6,6	17,7
Front	12	14,7	8,7	22,8
Tête	5	6,3	6,5	4,1
Tête	8	20	10	4,3
Tête	12	25	13	7,1

Tableau II.2 : Accélérations mesurées sur un homme en mouvement.

Bien évidemment les accélérations sont les plus importantes sur la cheville. C'est la cheville qui est la plus proche du point d'impact avec le sol, par conséquent les vibrations sont le moins amorties. L'amplitude d'accélération augmente avec la vitesse de déplacement sauf pour le cas de la cheville, pour laquelle la valeur la plus importante correspond à la vitesse la plus basse. Cela peut être expliqué par le fait que pendant la marche un homme pose presque tout son poids sur le talon, tandis que pendant qu'il court le poids est posé sur les orteils et donc les vibrations sont plus amorties. La fréquence des signaux est liée avec la vitesse de déplacement. Un exemple du spectre obtenu sur la cheville à la vitesse de 12km/h est présenté à la figure II.7.

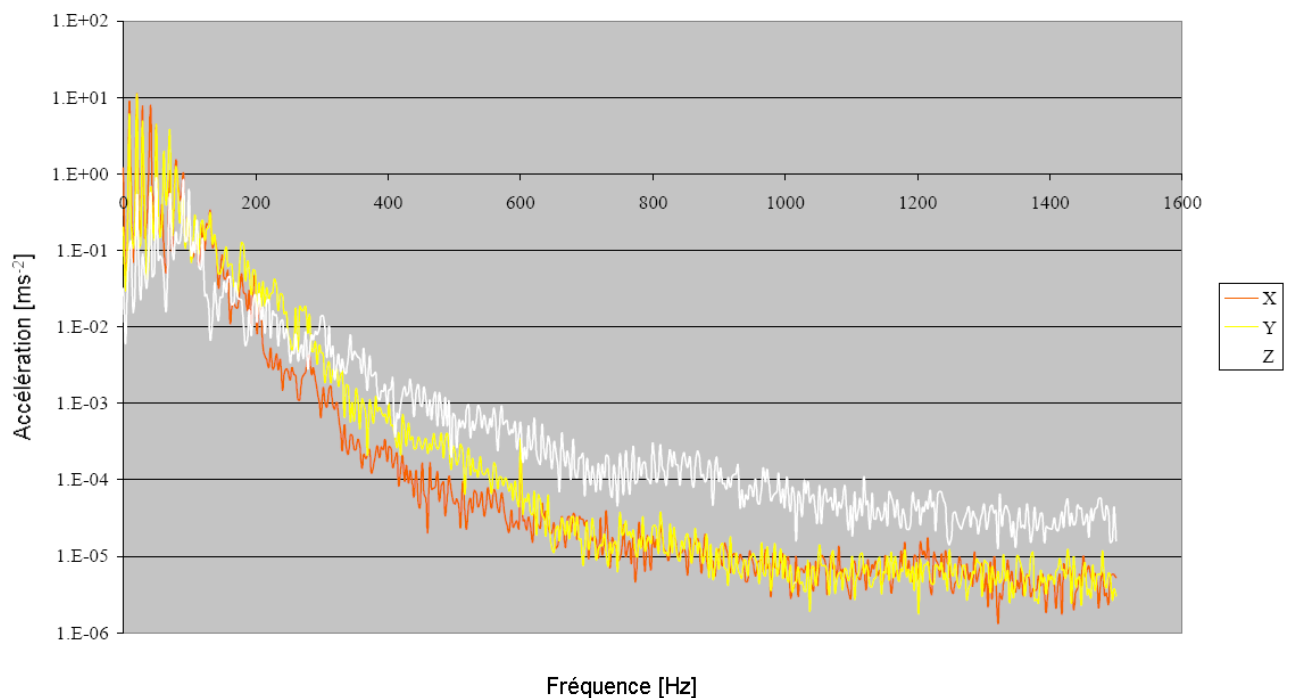


Figure II.7 : Spectres des vibrations produites sur la cheville d'un homme qui court à 12km/h.

Les fréquences avec des amplitudes importantes sont inférieures à 100Hz. Pour bien utiliser ces vibrations il faut construire un dispositif avec la fréquence de résonance dans cette zone, ce qui n'est pas facile en prenant en compte la taille millimétrique visée pour le générateur. De plus, comme nous l'avons constaté précédemment, les valeurs des fréquences de vibration avec les amplitudes les plus élevées dépend de la vitesse de déplacement. Donc le dispositif doit soit s'adapter en continu à la fréquence présente, ou avoir une « bande passante » la plus large possible pour couvrir le plus de fréquences possible. Le cas de l'adaptation de fréquence de résonance du générateur à la fréquence d'excitation pour augmenter la puissance générée sera analysé dans le chapitre III de ce mémoire.

II.2.4.2. Vibrations générées par les machines

Contrairement au cas de vibrations générées par les hommes, dans le cas de machines, le spectre de vibrations est beaucoup plus large et atteint des fréquences plus élevées. De plus, un grand intérêt est porté par les fabricants pour la surveillance des machines et l'usure des éléments.

Équipement domestique

Une étude faite par Roundy et al. [38] vise à déterminer quelles fréquences sont présentes dans une maison classique. En fait les fréquences sont principalement des multiples de la fréquence d'alimentation électrique utilisée (figure II.8).

Microwave Casing

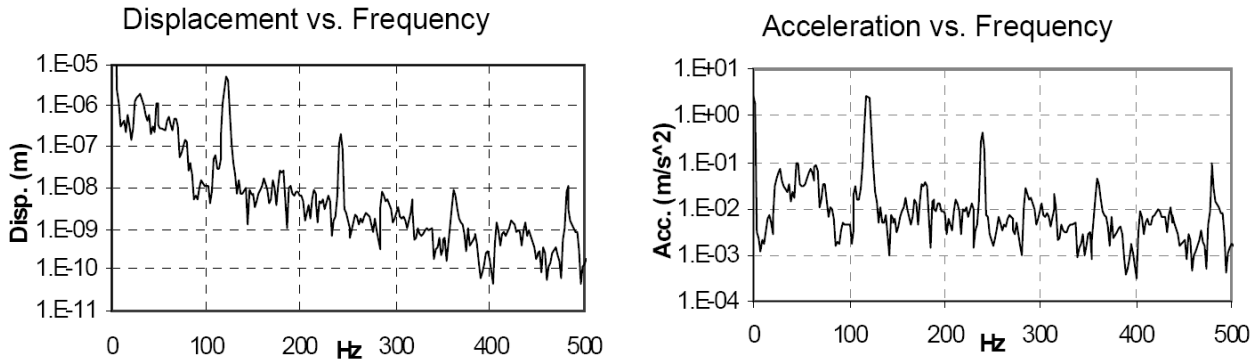


Figure II.8 : Spectres des vibrations générés par un four à microondes [38].

Dans le cas de ces études, les appareils utilisent le standard américain de 60Hz. Les pics avec les amplitudes les plus importantes apparaissent pour 120Hz et 240Hz. Les accélérations présentes sont inférieures à 1g.

Moteur tournant à 15000 tr/min

Le spectre des vibrations générées par un moteur triphasé qui tourne à 15000 tr/min est montré sur la figure II.9 [39]. La fréquence fondamentale est de 250Hz et l'amplitude correspondante dépasse 1g. Contrairement au cas présenté dans le paragraphe II.2.4.1, ici les vibrations à des fréquences allant jusqu'à 10kHz présentent des amplitudes importantes.

Avg. vibration measured on motor mounting plate of three phase motor running at 15,000 rpm

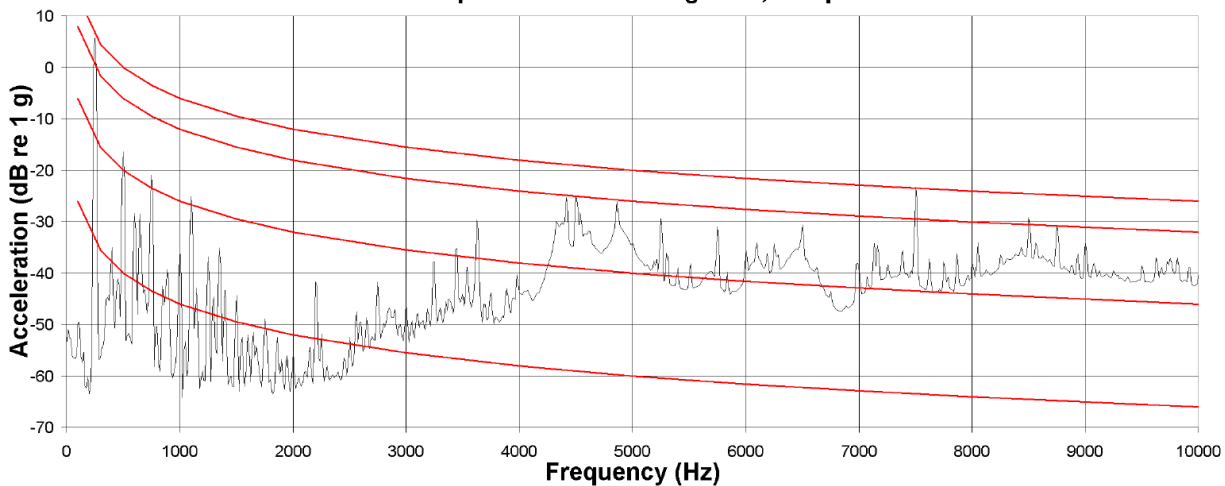


Figure II.9 : Spectre de vibrations générées par un moteur tournant à 15000 tr/min [39].

Fraiseuse industrielle

Les fraiseuses sont des machines largement utilisées pour fabriquer des pièces avec grande précision entre autres dans l'industrie aéronautique et automobile. Ces machines possèdent des éléments dont l'usage doit être surveillé pour maintenir la qualité de fabrication. Les capteurs sont souvent montés sur les éléments en rotation ce qui rend difficile leur câblage. Une solution autonome serait très intéressante et pourrait considérablement réduire le coût du montage. La figure II.10 montre les terminaisons typiques utilisés dans les fraiseuses.



Figure II.10 : Éléments typiques utilisés dans les fraiseuses industrielles.

Les mesures faites par la société 01dB Metravib sur ce type de machines rapportent le spectre de déplacement typique pour l'usinage d'un matériau dur, présenté sur la figure II.11. Le pic de déplacement de $15\mu\text{m}$ à la fréquence de 910Hz correspond à l'accélération de 50g et le pic à 1800Hz à 130g . Les amplitudes dépendent fortement du type de matériau usiné, mais les fréquences principales restent toujours les mêmes. Cette application est très prometteuse en vue de l'application des générateurs utilisant les vibrations mécaniques.

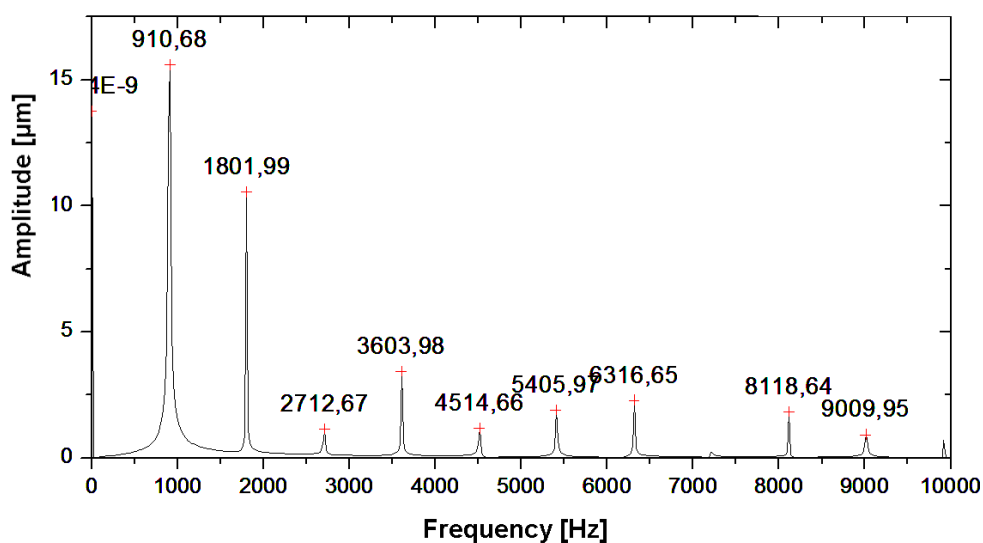


Figure II.11 : Spectre typique de déplacement sur une terminaison d'une fraiseuse industrielle.

II.2.4.3. Conclusion

Les deux types de sources de vibrations environnementales présentées se caractérisent non seulement par les fréquences présentes dans le spectre mais aussi par la caractéristique du spectre en lui même. Le spectre des vibrations générées par les hommes est concentré autour des fréquences très basses (100Hz maximum), les vibrations à des fréquences hautes sont absentes. De plus, plusieurs pics d'amplitude peuvent être remarqués, donc le mouvement n'est pas sinusoïdal. La nature du mouvement implique aussi que la caractéristique en fréquence change entre les activités ou différentes personnes effectuant la même activité. Tout cela empêche l'utilisation des générateurs résonants et favorise les générateurs dits « paramétriques », proposés par l'équipe de l'Imperial College London [36]. Par contre dans le cas des vibrations générées par les machines, quelques pics de résonance existent, mais à part cela le spectre d'accélération est uniforme et plat en fréquence. Les amplitudes sont très importantes (jusqu'à 130g) donc l'énergie récupérable est abondante. Les fréquences des vibrations produites par les machines sont d'habitude stables et le seul problème semble de concevoir un dispositif qui a sa fréquence de résonance exactement centrée sur le pic fondamental de la vibration d'excitation.

II.2.5. Trois principaux types de générateurs

Dans la littérature il existe trois méthodes principales de conversion de l'énergie de vibrations mécaniques en énergie électrique. Les dispositifs aussi bien fabriqués que seulement modélisés vont être présentés dans la suite, ordonnés par le type de la transduction utilisée.

II.2.5.1. Type électrostatique

Principe de fonctionnement

La méthode dite électrostatique (ou capacitive) tire profit du fait de la multiplication de l'énergie sur une capacité dont la valeur peut être modifiée mécaniquement. Le schéma simplifié de ce type de générateur est présenté sur la figure II.12. Si deux conducteurs séparés par un diélectrique peuvent se déplacer relativement l'un par rapport à l'autre, la capacité créée par ces deux conducteurs va varier proportionnellement. Dans le cas où une charge est présente sur la capacité ainsi créée, la modification de sa valeur va impliquer la variation de l'énergie électrique accumulée. Une conversion de l'énergie mécanique (déplacement des électrodes) en énergie électrique (multiplication de l'énergie électrique accumulée) est donc possible en suivant ce principe. **Ce type de convertisseur n'est pas un générateur au sens propre du terme mais plutôt un multiplicateur d'énergie.** Il nécessite donc une source de tension initiale pour précharger la capacité variable. L'énergie récupérable est décrite par l'équation II.1 [38] :

$$E = \frac{1}{2} V_{in}^2 (C_{max} - C_{min}) \left(\frac{C_{max} + C_{par}}{C_{min} + C_{par}} \right) \quad (II.1)$$

Il est donc souhaitable d'augmenter la tension d'opération du dispositif ainsi que la plage de variation de la capacité.

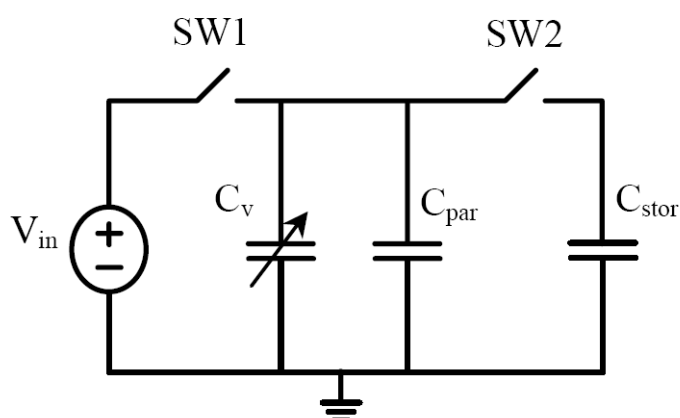


Figure II.12 : Schéma d'un générateur capacitif avec V_{in} – source de tension pour précharger la capacité variable, C_v – capacité variable, C_{par} – capacité parasite et C_{stor} – capacité de stockage.

Dispositifs étudiés

- Un dispositif proposé par Meninger et al. [40] est présenté sur la figure II.13. Un générateur capacitif de taille de 1,5cm fois 0,5cm est réalisé à partir de deux plaquettes de silicium de $500\mu\text{m}$ d'épaisseur. Une puissance de $8\mu\text{W}$ est prévue d'après les simulations. Un microcontrôleur spécifique a été aussi conçu pour optimiser le transfert de puissance.

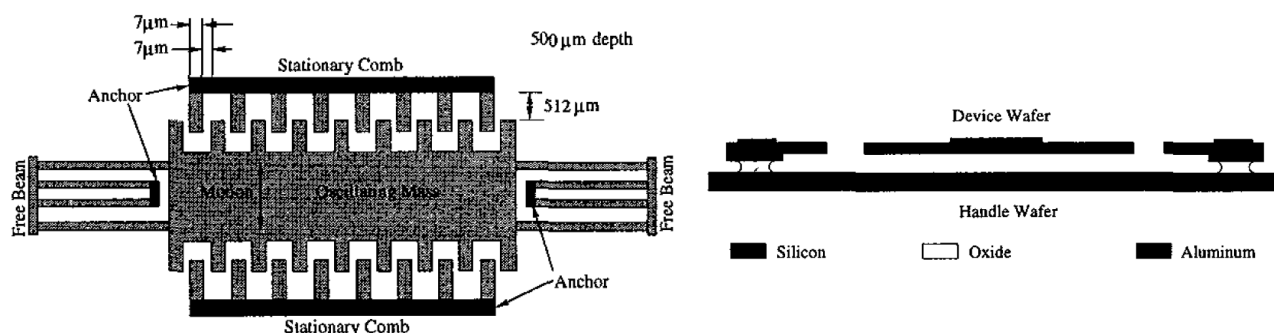


Figure II.13 : Générateur capacitif proposé par Meninger et al. dans [40] et la vue en coupe présentant la plaquette du dispositif et du support.

- Ghislain Despesse dans sa thèse [21] propose un générateur de puissance fabriqué à partir d'une pièce en tungstène. L'usinage se fait en utilisant l'électroérosion, ce qui élimine la possibilité de miniaturisation (la limite de précision est de $100\mu\text{m}$). Le système montré à la figure II.14 mesure environ $30\text{ mm} \times 45\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ et pèse 104 g . La puissance maximale théorique qui peut être tirée de ce générateur est de 1 mW à 50 Hz . Néanmoins, dans le cas pratique, la non symétrie de la structure n'a permis de récupérer que $500\mu\text{W}$. Un test intéressant a été fait en plaçant ce générateur sur le moteur d'une voiture diesel fonctionnant au ralenti avec la fréquence de vibration principale autour de 30 Hz . Une puissance de $232\mu\text{W}$ a été récupérée. Un autre dispositif est aussi étudié, un générateur électrostatique microfabriqué en silicium. Les problèmes de fabrication n'ont pas encore permis d'obtenir des résultats expérimentaux avec cette structure.

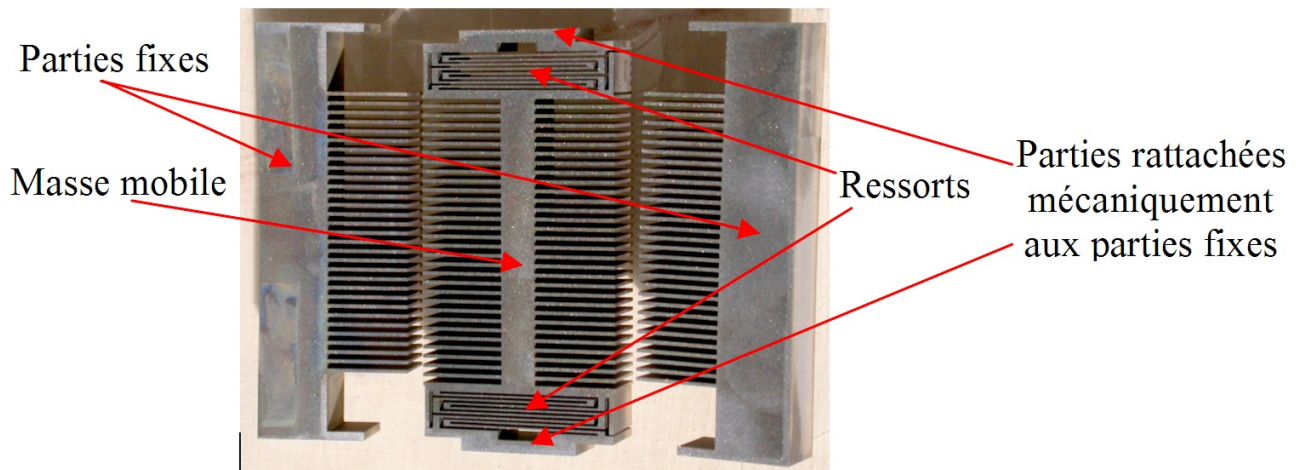


Figure II.14 : Générateur électrostatique proposé par G. Despesse dans [21].

- T. Sterken et al. [41] proposent une solution de précharge de la capacité de conversion en utilisant une couche d'électret. Un prototype occupant la surface de $2,65\text{mm}^2$ d'une plaquette SOI a été conçu. Une puissance de $1\mu\text{W}$ est estimée par simulation pour une excitation de $5\mu\text{m}$ à la fréquence de résonance du dispositif de 980Hz est prévue, mais aucune donnée expérimentale n'est fournie. La figure II.15 présente le schéma du montage ainsi que la photo du prototype microfabriqué.

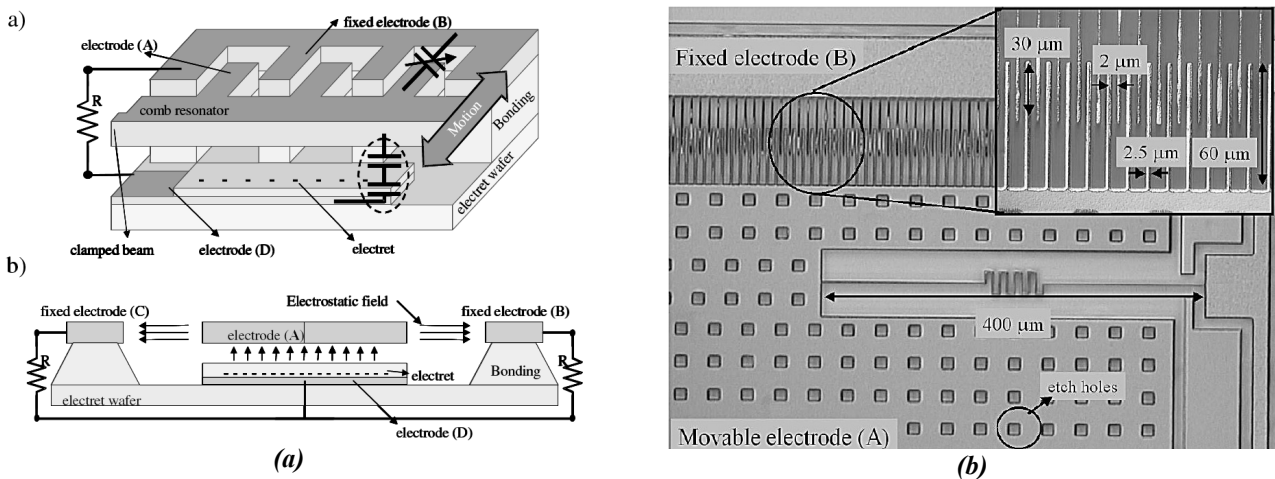


Figure II.15 : Schéma d'un générateur électrostatique utilisant une couche d'électret pour précharger la capacité (a) et une photographie du prototype microfabriqué sur une plaquette SOI (b) [41].

- F. Peano et T. Tambosso [42] introduisent une optimisation du convertisseur électrostatique proposé par T. Sterken. Une puissance de $50\mu\text{W}$ peut être obtenue sur une charge résistive adaptée à partir d'un dispositif optimisé avec l'excitation à 911Hz de $5\mu\text{m}$ d'amplitude. La taille totale du dispositif optimisé correspond à celui de Sterken : $2,3\text{mm} \times 5\text{mm} \times 100\mu\text{m}$.

- S. Roundy a analysé pendant sa thèse les méthodes de conversion de l'énergie des vibrations mécaniques en énergie électrique notamment avec la méthode capacitive. Il a mis au point deux types de générateurs, un petit occupant une surface inférieure à 1mm^2 d'une plaquette de silicium et l'autre plus grand avec une masse sismique en tungstène attachée manuellement sur une structure microfabriquée. Les problèmes de fabrication n'ont pas permis de tester tous les dispositifs. C'est uniquement le petit dispositif présenté sur la figure II.16a qui a pu être évalué et en plus pas avec une accélération externe, mais avec les

actionneurs intégrés (la masse sismique était trop faible pour déformer la structure). L'énergie par cycle s'élève à 1,4nJ, donc l'auteur prévoit qu'avec une accélération suffisamment forte à la fréquence de 120Hz une puissance de 337nW peut être obtenue. Les autres structures n'ont pas généré d'énergie soit à cause de problèmes technologiques pendant la fabrication des doigts, soit à cause d'une valeur trop faible de la capacité variable.

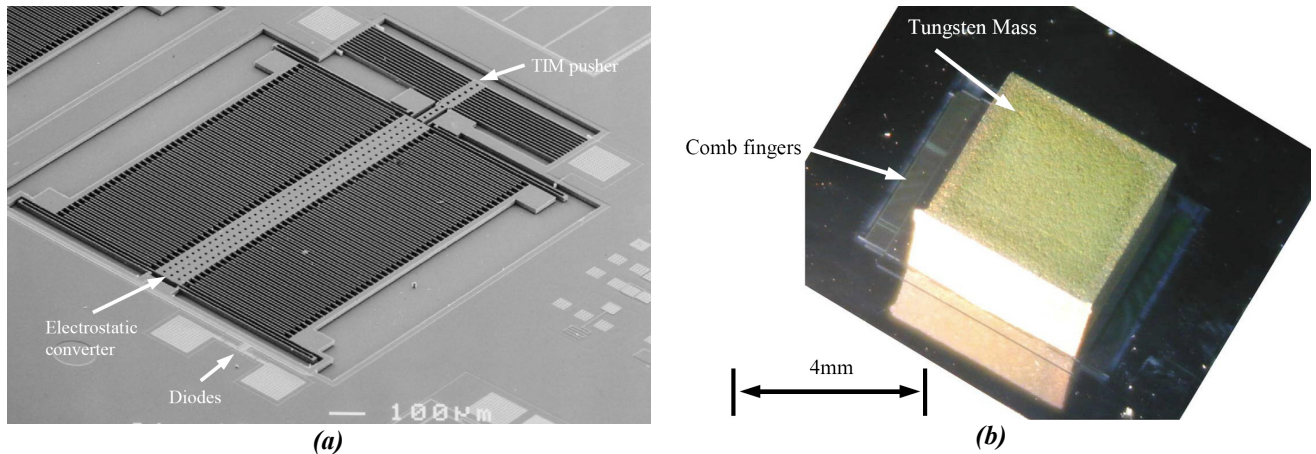


Figure II.16 : Deux dispositifs capacitifs proposés par Roundy [38] : un petit dispositif microfabriqué (a) et un grand dispositif partiellement microfabriqué avec une masse mobile en tungstène attachée manuellement (b).

- Un générateur électrostatique développé à l'Université Chiao Tung à Taiwan [43] est présenté sur la figure II.17. Le dispositif a été fabriqué mais aucun résultat ne pouvait être obtenu à cause de problèmes technologiques. La puissance simulée est de l'ordre de $200\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour un dispositif fabriqué à partir d'une plaquette SOI.

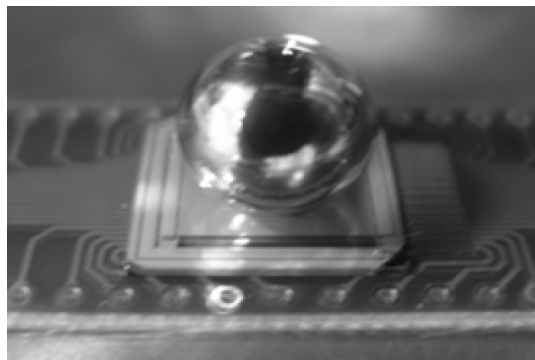


Figure II.17 : Générateur électrostatique proposé par Y. Chiu et al. [43].

Conclusion

De nombreuses équipes se sont intéressées aux microgénérateurs électrostatiques. Plusieurs dispositifs ont été fabriqués, surtout à l'échelle macroscopique, mais malgré les essais aucun dispositif microfabriqué n'est entièrement fonctionnel. Bien que la technologie utilisée soit standard (DRIE), les contraintes de précision sont très difficiles à respecter. De plus, plusieurs désavantages intrinsèques, comme la tension d'opération élevée ainsi que la nécessité de précharger la capacité variable, limitent l'intérêt de ce type de conversion. La solution proposée par T. Sterken d'utiliser électret pour précharger la capacité complique le procédé de fabrication et donc élimine l'avantage principal de cette méthode.

II.2.5.2. Type électromagnétique

Principe de fonctionnement

La conversion électromagnétique consiste au mouvement d'un inducteur par rapport à un champ magnétique. La variation du champ dans l'inducteur provoque l'apparition d'une force électromotrice et d'un flux de courant si un circuit fermé existe. La valeur de la tension générée est déterminée par la loi de Faraday, selon l'équation II.2.

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} \tag{II.2}$$

Avec :

- e – force électromotrice
- N – nombre de tours de l'inducteur
- Φ – champ magnétique passant par l'inducteur
- t – temps

Une structure simple, proposée par Amirtharajah et al. [44] utilisant cette principe de conversion, est présentée à la figure II.18.

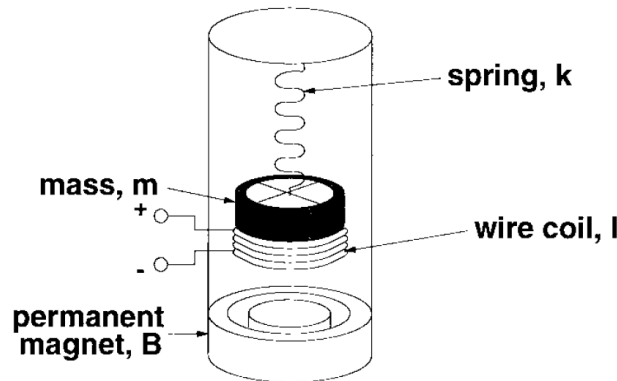


Figure II.18 : Schéma d'un simple générateur électromagnétique proposé par Amirtharajah et al. [44].

En suivant le raisonnement de Roundy [38] un dispositif simple peut être analysé en vue d'évaluer sa tension de sortie. Si on considère un inducteur de N tours qui se déplace perpendiculairement dans un champ magnétique d'intensité B à une distance maximale Y , la tension maximale (en circuit ouvert) qui peut être générée est exprimée par l'équation II.3.

$$V_{co} = N B L \frac{dy}{dt} \tag{II.3}$$

Pour un champ magnétique maximal de 1 Tesla et un dispositif de 1cm^3 excité à 100Hz, il est très improbable de générer une tension au-dessus de 100mV. De plus en miniaturisant le dispositif, non seulement le nombre de tours dans l'inducteur diminue, mais aussi sa résistance augmente ce qui agrandit les pertes. Une valeur réelle de tension est de l'ordre d'une dizaine de mV voir quelques millivolts ce qui pose de graves problèmes au niveau de la rectification. Une solution utilisant un transformateur n'est pas envisageable en raison des grandes dimensions de celui-ci nécessaires pour le fonctionnement à une faible fréquence.

Générateurs étudiés

- Le premier micro-générateur utilisant la méthode électromagnétique a été conçu et fabriqué par Shearwood et Yates [45]. Le schéma du dispositif est montré dans la figure II.19. Un aimant de 2,4mg en SmCo a été utilisé comme masse sismique.

La puissance obtenue est de l'ordre de $0,3\mu\text{W}$ pour une excitation d'amplitude de $0,5\mu\text{m}$ à la fréquence de 4,4kHz. La puissance est limitée par les effets non linéaires qui apparaissent dans la membrane qui soutient l'aimant.

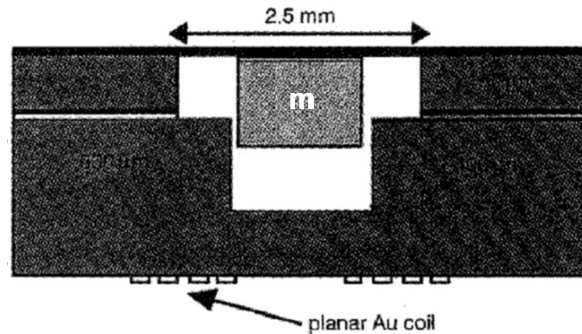


Figure II.19 : Micro-générateur électromagnétique de Shearwood et Yates [45] avec un aimant m et une bobine planaire en or.

- Un travail intéressant a été présenté par Johnny M. H. Lee et al. de l'Université Chinoise de Hong Kong [46]. Le but est de fabriquer un micro générateur électromagnétique de taille équivalente à une pile AA standard. Le schéma de leur dispositif est présenté dans la figure II.20.

Une puissance expérimentale de $830\mu\text{W}$ a été obtenue à partir des vibrations à la fréquence de 110Hz de $150\mu\text{m}$ d'amplitude. Le générateur est destiné à fournir la puissance nécessaire pour le fonctionnement d'un noeud sans fil pour mesurer la température.

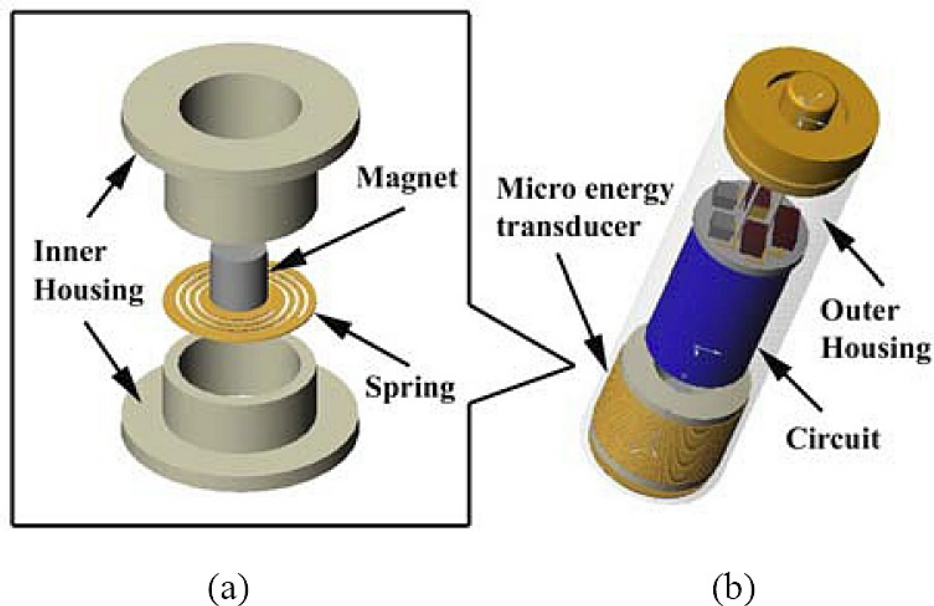


Figure II.20 : Micro-générateur électromagnétique présenté par Lee et al [46].

- Une recherche visant à perfectionner le dispositif déjà proposé par Shearwood et Yates [45] est menée à l'Université de Barcelone [47]. Le dispositif avant optimisation produit 45nW à partir d'une accélération de $6,8\mu\text{m}$ à la fréquence de 360Hz . Une simulation montre, qu'un dispositif optimal pourrait produire jusqu'à $280\mu\text{W}$ à 120Hz et $4,4\mu\text{m}$ d'excitation. Cela correspond aux vibrations produites par un petit four à microondes. Le dispositif présenté est partiellement microfabriqué, mais l'aimant est manuellement attaché sur une membrane en kapton.
- Les travaux menés à l'Institut HSG-IMIT dans le cadre du projet ZOFF III du gouvernement Baden-Württemberg en Allemagne ont abouti à la création d'un générateur micro assemblé dont le schéma est montré dans la figure II.21.

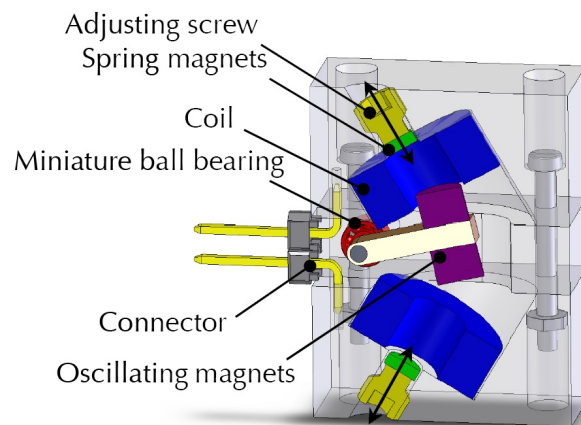


Figure II.21 : Micro générateur électromagnétique créé dans le cadre du projet ZOFF III [48]

La puissance maximale générée est de l'ordre de $300\mu\text{W}$ à la fréquence de 60Hz et une amplitude de $100\mu\text{m}$. Une solution intéressante est présentée pour régler la fréquence de résonance de ce système grâce à sa non-linéarité. Cela sera discutée en détail dans le chapitre VI.

- Un micro-générateur électromagnétique a été proposé par Glynne-Jones et al. de l'Université de Southampton [49]. Dans ce dispositif, la bobine est fabriquée avec un fil en cuivre et le tout est assemblé à la main, donc pas de possibilité de microfabrication. Des aimants massifs en NdFeB ont été utilisés. Une puissance maximale de $37\mu\text{W}$ a été obtenue à une excitation sinusoïdale de $13\mu\text{m}$ en amplitude et 322Hz en fréquence. Une expérimentation intéressante a été faite avec un autre dispositif de taille de $3,15\text{cm}^3$ (figure II.22) : le générateur a été monté sur le moteur d'une voiture (Volkswagen Polo). Le test a consisté en un déplacement de $1,24\text{km}$ avec une vitesse moyenne de 25km/h . La puissance moyenne générée était de $157\mu\text{W}$ avec des pics de $3,9\text{mW}$.

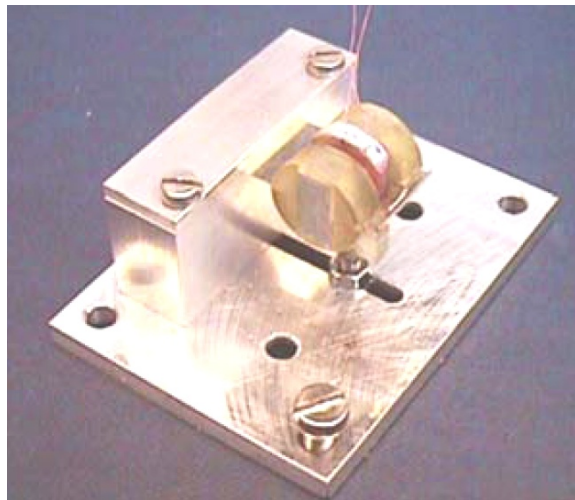


Figure II.22 : Microgénérateur électromagnétique proposé par Glynn-Jones et al. dans [49].

- La société Perpetuum [50], spin off de l'Université de Southampton, explore la possibilité de générer l'énergie électrique à partir des vibrations mécaniques en utilisant la conversion électromagnétique. Leurs produits sont à l'échelle macroscopique, mais ils travaillent pour créer un dispositif microfabriqué, notamment à la suite du projet européen VIBES.



Figure II.23 : Générateur électromagnétique PMG7 de la société Perpetuum.

Leur dernière création – le PMG7 présentée à la figure II.23, est capable de fournir 5mW avec une excitation de 0,1g et 400 μ W avec une excitation de 25mg à la fréquence de 50Hz.

Conclusion

La méthode électromagnétique est très intéressante et largement utilisée dans le cas de dispositifs macroscopiques, mais aucune structure vraiment microfabriquée n'est proposée jusqu'à présent. La miniaturisation est extrêmement difficile à cause de la nécessité d'utiliser les matériaux magnétiques exotiques et d'obtenir des distances très faibles entre l'aimant et la bobine. Il existe aussi le problème de conducteurs utilisés pour la fabrication de la bobine. En fait même les éléments réalisées par dépôts épais du cuivre de façon électrochimique (technique LIGA UV), ne garantissent pas encore des performances satisfaisantes.

II.2.5.3. Type piézoélectrique

Principe de fonctionnement

Ce type de générateur utilise l'effet piézoélectrique, propriété de certains matériaux qui se chargent électriquement quand ils sont soumis à une déformation mécanique. L'idée est donc de coupler ce matériau à une structure résonante, laquelle va imposer la déformation de celui-ci. Les matériaux piézoélectriques étant facilement disponibles, il est relativement facile d'assembler un générateur macroscopique. Par contre c'est seulement depuis quelques années que les matériaux piézoélectriques peuvent être intégrés dans les structures de type MEMS. En effet, les propriétés des matériaux piézoélectriques en couche mince sont moins bonnes que celles des matériaux massifs. L'analyse détaillée de ce type de convertisseur va être présentée dans la suite de ce manuscrit.

Dispositifs

- Un générateur piézoélectrique composé d'une poutre encastrée-libre de taille 23mm x 23mm, fabriqué avec des méthodes d'usinage classiques à été proposé par l'équipe de l'Université de Southampton [51]. Une puissance de $2\mu\text{W}$, à la résonance à 80Hz avec une excitation sinusoïdale d'amplitude 0,9mm, a été obtenue. Pour l'instant aucune optimisation n'a été effectuée sur ce dispositif.
- Roundy présente dans sa thèse [52] une étude de différents types de convertisseurs destinés à récupérer l'énergie des vibrations mécaniques ambiantes. Les dispositifs piézoélectriques optimisés proposés occupent un volume de 1cm^3 et leur fréquence de résonance se situe autour de 120Hz. Les puissances dissipées sur une charge résistive optimale reportées pour une excitation à 120Hz de $2,5\text{ms}^{-2}$ sont de $200\mu\text{W}$ pour le « Design 1 » et de $375\mu\text{W}$ pour le « Design 2 ». Les dispositifs sont fabriqués avec des technologies standard et utilisent les matériaux massifs (tel que tungstène pour la masse sismique) ce qui les rendent très difficilement miniaturisables dans leur état actuel.

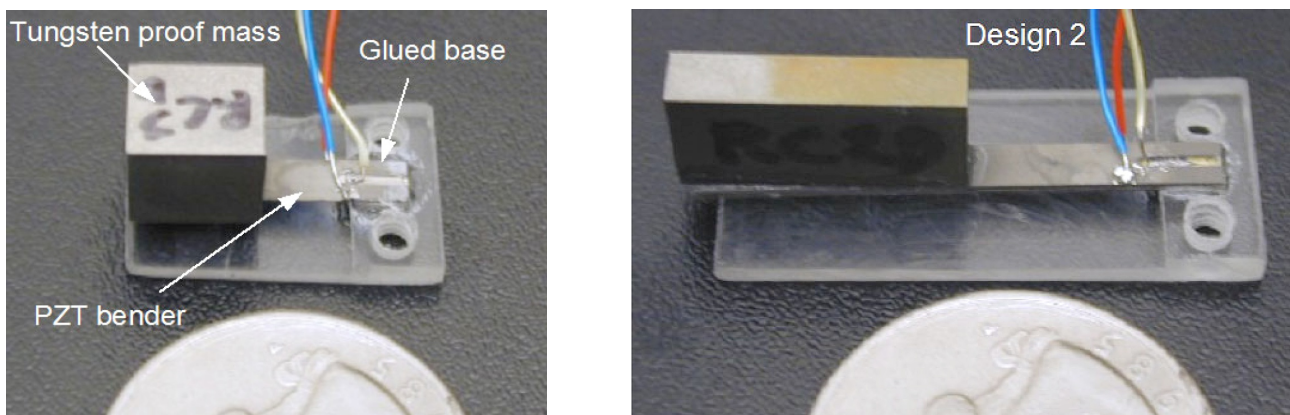


Figure II.24 : Dispositifs proposés par Roundy et al. dans [52]

- Jeon et al. du MIT [53] présentent un microgénérateur piézoélectrique, microfabriqué, utilisant les couches minces de PZT. Un concept innovant, présenté dans la figure II.25, d'arrangement interdigité des électrodes est utilisé pour augmenter la puissance générée. Les dispositifs ont été fabriqués et testés avec une charge résistive. Une puissance maximale de $1,01\mu\text{W}$ est reportée à une excitation de 14nm (10g) à la

résonance de 13,9kHz. Une étude visant à réduire la fréquence de résonance est proposée [54] et une puissance de sortie de 31nW est prévue pour un dispositif opérant à 150Hz avec une excitation d'environ 0,4g.

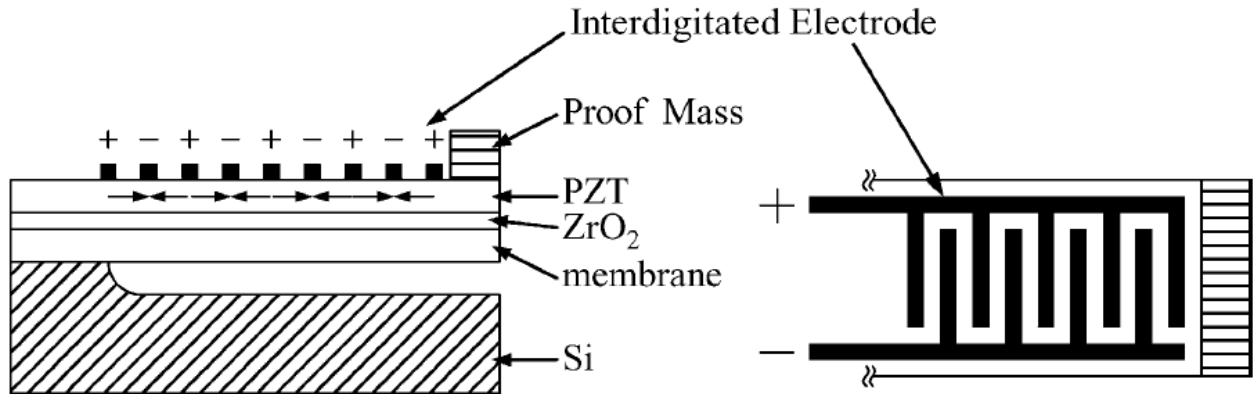


Figure II.25 : Microgénérateur piézoélectrique créé au MIT [54].

Conclusion

Les solutions utilisant les matériaux piézoélectriques ne sont pas très répandues. Il existe plusieurs exemples de dispositifs macroscopiques, mais les microfabriqués sont quasi inexistant. Cela est dû au fait que c'est uniquement depuis récemment que les couches minces piézoélectriques atteignent des performances intéressantes. Le seul inconvénient de ce type de transduction est la nécessité d'utiliser des matériaux piézoélectriques dont le dépôt n'est pas encore bien maîtrisé et parfois incompatible avec le procédé standard CMOS. Néanmoins, nous avons décidé de l'explorer plus profondément et d'étudier la possibilité de création de microgénérateurs MEMS utilisant ce principe de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.

II.2.6. Récapitulatif des générateurs résonants

Comme nous l'avons montré dans la partie précédente, il y a très peu de solutions complètes de récupération de l'énergie ambiante, surtout miniaturisées. Par contre il existe une très grande demande pour de tels dispositifs.

La partie la plus difficile concerne la comparaison de l'efficacité des générateurs. Pour ce faire, nous utilisons le modèle développé par Williams et Yates [55] et duToit [54]. Dans ce modèle simple, la récolte d'énergie dans un système soumis aux vibrations est représenté par un amortisseur visqueux b et une hypothèse est faite que la récolte d'énergie n'influence pas la source. Le schéma de ce modèle est présenté sur la figure II.26. L'énergie maximale disponible dans ce système va être calculée à partir de l'équation différentielle II.4 reliant le déplacement $z(t)$ de la masse sismique M par rapport au boîtier aux vibrations d'excitation caractérisées par l'accélération $A_{in}(t) = \ddot{y}(t)$ (avec k la raideur du ressort).

$$M \ddot{z}(t) + b \dot{z}(t) + k z(t) = -M A_{in}(t) \quad (\text{II.4})$$

La puissance générée est égale au produit de la vitesse de déplacement de la masse relativement au boîtier et la force d'amortissement visqueux.

$$P(t) = b \dot{z}(t) \cdot \dot{z}(t) \quad (\text{II.5})$$

Pour résoudre le système des équations différentielles, les équations II.4 et II.5 peuvent être représentées dans le domaine de Laplace (équations II.6 et II.7), avec p – variable de Laplace.

$$Z = \frac{-M A_{in}}{M p^2 + b p + k} \tag{II.6}$$

$$P = \frac{1}{2} b p^2 Z^2 \tag{II.7}$$

Si l'excitation $y(t)$ est sinusoïdale et en plus si on considère que le système opère à la résonance, la variable le Laplace p peut être remplacée par $j\omega_N$, avec $\omega_N = \sqrt{k M^{-1}}$ étant la pulsation de résonance du système. L'équation II.8 donne la relation entre les paramètres du système et la puissance moyenne récupérable \hat{P} , avec $\zeta^{-1} = 2M\omega_N b^{-1}$.

$$\hat{P} = \frac{M A_{in}^2}{4 \zeta \omega_N} \tag{II.8}$$

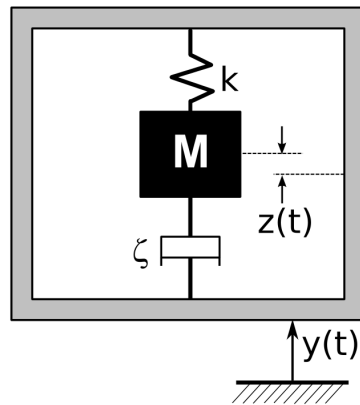


Figure II.26 : Schéma du modèle développé par Williams et Yates [55].

Selon ce modèle, la puissance récoltée est proportionnelle à la masse sismique en mouvement, à l'amplitude d'accélération d'excitation au carré et inversement proportionnelle à la pulsation de résonance et au facteur d'amortissement représentant la récolte de l'énergie. Comme la plupart des publications rapportent uniquement le volume du système, pour comparer les dispositifs nous allons faire la supposition que la densité est égale pour tous les générateurs et nous allons remplacer la masse par le volume. De plus, nous allons faire une simplification, que tout le volume du dispositif est occupé par la masse sismique. De telle façon nous pouvons définir une figure de mérite pour chaque dispositif en divisant la puissance de sortie reportée, par le volume du dispositif, l'accélération d'excitation au carré et en multipliant le résultat par la pulsation de résonance propre du système (l'équation II.9).

$$FM = \frac{P_{out} \omega_N}{V A_{in}^2} \tag{II.9}$$

Le tableau II.3 présente un récapitulatif sur les différents microgénérateurs réalisés ou étudiés. Nous y reportons la puissance déclarée, le volume du dispositif, les caractéristiques de l'excitation, le type de test – s'il s'agit d'une simulation ou d'une expérimentation, le type de transduction utilisé et si le dispositif est créé avec des techniques de microfabrication. A partir de ce récapitulatif, on constate que les dispositifs utilisant

la transduction piézoélectrique sont caractérisés par une figure de mérite beaucoup plus élevée que les autres solutions.

<i>Puissance [μW]</i>	<i>Volume</i>	<i>Fréquence [Hz]</i>	<i>Amplitude [μm]</i>	<i>Accélération [ms^{-2}]</i>	<i>Type de test</i>	<i>Transduction</i>	<i>Figure de Mérite</i>	<i>Si microfabriqué</i>	<i>Référence</i>	<i>Équipe</i>
830	1cm ³	110	150	71,7	EX	EM	111,7	oui	[46]	Hong Kong
0,3	3x3x2 mm ³	4400	0,5	382	EX	EM	3,16	oui	[45]	Sheffield
100	5 x 5 x 1 mm ³	330	30	129	SIM	EM	499	non	[55]	Sheffield
1	5 x 5 x 1 mm ³	70	30	5,8	SIM	EM	522	non	[55]	Sheffield
37	0,84cm ³	322	13	53	EX	EM	31	non	[49]	Southampton
282	0,7cm ³	120	4,4	2,5	SIM	EM	49e3	oui	[47]	Univ. Barc.
0,045	0,85cm ³	360	3,4	17,3	EX	EM	0,3957	oui	[47]	Univ. Barc.
300	2,5cm ³	60	100	14,2	EX	EM	224	non	[48]	HSG-IMIT
58	0,5 cm ³	120	4	2,25	SIM	ES	1,69e4	oui	[56]	Roundy
24	28 x 28 x 2 mm ³	10		10 (?)	EX	ES	961,7	non	[57]	Imperial
50	2,3 x 5 x 0,1 mm ³	911	5	164	SIM	ES	9,27e3	oui	[42]	Torino
1	2,65 x 0,5 mm ³	980	5	189	SIM	ES	129	oui	[41]	IMEC
0,031	0,0011cm ³	150	4,7	4,2	SIM	PZ	1,51e3	oui	[54]	MIT
1	0,03mm ³	13900	0,014	107	EX	PZ	2,6e5	oui	[53]	MIT
277	3,3 x 0,5 x 0,3 cm ³	120	4,4	2,5	SIM	PZ	4,05e4	non	[58]	Roundy
375	1cm ³	120	3,96	2,25	EX	PZ	5,58e4	non	[52]	Roundy
2	23 x 20 x 0,5 mm ³	80	900	227	EX	PZ	8,48e-2	non	[59]	Southampton

Tableau II.3: Tableau récapitulatif des différents convertisseurs étudiés avec EX – données expérimentales, SIM – données de simulation, EM – méthode électromagnétique, ES – méthode électrostatique, PZ – méthode piézoélectrique.

En suivant les travaux de Shad Roundy, présentés dans sa thèse [60], nous pouvons comparer les densités théoriques d'énergie pour les trois types de générateurs.

Pour la conversion piézoélectrique, deux matériaux sont considérés : le céramique PZT-5H pour le cas pratique et un matériau monocristallin, très cher et toujours en phase expérimentale, PZN-PT pour le cas théorique.

Dans le cas de la conversion électrostatique, l'énergie maximale dépend de la valeur maximale de la tension entre deux parois de la capacité variable. Pour estimer cette valeur, il faut calculer la valeur maximale du champ électrique que peut supporter le gaz selon la courbe de Paschen. Dans l'air et sous la pression atmosphérique cela correspond à 100MV/m, donc à 100 V/ μm . En utilisant cette valeur pour calculer l'énergie, on obtient 44mJ/cm³. Néanmoins en pratique, les valeurs de l'ordre de 30MV/m sont plus réalistes, ce qui correspond à une énergie de 4mJ/cm³.

Pour la conversion électromagnétique, la perméabilité magnétique du vide a été utilisé. La valeur maximal du champ magnétique réalisable est de 1 Tesla, ce qui correspond à une énergie de 400mJ/cm³. Si une valeur plus réaliste de 0,1T est utilisée, l'énergie maximale est de 4mJ/cm³.

Type de conversion	Équation pour l'énergie maximale	Valeur maximale pratique par cm ⁻³	Valeur maximale théorique
Piézoélectrique	$\sigma_y^2 \frac{k^2}{2} Y$	17,7 mJ	335mJ
Électrostatique	$\epsilon \frac{E^2}{2}$	4 mJ	44mJ
Électromagnétique	$\frac{B^2}{2 \mu_0}$	4mJ	400mJ

Tableau II.4 : Comparaison de densités d'énergie maximales caractéristiques pour les trois méthodes de conversion.

Finalement le tableau II.5 montre une comparaison des trois principales méthodes de conversion de l'énergie de vibrations mécaniques en énergie électrique. Les dispositifs utilisant la méthode électrostatique sont théoriquement les plus faciles à intégrer, parce qu'il ne nécessitent pas de matériaux exotiques (dans le plus simple des cas). Néanmoins, les problèmes de tolérance et précision de fabrication du système avec des doigts mobiles le rend difficile à mettre en oeuvre en pratique. De plus, la densité d'énergie que l'on peut obtenir à partir de ces dispositifs est assez faible et pour qu'ils soient efficaces il faut qu'ils opèrent avec des tensions élevées [21]. Les dispositifs utilisant la méthode électro-magnétique sont très intéressants au niveau de la densité d'énergie, mais ils sont très difficilement miniaturisables, surtout au niveau de la fabrication de la bobine et des matériaux magnétiques. De plus la tension produite est très faible, ce qui complique la conception du circuit de redressement. La méthode piézoélectrique présente des densités d'énergie très élevées et en plus, grâce à la possibilité d'intégrer des couches minces piézoélectriques dans les MEMS, les dispositifs l'utilisant peuvent être miniaturisés. C'est notamment pour ces raisons que nous avons choisi d'explorer plus en détails ce mode de conversion.

Transduction	Électrostatique	Électromagnétique	Piézoélectrique
Miniaturisation	assez facile au niveau de matériau (compatible avec la technologie CMOS), difficile au niveau des tolérances	très difficile, intégration d'une bobine de faible résistance nécessaire, matériaux magnétiques exotiques	moyenne, matériaux piézoélectriques exotiques à déposer
Densité d'énergie	très faible	moyenne	élevée
Niveau de développement	très avancé	faible	moyenne
Problèmes spécifiques	besoin d'une source initiale pour fonctionner, pour être efficace doit travailler avec des tensions très élevées (40V), débattement doit être contrôlé mécaniquement	très faible tension de sortie, intégration très difficile	intégration des matériaux piézoélectriques, propriétés des couches minces inférieures aux matériaux massifs

Tableau II.5 : Comparaison des trois principales méthodes de transduction électro-mécanique utilisées dans des systèmes de récupération de l'énergie de vibrations mécaniques.

Chapitre III : Générateurs piézoélectriques

Ce chapitre explore l'utilisation de la piézoélectricité pour transformer l'énergie des vibrations mécaniques ambiantes en énergie électrique utilisable. La première partie présente l'effet piézoélectrique sous un aspect physique et la convention utilisée pour sa modélisation. Les différents matériaux, ainsi que leurs procédés de fabrication sont exposés dans la partie suivante. Ensuite, un modèle du système résonant de génération d'énergie utilisant l'effet piézoélectrique est analysé. Il permet d'estimer l'énergie récupérable en fonction des différents paramètres géométriques et physiques. Finalement dans la dernière partie, certains aspects généraux concernant la conception des générateurs seront discutés.

III.1. Piézoélectricité

Les systèmes électromécaniques utilisant des matériaux de type piézoélectrique sont connus depuis bien longtemps, surtout dans le domaine des capteurs et des actionneurs. Comme exemple on peut citer les générateurs d'arcs électriques (allume-gaz), les microphones, les moteurs aussi bien rotatifs que linéaires, l'imagerie ultrasonore et les filtres à onde de surface. Par contre, la génération de l'énergie avec ce type de conversion est un sujet assez nouveau. Il est néanmoins en développement intensif depuis quelques années, comme nous l'avons présenté dans le chapitre précédant. Ceci est dû surtout à l'amélioration de la qualité des matériaux piézoélectriques, notamment les céramiques PZT.

III.1.1. Généralités

L'effet piézoélectrique a été observé pour la première fois par un minéralogiste français, l'Abbé R. Haüy en 1817. Ensuite ce sont les frères Pierre et Jacques Curie qui ont exploré le lien entre la structure cristalline des matériaux et leur propriétés pyro et piézoélectriques. C'est à eux qu'on attribue la découverte expérimentale de l'effet piézoélectrique. Cet effet se caractérise par une capacité de certains corps à se charger électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique : c'est l'effet direct ; ou de se déformer suite à l'application d'une tension électrique : c'est l'effet inverse. En effet, une action mécanique (la force F sur la figure III.1) provoque l'apparition d'un dipôle électrique dans chaque maille cristalline du

matériau par déplacement des centres de gravité des charges positives et négatives. L'équilibre électrostatique est rompu et une polarisation apparaît. La piézoélectricité ne peut pas se manifester pour des conducteurs et de plus, l'absence du centre de symétrie dans la maille élémentaire du matériau est nécessaire.

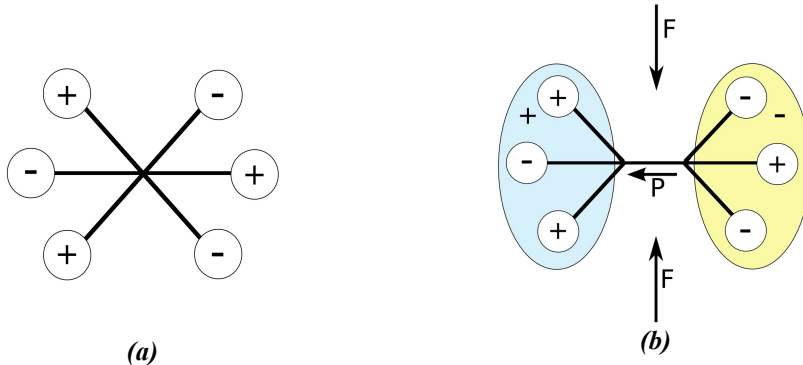


Figure III.1 : Représentation schématique de la polarisation d'un matériau piézoélectrique à l'échelle microscopique.

Parmi les matériaux piézoélectriques certains sont aussi ferroélectriques, c'est le cas de nombreux matériaux ayant une structure cristalline de type perovskite. Un champ électrique excitateur E implique l'apparition d'une polarisation P , ce qui permet de définir une polarisation rémanente P_r et une polarisation de saturation P_s ainsi qu'un champ coercitif E_c (figure III.2).

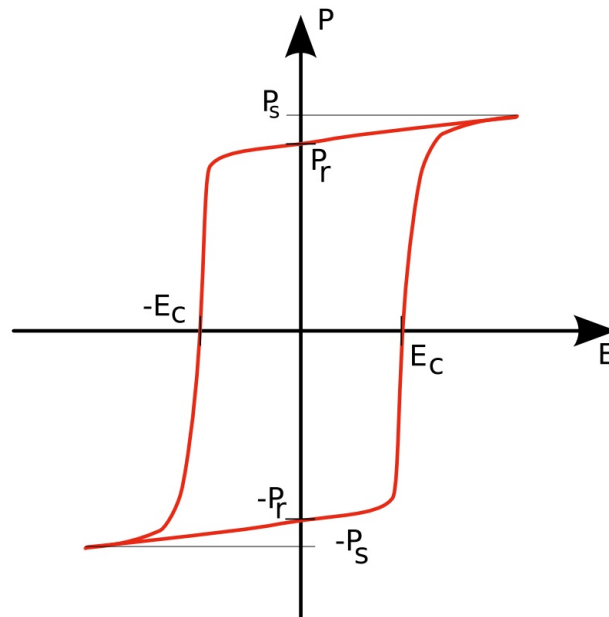


Figure III.2 : Cycle de polarisation d'un matériaux ferroélectrique, avec polarisation de saturation P_s , polarisation rémanente P_r , et champ coercitif E_c .

Dans le cas des céramiques, les microcristaux sont ferroélectriques, donc ils ont une polarisation spontanée, mais l'agrégat désordonné de ces cristaux ne donne aucun moment dipolaire global à l'échelle macroscopique. Pour rendre ces matériaux piézoélectriques il faut les soumettre à un champ électrique intense à une température élevée ce qui va aligner les dipôles (polarisation du matériau¹). Avec le temps, les cristaux reviennent à leur état désordonné et la piézoélectricité disparaît : c'est le vieillissement de

¹ Le terme poling est utilisé en anglais

céramiques, qui est une fonction logarithmique du temps. Ce phénomène peut être accéléré par l'application répétée d'une contrainte mécanique. La figure III.3 présente une variation de la puissance générée par un élément piézoélectrique en fonction du temps [61]. Une diminution logarithmique avec le temps peut être remarquée.

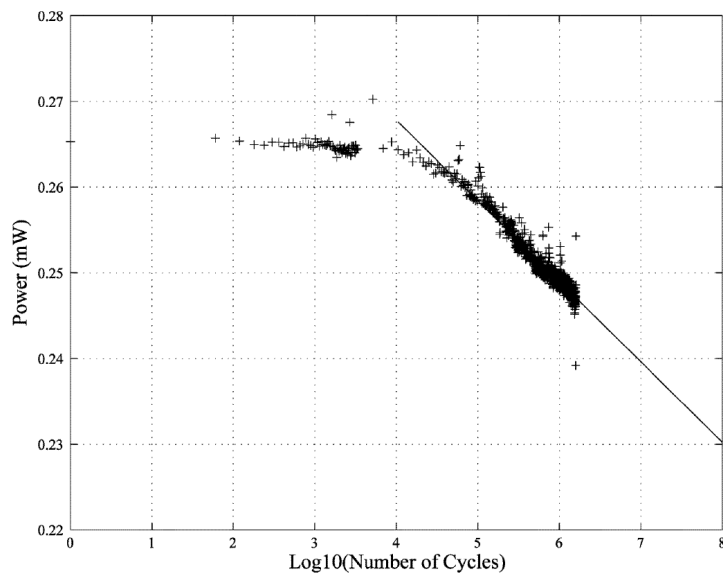


Figure III.3 : Puissance délivrée par un élément piézoélectrique en fonction du temps représentant le vieillissement des céramiques soumises aux contraintes mécaniques répétitives [61].

Finalement, une élévation de température tend à détruire l'alignement ordonné des dipôles élémentaires. A une température dite de Curie, le moment électrique macroscopique n'existe plus et le matériau perd toutes ses propriétés piézoélectriques. Dans la plupart des cas, la température de Curie des céramiques est inférieure à celle des cristaux piézoélectriques (200°C pour le PZT contre 573°C pour le quartz).

III.1.2. Modélisation de l'effet piézoélectrique

Les matériaux piézoélectriques sont anisotropes, donc leur comportement est exprimé à l'aide de tenseurs. La figure III.4 montre un trièdre, qui définit six mouvements possibles dans l'espace : trois translations le long des axes 1, 2, 3 et trois rotations autour de ces axes : respectivement 4, 5, 6. L'axe 3 est choisi dans la direction de polarisation du matériau piézoélectrique.

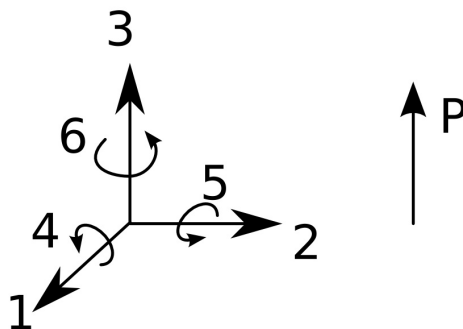


Figure III.4 : Axes de référence utilisés pour modélisation d'un solide piézoélectrique.

Dans un solide non piézoélectrique, les tenseurs de contrainte mécanique T_{ij} et de déformation S_{ij} sont liés par la souplesse s_{ijkl} et la rigidité c_{ijkl} . Dans le cas d'un matériaux piézoélectrique, le domaine mécanique est en plus lié avec le domaine électrique par les coefficients piézoélectriques d_{ijk} (ou dérivés).

Une notation contractée (Voigt) est souvent utilisée pour simplifier la notation de tenseurs d'ordre deux à quatre. Les indices tensoriels i, j sont remplacés par un indice p correspondant aux déplacements dans l'espace défini précédemment. Les règles de correspondance sont présentées dans le tableau III.1 et III.2. Dans la suite nous allons toujours utiliser cette convention simplifiée.

<i>Notation tensorielle</i>	<i>Notation matricielle</i>
$ii=11$	$p = 1$
$ii=22$	$p = 2$
$ii=33$	$p = 3$
$ij=23$ ou 32	$p = 4$
$ij = 13$ ou 31	$p = 5$
$ij = 12$ ou 21	$p = 6$

Tableau III.1 : Règles de changement des indices entre la notation tensorielle et la notation simplifiée (Voigt).

<i>Notation tensorielle</i>	<i>Notation matricielle</i>
E_i	E_i
D_i	D_i
T_{ii}	$T_p, p = 1, 2, 3$
T_{ij}	$T_p, p = 4, 5, 6$
S_{ii}	$S_p, p = 1, 2, 3$
$S_{ij} (i \neq j)$	$\frac{1}{2} S_p, p = 4, 5, 6$
d_{ijj}	$d_{ip}, p = 1, 2, 3$
$d_{ijk} (j \neq k)$	$\frac{1}{2} d_{ip}, p = 4, 5, 6$

Tableau III.2 : Comparaison de la notation matricielle et tensorielle.

III.1.2.1. Équations constitutives

Les matériaux piézoélectriques convertissent l'énergie entre les domaines mécanique et électrique. Un modèle isotherme linéaire qui représente la relation entre les contraintes mécaniques et le champ électrique a été initialement proposé par Woldemar Voigt en 1910. Ces relations constitutives, ainsi que les méthodes d'évaluation des propriétés piézoélectriques des matériaux ont été décrites dans le « IEEE Standard on Piezoelectricity » [62]. On peut définir quatre types d'équations piézoélectriques, énumérées dans le tableau III.3.

Les exposants S, T, E et D indiquent que ces valeurs sont considérées constantes ou nulles. L'exposant t indique une transposée de la matrice considérée. Les quatre coefficients piézoélectriques qui peuvent être définis sont détaillés dans le tableau III.3. Tous les coefficients sont des matrices de dimension 3 par 6.

Équation constitutive	Coefficient piézoélectrique	Unité
$S = s^E T + d^t E$ $D = d T + \varepsilon^T E$	$d_{ij} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial T_j} \right)_{E=const} = \left(\frac{\partial S_i}{\partial E_j} \right)_{T=const}$	m/V ou C/N
$T = c^D S - h^t D$ $E = -h S + \beta^S D$	$h_{ij} = - \left(\frac{\partial T_i}{\partial D_j} \right)_{S=const} = - \left(\frac{\partial E_i}{\partial S_j} \right)_{D=const}$	N/C ou V/m
$T = c^E S - e^t E$ $D = e S + \varepsilon^S E$	$e_{ij} = - \left(\frac{\partial T_i}{\partial E_j} \right)_{S=const} = \left(\frac{\partial D_i}{\partial S_j} \right)_{E=const}$	N/Vm ou C/m ²
$S = s^D T + g^t D$ $E = -g T + \beta^T D$	$d_{ij} = \left(\frac{\partial S_i}{\partial D_j} \right)_{T=const} = - \left(\frac{\partial E_i}{\partial T_j} \right)_{D=const}$	m ² /C ou Vm/N

Tableau III.3 : Équations constitutives de la piézoélectricité avec la définition des coefficients piézoélectriques et leurs unités.

Les relations entre les coefficients piézoélectriques sont présentées dans les équations III.1

$$\begin{aligned}
 d &= \varepsilon^T g = e s^E \\
 e &= \varepsilon^S h = d c^E \\
 g &= \beta^T d = h s^D \\
 h &= \beta^S e = g c^D
 \end{aligned} \tag{III.1}$$

De plus, le lien entre les coefficients β et ε ainsi que les matrices c et s sont présentés dans l'équation III.2.

$$\begin{aligned}
 \beta &= \varepsilon^{-1} \\
 c &= s^{-1}
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

III.1.2.2. Symétrie des matrices piézoélectriques

Les matériaux pour lesquels l'effet piézoélectrique peut être observé sont toujours non-centrosymétriques. La structure la moins symétrique (triclinique) a 27 coefficients piézoélectriques différents, mais avec l'augmentation de la symétrie, le nombre des coefficients indépendants diminue. Les cristaux ferroélectriques ont une symétrie du type ∞m . La direction de polarisation est toujours nommée « 3 » et les directions perpendiculaires équivalentes sont nommées « 1 ». Pour ces matériaux la matrice de coefficients piézoélectriques d est réduite sous la forme présentée dans l'équation III.3 et la matrice de souplesse mécanique est réduite à la forme présentée dans III.4.

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.3}$$

$$s = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) \end{bmatrix} \tag{III.4}$$

III.1.2.3. Coefficient de couplage électromécanique

Le coefficient de couplage électromécanique d'un matériau piézoélectrique caractérise son aptitude à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique et inversement. Il est défini par la relation présentée dans l'équation III.5. En mode actionneur, l'énergie apportée est électrique et l'énergie transformée est mécanique et inversement pour le mode capteur.

$$k^2 = \frac{\text{Energie transformée}}{\text{Energie apportée}} \quad (\text{III.5})$$

Le coefficient de couplage intrinsèque est défini par la norme ANSI/IEEE87 et permet de comparer les performances des matériaux, pour chaque mode de déformation. On distingue trois modes de déformation fondamentaux d'un échantillon piézoélectrique, selon la direction d'application de la déformation mécanique par rapport à l'axe de polarisation du matériau. Ce sont les modes : longitudinal 33, transversal 31 et de cisaillement 15, liées avec les paramètres de couplage correspondants de la matrice d (équation III.3). Pour maximiser la réponse d'un système piézoélectrique, il faut maximiser les coefficients de couplage selon la géométrie du système et les contraintes appliquées. Par exemple, dans le cas d'utilisation des barreaux piézoélectriques en compression, on a intérêt à choisir un matériau avec le coefficient d_{33} le plus élevé possible. Plusieurs autres modes de déformation peuvent être définis selon la géométrie de l'échantillon étudié et la direction du champ électrique par rapport à la polarisation P .

Pour calculer les coefficients de couplage intrinsèques, les cycles mécaniques de référence sont parcourus en régime quasi-statique. Avec les céramiques piézoélectriques actuelles, k est compris entre 0,3 et 0,8 selon le mode de déformation et pour les nouveaux mono cristaux relaxateurs il peut s'élever à 0,94 [63]. Un coefficient dit effectif k_e peut être aussi défini pour des systèmes à géométrie et cycles de contraintes quelconques aussi bien dans le domaine statique que dynamique. Ce coefficient peut être supérieur au coefficient intrinsèque, ce qui est toujours le cas en régime dynamique, où il est calculé en prenant en compte les fréquences de résonance et d'anti-résonance.

III.1.3. Matériaux et technologies de fabrication

Il existe plusieurs types de matériaux piézoélectriques, dont les principaux sont détaillés dans la partie suivante. Puisque nous nous concentrons sur la miniaturisation du générateur, la possibilité de dépôt en couche mince est étudiée dans chaque cas.

Le matériau monocristallin piézoélectrique naturel le plus connu est le quartz. Ses qualités sont utilisées dans la fabrication des résonateurs et de certains capteurs (de pression par exemple). Par contre, son facteur de couplage étant faible, il n'est pas intéressant pour les applications de génération d'énergie.

Il existe aussi des monocristaux synthétiques, comme les matériaux du type Li X O_3 (LiNbO_3 et LiTaO_3) qui présentent une température de Curie élevée (au-dessus de 500°C) mais de faibles coefficients piézoélectriques (jusqu'à 8pC/N).

La structure cristalline de la plupart de matériaux piézoélectriques est de type perovskite ou une dérivation (figure III.5). Les oxydes de type perovskite ont une formule ABO_3 dans laquelle A correspond à un grand cation (Ba^{+2} ou Pb^{+2}) et B à un cation de taille moyenne (Ti^{+4} ou Zr^{+4}). Ces cations sont localisés dans des cages créées par des anions d'oxygène. Dans la grande famille de perovskites il existe des matériaux

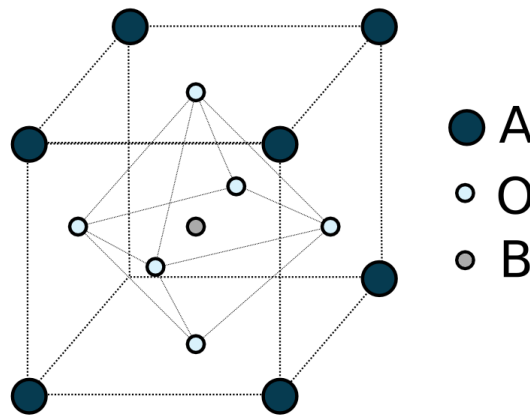


Figure III.5 : Structure Perovskite en phase cubique (au-dessus de T_c) avec A – un grand cation, B – un cation de taille moyenne et O - oxygène.

avec des propriétés ferroélectriques. Ils sont cubiques à hautes températures et noncubiques et polaires (tetragonalux, rhombohedraux, etc.) au-dessous de la température de Curie. En phase cubique le cation est au centre de la cage d'oxygène, par contre en phase polaire il est décentré et crée un dipôle. Plusieurs matériaux piézoélectriques appartiennent à cette famille, comme le plus important : le PZT.

Le titanate zirconate de plomb ($\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$) est le matériau céramique piézoélectrique le plus utilisé. Les propriétés piézoélectriques les plus intéressantes apparaissent pour la frontière morphotropique de phase (une composition de 53/47 de zirconium par rapport au plomb pour la température ambiante). Il existe plusieurs dérivés de ce matériau :

- **Type100.** Ce PZT est dopé avec des cations de valence plus basse (comme Fe^{+3} pour Ti^{+4} et Zr^{+4} , Na^{+1} pour Pb^{+2}). Leur apparition stabilise la structure de la céramique, la durcit et diminue les pertes, mais en même temps diminue les propriétés piézoélectriques. Les matériaux de ce type sont utilisés dans des applications de haute puissance et haute tension. Ils sont aussi appelés durs (hard) ou Navy type I.
- **Type200.** Ce PZT est dopé avec des cations de valence plus élevée (comme Nb^{+5} pour Ti^{+4} et Zr^{+4} , La^{+3} pour Pb^{+2}). Leur présence provoque des changements inverses à ceux de Type100 (la céramique est plus molle, les pertes sont plus importantes) mais les propriétés piézoélectriques sont améliorées. Ce type de matériau est connu aussi comme Navy type II ou céramique douce (soft) et est utilisé dans les capteurs et autres applications nécessitant une haute sensibilité.
- **Type600.** Les dopants de ce PZT sont isovalents (Ca^{+2} , Sr^{+2} pour Pb^{+2} et Sn^{+4} pour $\text{Ti}^{+4}/\text{Zr}^{+4}$). Ils réduisent la valeur de la température de Curie. Ce type de PZT est aussi appelé Navy type VI.

Récemment des matériaux composés de relaxeurs (comme $\text{PbMg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3}\text{O}_3$ – PMN et $\text{PbZn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3}\text{O}_3$ - PZN) et de ferroélectriques standards (PbTiO_3) sont apparus, et présentent des propriétés piézoélectriques remarquables, surtout en forme monocristalline. Par exemple le coefficient de couplage du PZN-PT va jusqu'à 0,95 dans la direction $\langle 100 \rangle$ avec un coefficient d_{33} de l'ordre de 2000 à 3000 pC/N [64], par rapport à 2pC/N pour le quartz. La figure III.6 présente la comparaison de matériaux classiques de type PZT avec les relaxeurs type PZN-PT. Ces derniers se caractérisent par une déformation beaucoup plus importante et peuvent supporter des champs électriques élevés. De plus le coefficient de couplage est supérieur à celui des céramiques. Néanmoins, ce matériau est encore très cher et étant peu répandu il est difficilement accessible.

Son élaboration en couche mince est impossible, son utilisation immédiate dans les MEMS est donc à exclure.

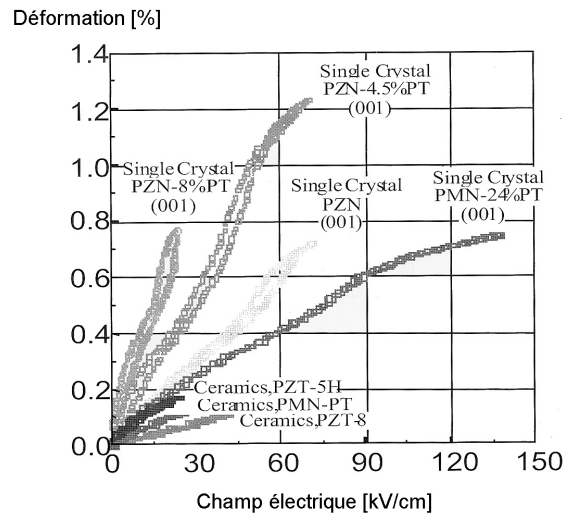


Figure III.6 : Caractéristiques électro-mécaniques de relaxateurs et céramiques piézoélectriques [65].

Plusieurs polymères présentent des propriétés piézoélectriques, par exemple les polyfluorures de vinilydène (PVF₂ et PVDF). Leur élaboration nécessite une phase d'étirement mécanique afin d'aligner les chaînes macromoléculaires dans une seule direction et une phase de polarisation. Les polymères ferroélectriques polarisés sont souvent employés grâce à la facilité de leur fabrication et de leur utilisation (découpage aisée au cutter), à une bonne adaptation d'impédance acoustique aux liquides et aux tissus biologiques, à une haute résistance mécanique et à une large variété des épaisseurs disponibles (entre quelques micromètres et une centaine de micromètres). Par contre leurs propriétés piézoélectriques sont inférieures à celles des céramiques (facteur de couplage d'ordre de 0,2) et leur tension de claquage est faible.

Il existe aussi une combinaison de polymères avec des céramiques piézoélectriques. Elles sont réalisées soit en mélangeant une poudre de céramique et un polymère (phase 0-3) soit en répartissant périodiquement la phase céramique sous forme de barreaux dans une matrice polymère (phase 1-3). Pour certaines géométries la réponse piézoélectrique peut être amplifiée. Ce type de matériau est surtout utilisé dans les applications concernant l'imagerie médicale et les hydrophones.

Le plomb fait partie de la plupart de matériaux piézoélectriques céramiques, ce qui les rend nocifs pour l'environnement et pour les êtres vivants. C'est pour cela qu'un grand effort est fait pour développer des matériaux dépourvu de cet élément. Jusqu'à maintenant leurs propriétés sont inférieures à celles des céramiques classiques. Un exemple de ce matériau est le (Na_{0,5}K_{0,5})NbO₃-LiTaO₃ (NKN) proposé par Y. Guo et al. [66]. Le coefficient de couplage k_p s'élève à 0,36 et le coefficient d_{33} est d'environ 200pC/N.

III.1.4. Applications dans les microsystèmes - couches minces piézoélectriques

Dans la plupart des cas, l'utilisation des matériaux piézoélectriques massifs est à exclure dans les microsystèmes. C'est pour cela que la possibilité de fabriquer des matériaux piézoélectriques en couches minces est primordiale pour les applications dans ce domaine. Depuis quelques années la qualité des couches minces piézoélectriques ne cesse de s'améliorer, et maintenant leurs propriétés sont proches de celles des matériaux massifs. Dans la suite, nous allons présenter les principaux matériaux qui peuvent être obtenus en

couche mince ($0,2\mu\text{m} - 4\mu\text{m}$) pour les applications dans les MEMS. Par contre, l'utilisation du mode 33 (le plus avantageux au niveau de la réponse piézoélectrique) est beaucoup plus complexe à cause de la faible épaisseur de la couche. C'est pour cela que l'on utilise plutôt le mode 31 sur les structures en flexion. Néanmoins, dans le chapitre V nous présenterons aussi des méthodes innovantes pour utiliser le mode 33 dans les dispositifs travaillant en flexion intégrant des couches minces piézoélectriques.

Les principales méthodes de fabrication des couches minces piézoélectriques sont :

- Les techniques sol-gel : elles sont généralement efficaces, mais sont suivies d'une étape de recuit à haute température. Le dépôt nécessite plusieurs étapes, mais les couches obtenues sont de bonne qualité [67] [65].
- L'épitaixie de matériaux, tel que l'AlN : le dépôt est très cher et fournit des couches très minces, mais de bonne qualité [68].
- La pulvérisation cathodique (PZT, AlN) : c'est la méthode la plus intéressante pour sa compatibilité avec la microélectronique parce qu'elle se déroule à basse température.
- Le report de matériaux piézoélectriques massifs sur le substrat de silicium, suivi d'un polissage : cette méthode moins répandue permet d'obtenir des épaisseurs plus importantes avec des propriétés identiques à celles de matériaux massifs.

Compte tenu des contraintes internes entre les couches et des variations de température pendant la fabrication, les couches minces présentent souvent des craquelures qui peuvent mettre les électrodes en court circuit. Finalement les méthodes de gravure aussi bien humide que sèche ne sont pas toujours très bien maîtrisées.

Nitride d'aluminium et oxyde de zinc

Ces deux matériaux ont la structure cristalline de type wurtzite et deviennent polarisés mais non ferroélectriques pendant le processus de dépôt (pulvérisation). Ils ne nécessitent pas de phase de polarisation et leur dépôt est effectué à une température ambiante, ce qui les rend très intéressants pour l'utilisation dans la microélectronique et les microsystèmes. Ils sont largement utilisés dans les filtres à onde de surface (SAW¹) et les filtres à onde de volume (BAW²) employés par exemple dans des téléphones portables [69]. Leurs paramètres piézoélectriques sont médiocres, mais grâce à la faible constante de permittivité électrique (~ 10) et aux faibles pertes mécaniques et diélectriques, ces matériaux peuvent s'avérer intéressants. Le chapitre IV contient plus de détails sur le dépôt des couches minces de nitride d'aluminium.

Couches minces des céramiques PZT

Les couches minces des céramiques sont préparées soit par pulvérisation à partir d'une cible massive soit par dépôt chimique – le plus souvent par la méthode sol-gel. Dans tous les cas il faut veiller à ce que le plomb ne diffuse pas dans le substrat, ce qui complique le procédé de fabrication. Les propriétés de ces films sont similaires à celles des céramiques dures à cause de l'immobilisation des faces de domaines. Jusqu'à récemment les propriétés des couches minces de PZT étaient très inférieures à celles des matériaux massifs,

¹ SAW – Surface Acoustic Wave

² BAW – Bulk Acoustic Wave

mais les derniers travaux, notamment de l'équipe de Paul Muralt à l'EPFL rapportent les propriétés de couches minces similaires à celles du PZT4 massif [70]. Le chapitre V présentera le processus de dépôt de couches minces de PZT plus en détails.

Comparaison des matériaux piézoélectriques

Le tableau III.4 présente une comparaison des propriétés des matériaux piézoélectriques. Les propriétés détaillées des matériaux utilisés dans les simulations sont présentés en annexe D.

Matériau	ρ [kgm ⁻³]	ϵ_r	d_{33} [pC/N]	d_{31} [pC/N]	k_{33}	k_{31}	$\tan\delta$ [%]	Q_m	T_C [°C]	Y_{33}/Y_{11} [GPa]	Commentaire	Ref
Quartz	2650	4,5	2		0,1		0,03	>50 000	573		faible couplage	[65]
soft PZT	7600	3400	600	276	0,76	0,40	1,9	65	200	51/59	855 de l'APC	[64]
hard PZT	7600	1350	300	109	0,68	0,33	0,35	1400	320	63/76	841 de l'APC	[64]
mono PZN-PT	8200	4200	>2000	930	0,92	0,72	0,4	33		403,7	Cher, faible qualité mec	[64]
PVDF	1780	10-15	-312	20		0,1					Incomp. MEMS	[71]
PVDF/Tr FE	1900	15-30		15-30		0,2					Incomp. MEMS	[71]
AlN	3260	10	6,83	2,625	0,3		500			300	Faible couplage	[72]
NKN		600	200		0,36				400		Sans plomb	[66]

Tableau III.4 : Comparaison des propriétés des principaux matériaux piézoélectriques.

III.2. Modèle à une dimension du générateur piézoélectrique

Avant de s'intéresser à un dispositif piézoélectrique complet, nous allons étudier un système à une dimension pour essayer d'estimer l'énergie récupérable. De plus, ceci nous permettra d'explorer comment le système est influencé par différents paramètres comme la fréquence d'utilisation, la valeur de l'accélération d'excitation, la relation entre la raideur du ressort et la masse sismique et finalement l'impact de différents types de pertes. Le système de récupération d'énergie simplifié a déjà été étudié. La plupart du temps c'est le modèle proposé par Williams et Yates (déjà mentionné dans le paragraphe II.2.6) qui est employé. Ce modèle utilise un amortisseur visqueux pour représenter la récupération d'énergie. Il a été utilisé pour la modélisation des trois types de générateurs, notamment : électrostatique [21], piézoélectrique [30] et électromagnétique [55]. Néanmoins, ce modèle simple est adapté uniquement pour certains convertisseurs électromagnétiques dans lesquels l'influence de la récupération sur le reste du système est linéaire par rapport à la vitesse. Pour améliorer la modélisation de notre système, nous allons introduire un élément piézoélectrique au niveau du modèle simple. En fait ce type de modèle a déjà été utilisé par duToit et al. [54] et Lefeuvre et al. [73]. Dans ce travail, le modèle sera affiné et analysé surtout au niveau de la représentation et de l'influence de plusieurs types de pertes.

III.2.1. Présentation du modèle

Le modèle proposé est présenté sur la figure III.7a. Il rend compte d'une structure spécifique – une masse sismique supportée par un ressort piézoélectrique, présentés sur la figure III.7b. Les résultats obtenus avec ce modèle peuvent être utilisés pour d'autres structures résonantes, dont la construction peut être approchée par une masse sismique et un « ressort piézoélectrique ».

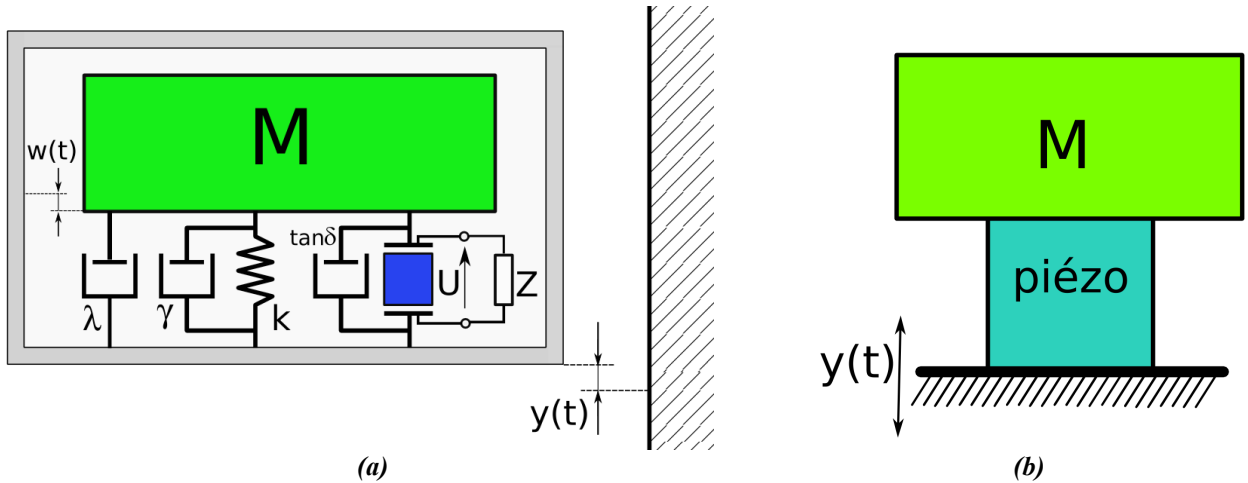


Figure III.7 : Système modélisé comportant une masse sismique et un élément piézoélectrique : le schéma du modèle (a) ainsi qu'un exemple de structure simple (b).

En principe le modèle est constitué d'une cage, soumise aux vibrations sinusoïdales $y(t)$ par rapport à une paroi fixe. Le système est composé de :

- Une masse sismique M : le déplacement de la masse sismique par rapport à la cage est défini par la coordonnée w .
- L'amortissement visqueux (celui dont la force résultante est proportionnelle à la vitesse), est représenté par le coefficient λ .
- Le ressort de rigidité k . Nous proposons ici une présentation simplifiée où la partie mécanique est séparée de la partie piézoélectrique. En d'autres termes, c'est le même élément qui est composé d'un matériau piézoélectrique. La rigidité du ressort est liée avec la rigidité du matériau le constituant c_{33}^E et les dimensions du ressort (A – aire de l'élément, L – longueur de l'élément) par l'équation III.6.

$$k = c_{33}^E \frac{A}{L} \quad (\text{III.6})$$

- L'amortissement structural (celui dont la force est proportionnelle à la déformation), est représenté par le coefficient γ . Il est pris en compte en rendant la valeur du coefficient de rigidité du matériau c_{33}^E complexe selon l'équation III.7 [74].

$$c_c = c_{33}^E (1 + j\gamma) \quad (\text{III.7})$$

La rigidité du ressort va être influencée d'une manière similaire, suivant l'équation III.8 (avec A – aire de la surface supérieure de l'élément piézoélectrique et L – longueur de l'élément piézoélectrique).

$$k_c = c_{33}^E (1 + j\gamma) \frac{A}{L} = k_0 (1 + j\gamma) \quad (\text{III.8})$$

• « L'amortissement piézoélectrique » avec une charge quelconque d'impédance Z est connectée entre les électrodes avec une différence de potentiel U . Ce sont uniquement les pertes diélectriques qui sont considérées dans cet élément, car les autres pertes éventuellement présentes sont modélisées par les éléments externes précédemment décrits. Elles sont introduites au niveau de la capacité piézoélectrique par l'angle de pertes ou tangente delta selon l'équation III.9.

$$\epsilon_c = \epsilon_{33}^S (1 - j \tan \delta) \quad (\text{III.9})$$

La capacité de l'élément piézoélectrique est exprimée par la relation III.10.

$$C = \epsilon_{33}^S (1 - j \tan \delta) \frac{A}{L} = C_0 (1 - j \tan \delta) \quad (\text{III.10})$$

C_0 représente la valeur de la capacité statique.

III.2.2. Dynamique du système

Le comportement dynamique de ce système peut être décrit en utilisant le principe d'équilibre des forces. L'équation III.11 contient quatre forces : la force d'excitation externe, l'inertie de la masse sismique par rapport à la cage, la force due à l'amortissement visqueux et finalement la force F_p provenant du ressort piézoélectrique.

$$M \ddot{w} + \lambda \dot{w} + F_p + M A_{in} = 0 \quad (\text{III.11})$$

La force F_p est introduite par le ressort et est composée d'une partie d'origine électrique et d'une partie d'origine mécanique. Pour déterminer sa valeur, les équations constitutives de la piézoélectricité à une dimension (équations III.12) doivent être utilisées.

$$\begin{aligned} T_3 &= c_c \cdot S_3 - e_{33} \cdot E_3 \\ D_3 &= e_{33} \cdot S_3 + \epsilon_c \cdot E_3 \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Les équations III.12 peuvent être transformées pour représenter les valeurs macroscopiques du modèle et les pertes structurales et diélectriques. Pour faire cela nous allons :

- remplacer la contrainte T_3 par la force appliqué sur le système selon la relation $F_p = T_3 A$,
- introduire la tension entre les électrodes sur l'élément piézoélectrique liée avec l'intensité du champ électrique E_3 par la relation : $U = - E_3 L$,

- le déplacement électrique D_3 peut être remplacé par la tension électrique sur la charge Z en utilisant

le théorème de Gauss et la loi d'Ohm : $I = \frac{U}{Z} = \dot{Q} = \int_A D dA = A \dot{D} \Rightarrow U = Z A \dot{D}$

- la rigidité du matériau est remplacée par la rigidité du ressort selon l'équation III.8,
- la déformation du ressort S_3 est liée avec le déplacement de la masse sismique par rapport à la cage B : $w = S_3 L$,
- la capacité piézoélectrique correspond à l'équation III.10,

- finalement le coefficient e_{33} du matériau piézoélectrique est remplacé par un paramètre α lié avec la géométrie du ressort par la relation : $\alpha = e_{33} \frac{A}{L}$.

De telle façon nous obtenons le système d'équations III.13.

$$\begin{aligned} F_p &= k_c w + \alpha U & (a) \\ U &= \alpha Z \dot{w} - C Z \dot{U} & (b) \end{aligned} \quad (III.13)$$

III.2.2.1. Résolution du système

Le système d'équations III.13 va être résolu en passant par le domaine de Laplace, avec des valeurs complexes de la rigidité k_c et de la capacité C . Dans les équations III.14, p est la variable de Laplace et $\tau = \frac{1}{C}$ la constante de temps de la capacité de l'élément piézoélectrique. Les variables dans le domaine de Laplace sont représentées en gras.

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_p &= k_c \mathbf{w} + \alpha^2 Z \frac{p}{1 + \tau p} \mathbf{w} & (a) \\ \mathbf{U} &= \alpha Z \frac{p}{1 + \tau p} \mathbf{w} & (b) \end{aligned} \quad (III.14)$$

Nous pouvons donc voir, que la force exercée par l'élément piézoélectrique est composée de la partie « mécanique » représentée sur la figure III.7 par le ressort k_c , et la partie due au couplage piézoélectrique.

Pour décrire la dynamique du système, l'équation III.14a va être introduite dans l'équation III.11 portée dans le domaine de Laplace.

$$M p^2 \mathbf{w} + \lambda p \mathbf{w} + k_c \mathbf{w} + \alpha^2 Z \frac{p}{1 + \tau p} \mathbf{w} + M A_{in} = 0 \quad (III.15)$$

Pour exprimer le déplacement de la masse sismique, w est extrait de l'équation III.15. De plus, en régime permanent et pour une excitation sinusoïdale, la variable de Laplace p peut être remplacée par $j\omega$.

$$\mathbf{w} = \frac{1 + j\tau\omega}{(\lambda\tau + M)\omega^2 - k_c + j[M\omega^3\tau - (k_c\tau + \lambda + \alpha^2 Z)\omega]} \cdot M A_{in} \quad (III.16)$$

La valeur de la tension générée entre les électrodes de l'élément piézoélectrique est obtenue en insérant l'équation III.16 dans l'équation III.14b et en remplaçant p par $j\omega$.

$$\mathbf{U} = \frac{j\omega\alpha Z M}{(\lambda\tau + M)\omega^2 - k_c + j[M\omega^3\tau - (k_c\tau + \lambda + \alpha^2 Z)\omega]} \cdot A_{in} \quad (III.17)$$

Pour faciliter l'interprétation, nous introduisons les variables du tableau III.5. La rigidité du ressort va être éliminée en la liant avec la valeur de la masse sismique M et avec la pulsation de résonance mécanique ω_N . De même pour la constante α laquelle va être remplacée par le coefficient de couplage k_e . Le comportement fréquentiel va être exprimé par rapport à la variable Ω , celle-ci étant la pulsation normalisée par rapport à la pulsation de la résonance mécanique du système ω_N . De plus pour représenter les pertes visqueuses nous allons utiliser un facteur sans unités ζ (pourcentage de l'amortissement critique) pour remplacer λ . Cela va nous permettre d'utiliser des facteurs sans unités pour les trois types de pertes. Les calculs suivants ont été faits en utilisant le logiciel de calculs formels Maple™ 10.

<i>Symbole</i>	<i>Relation</i>	<i>Description</i>
ω_N	$\sqrt{\frac{k_0}{M}}$	Pulsation de résonance mécanique du système
Ω	$\omega \omega_N^{-1}$	Pulsation normalisée par rapport à la pulsation de résonance mécanique
k_e^2	$\frac{k_{33}^2}{1-k_{33}^2} = \frac{e_{33}^2}{c_{33}^E \epsilon_{33}^S} = \frac{\alpha^2}{C_0 k_0}$	Coefficient de couplage effectif
ζ	$\frac{\lambda}{2 M \omega_N}$	Facteur de pertes visqueuses (sans unité)

Tableau III.5 : Variables utilisées dans le modèle.

En utilisant les variables du tableau III.5, l'amplitude de la puissance dissipée sur la charge Z dans le domaine de Laplace est exprimée par l'équation III.18.

$$|P| = \frac{B_2 \Omega^2}{A_6 \Omega^6 + A_5 \Omega^5 + A_4 \Omega^4 + A_3 \Omega^3 + A_2 \Omega^2 + A_1 \Omega + A_0} \cdot A_{in}^2 \tag{III.18}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 B_2 &= Z C_0 M k_e^2 \\
 A_6 &= \omega_N^2 (Z C_0)^2 (1 + \tan^2 \delta) \\
 A_5 &= 2 \omega_N Z C_0 \tan \delta \\
 A_4 &= 2 \omega_N^2 (Z C_0)^2 ((2 \zeta^2 - 1)(\tan^2 \delta + 1) - k_e^2) + 1 \\
 A_3 &= 4 \omega_N^2 \zeta (Z C_0)^2 (\gamma (1 + \tan^2 \delta) + k_e^2 \tan \delta) + 4 \omega_N C_0 Z \tan \delta (2 \zeta^2 - 1) \\
 A_2 &= \omega_N^2 C_0^2 Z^2 [2 k_e^2 (1 + \gamma \tan \delta) + (\gamma^2 + 1)(1 + \tan^2 \delta) + k_e^4] + 4 \omega_N C_0 Z \zeta (k_e^2 + 2 \zeta \gamma) + 4 \zeta^2 - 2 \\
 A_1 &= 4 \zeta \gamma + 2 \omega_N Z C_0 (\tan \delta (\gamma^2 + 1) + k_e^2 \gamma) \\
 A_0 &= 1 + \gamma^2
 \end{aligned} \tag{III.19}$$

L'équation III.18 est trop complexe pour l'analyser intégralement. Les influences des paramètres comme la valeur de la charge résistive, les pertes et la masse sismique vont être analysées séparément. Les valeurs reportées dans le tableau III.6 (correspondant au matériau de la société Piezo Systems type PSI-5A4E) et les valeurs du système du tableau III.7, vont être utilisées pour estimer le comportement d'un système réel.

<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>	<i>Description</i>
L	0,01m	longueur de l'élément piézoélectrique
A	10^{-4} m^2	surface des électrodes
ϵ_{33}^S	1800	permittivité électrique relative du matériau piézoélectrique
Y_3	52 GPa	module de Young
$\tan \delta$	10^{-2}	tangente delta (pertes électriques dans le matériau)
k_{33}	0,72	coefficient de couplage
C_0	76,8 pF	capacité de l'élément piézoélectrique

Tableau III.6 : Paramètres de l'élément piézoélectrique correspondant au matériau Piezo Systems type PSI-5A4E.

<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>	<i>Description</i>
M	10g	valeur de la masse sismique
ω_N	$2 \pi 100\text{kHz}$	pulsation de vibration mécanique
ζ	0,01	coefficient d'amortissement visqueux – pertes dont la force est proportionnelle à la vitesse
γ	0,01	coefficient d'amortissement structural – pertes dont la force est proportionnelle au déplacement
A_{in}	10 ms^{-2}	valeur de l'accélération d'excitation

Tableau III.7 : Paramètres du système étudié.

III.2.2.2. Influence des paramètres mécaniques

Pour pouvoir analyser l'influence de la fréquence d'utilisation du système sur la puissance récupérée, nous avons lié la valeur de la rigidité du ressort k avec la valeur de la fréquence de résonance mécanique ω_N . Si toutes les valeurs du tableau III.6 et III.7 sont introduites dans l'équation III.18, en absence de pertes, nous obtenons une puissance en résonance décrite par l'équation III.20. Elle est proportionnelle à la valeur de la masse sismique M , au carré de l'accélération d'excitation A_{in} et inversement proportionnelle au carré de la valeur de la pulsation de résonance mécanique ω_N .

$$P \sim \frac{M}{\omega_N^2} \cdot A_{in}^2 \quad (\text{III.20})$$

Ces résultats sont partiellement en accord avec le modèle développé par Williams et Yates [55], mais **dans notre cas la puissance est influencée par l'inverse du carré de la pulsation de résonance, et non plus par l'inverse de ω_N** . Cela est dû au fait que la force liée à l'effet piézoélectrique est proportionnelle au déplacement et non à la vitesse. Il est toujours intéressant d'augmenter la valeur de la masse sismique M (en augmentant en même temps la valeur de la rigidité du ressort k pour garder la même fréquence de résonance, qui est normalement imposée par le milieu) et la valeur de l'accélération d'excitation A_{in} . En présence de plusieurs sources d'excitation il peut être plus intéressant de travailler à un pic de fréquence plus bas même si son amplitude est faible.

III.2.2.3. Comportement fréquentiel

Le comportement fréquentiel d'un système présentant un couplage fort, c'est à dire dans le cas où le fait de récupérer de l'énergie influence le comportement de la totalité du système, est beaucoup plus complexe que le comportement d'un système purement mécanique. La figure III.8a présente le déplacement de la masse sismique w et la puissance dissipée P sur une charge purement résistive en fonction de la valeur de cette charge et de la fréquence d'excitation en échelle bi-logarithmique.

On peut remarquer, qu'il existe deux valeurs optimales de résistance R pour lesquelles la puissance est maximale. La première correspondant à la résonance ($\Omega = 1$) et l'autre à l'antirésonance de l'élément piézoélectrique ($\Omega > 1$). Dans le cas d'un système sans pertes, à la résonance, l'impédance de l'élément piézoélectrique est nulle et infinie à l'antirésonance. Comme nous allons le présenter dans la suite, ces valeurs dépendent fortement du niveau des pertes présentes dans le système. En différenciant l'équation

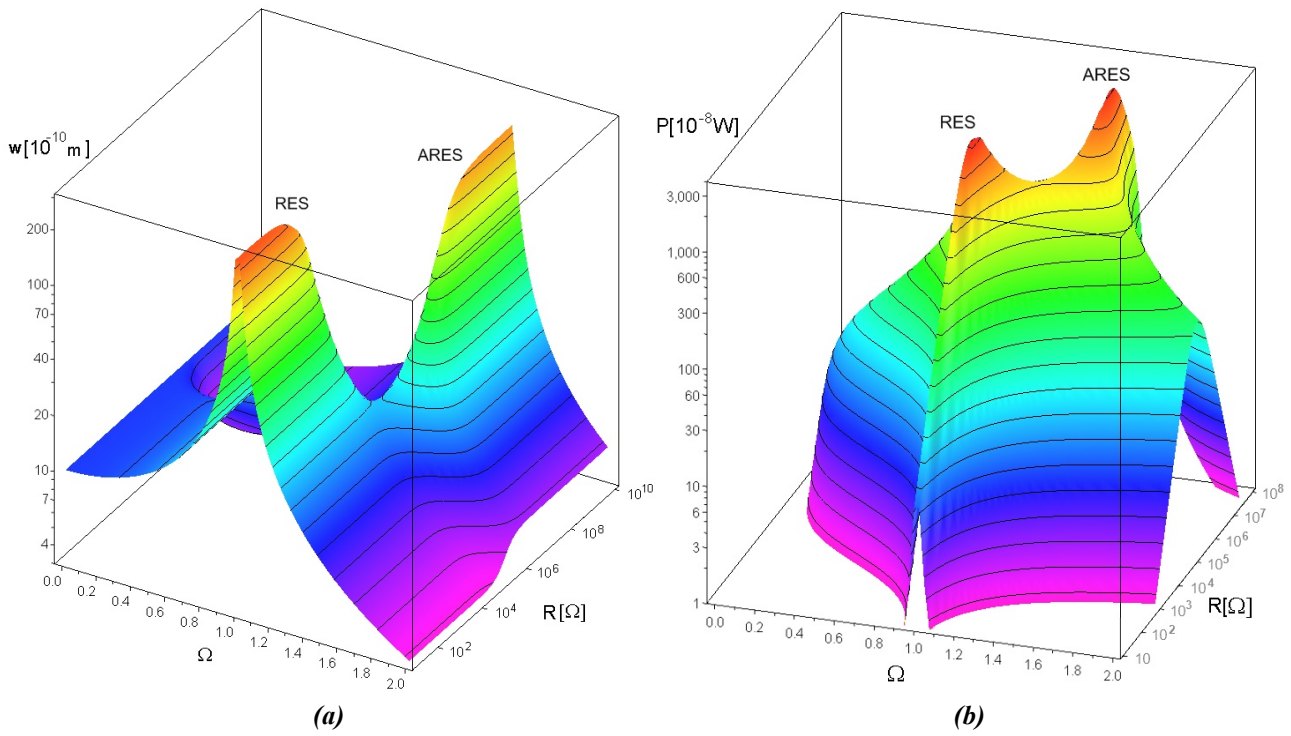


Figure III.8 : Déplacement de la masse sismique (a) et la puissance dissipée sur une résistance de charge (b) en fonction de la pulsation normalisée et la valeur de la charge résistive.

III.18 nous pouvons trouver la relation définissant la valeur optimale de la résistance de charge (équation III.21).

$$R_{opt}^2 = \frac{(\Omega^2 - 1)^2 + (2\Omega\zeta + \gamma)^2}{\Omega^2 \omega_N^2 C^2 (\Omega^4 B_4 + \Omega^2 B_2 + \Omega B_1 + B_0)} \tag{III.21}$$

Avec :

$$\begin{aligned} B_4 &= 1 + \tan^2 \delta \\ B_2 &= 2(1 + \tan^2 \delta)(2\zeta^2 - 1) - 2k_e^2 \\ B_1 &= 4\zeta\gamma(1 + \tan^2 \delta) + 4\zeta k_e^2 \tan \delta \\ B_0 &= (\gamma \tan^2 \delta + k_e^2)^2 + \tan^2 \delta + \gamma^2 + 2k_e^2 + 1 \end{aligned} \tag{III.22}$$

A partir des équations III.20 et III.21 nous pouvons voir que la valeur de la résistance optimale est inversement proportionnelle à la valeur de la fréquence de résonance du système et de la capacité de l'élément piézoélectrique. L'importance des pertes sur la valeur de la résistance optimale va être analysée dans le paragraphe III.2.2.4.

En utilisant l'équation III.21 nous pouvons définir une valeur de résistance de charge optimale pour chaque valeur de fréquence d'excitation. La figure III.9a présente l'évolution de la valeur de la résistance optimale pour un système dont les caractéristiques sont extraites des tableaux III.6 et III.7. La figure III.9b montre le comportement de la valeur de la fréquence d'excitation pour laquelle la puissance dissipée est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive.

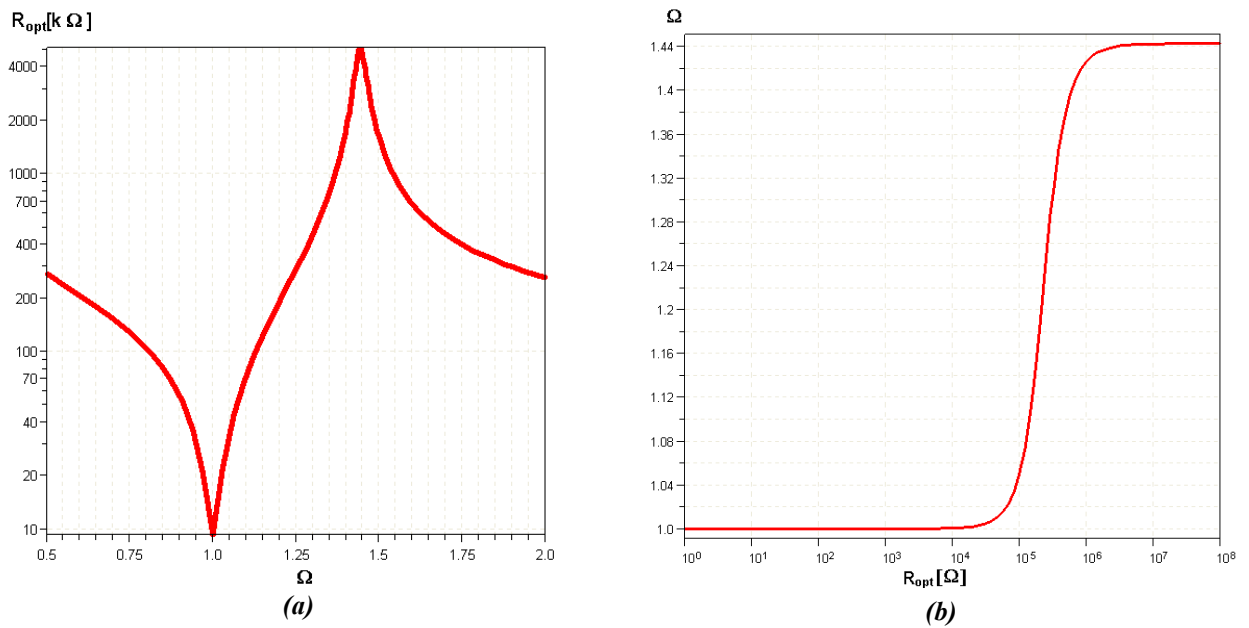


Figure III.9 : Valeur optimale de la résistance de charge en fonction de la fréquence d'excitation (a) et la valeur optimale de la fréquence d'excitation en fonction de la résistance de charge (b).

Le comportement du système avec une résistance optimale (défini par l'équation III.21 et variable avec Ω) est présenté sur la figure III.10. La puissance en fonction de la déviation en fréquence Ω (figure III.10b) montre que les deux pics de puissance (RES et ARES) sont d'amplitude identique. Par contre en ce qui concerne les pics de déplacement de la masse sismique, les valeurs de Ω correspondent bien aux pics de puissance, mais l'amplitude n'est pas identique et est beaucoup plus importante pour le pic de résonance.

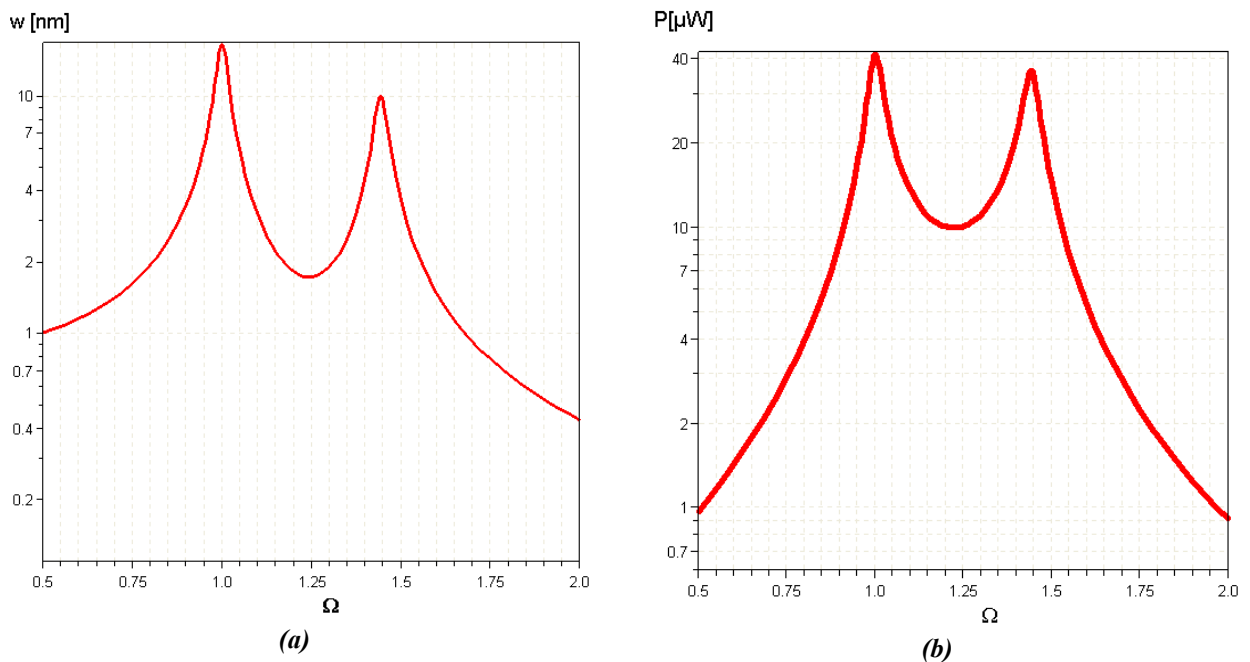


Figure III.10 : Déplacement de la masse sismique (a) et puissance maximale (b) en fonction de la pulsation normalisée avec une résistance optimale connectée entre les électrodes de l'élément piézoélectrique.

Au niveau de l'amplitude de la tension entre les électrodes (figure III.11) le pic d'antirésonance est beaucoup plus important que le pic de résonance, ce qui est compréhensible étant donné que la tension augmente toujours avec la charge (laquelle est beaucoup plus élevée en antirésonance qu'en résonance). Pour trouver le point de fonctionnement optimal il faut surveiller la puissance et non la tension de sortie.

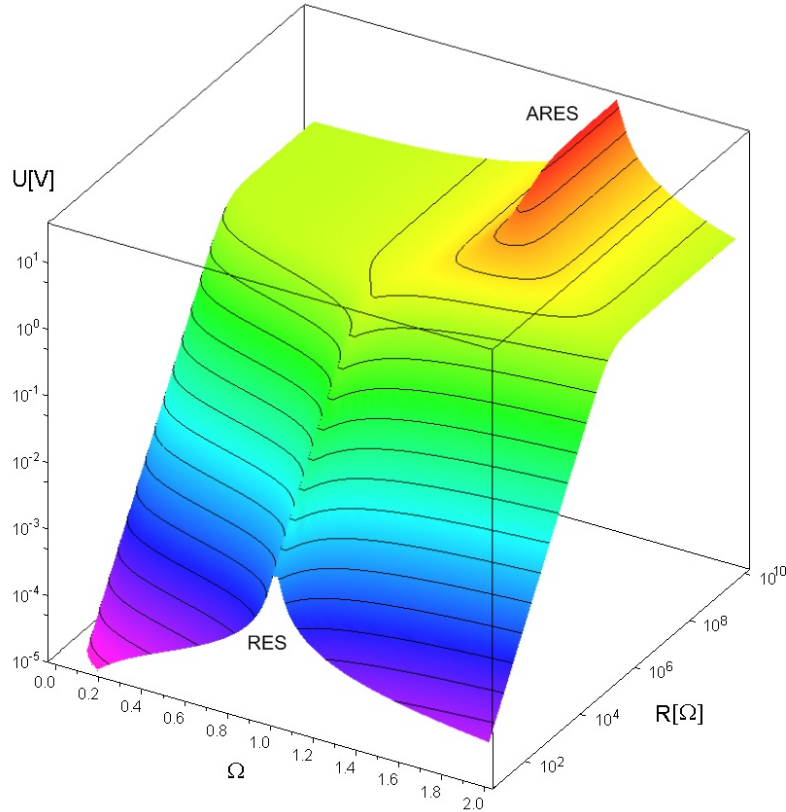


Figure III.11 : Tension entre les électrodes de l'élément piézoélectrique en fonction de la fréquence et la valeur de la résistance de charge.

III.2.2.4. Influence des pertes

Nous allons analyser dans cette partie comment varient les paramètres du système en fonction des différents types de pertes.

Influence des pertes sur la puissance dissipée

La puissance dissipée sur une résistance de charge optimale va être évaluée en fonction des trois types de pertes. Comme nous l'avons déjà constaté, le comportement fréquentiel présente deux pics en puissance. La figure III.12 présente la puissance dissipée sur une résistance de valeur optimale en échelle logarithmique en fonction de la fréquence d'excitation pour les pertes visqueuses et structurales. On peut constater que non seulement l'amplitude de la puissance diminue avec l'augmentation des pertes, mais aussi que les pics disparaissent en faveur d'un pic situé vers le milieu entre les pics de résonance et d'antirésonance. Il est à noter que les pertes structurales influencent beaucoup plus la hauteur du pic de résonance tandis que les pertes visqueuses influencent les deux de manière semblable.

Les pertes diélectriques peuvent être modélisées comme une résistance connectée en parallèle sur la capacité piézoélectrique, dont la valeur R_p dépend de la tangente delta selon la formule III.23.

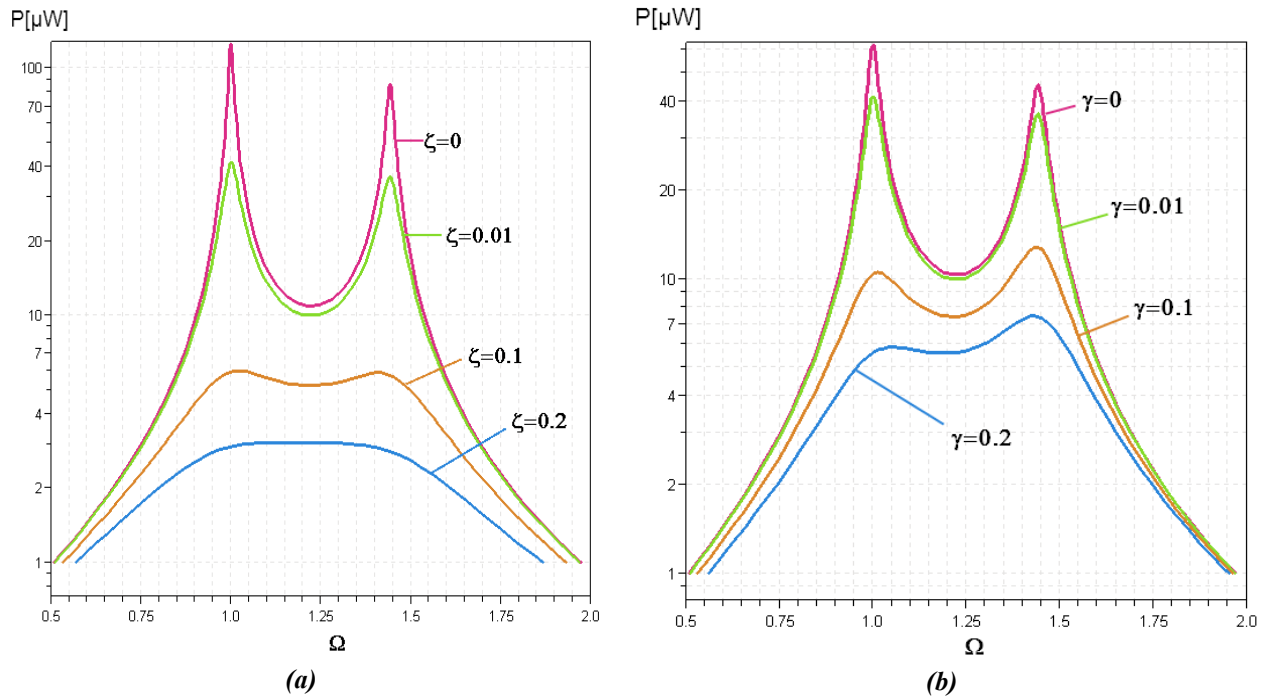


Figure III.12 : Puissance dissipée sur une charge résistive de valeur optimale en fonction du niveau des pertes visqueuses (a) et structurales (b) avec les autres facteurs de pertes fixés à 1%.

$$R_p = \frac{1}{\omega C_p \tan \delta} \quad (\text{III.23})$$

Avec l'augmentation de la valeur des pertes diélectriques, la résistance équivalente diminue et influence donc de plus en plus le comportement du système. C'est pour cela que le comportement en antirésonance est influencé, car la valeur optimale de la résistance de charge est très élevée (figure III.13).

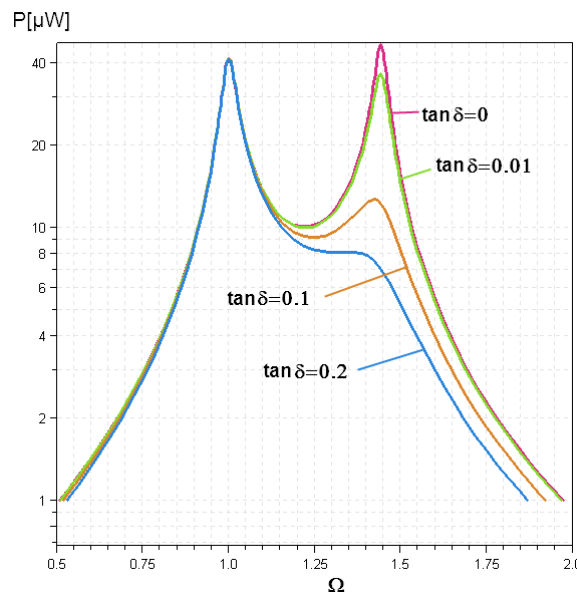


Figure III.13 : Influence de la valeur des pertes diélectriques sur la puissance dissipée sur une résistance de charge de valeur optimale, pour γ et ζ égales à 1%.

Influence des pertes sur la valeur de la résistance optimale

La valeur optimale de la résistance de charge est fortement influencée par les pertes présentes dans le système. La figure III.14 présente l'influence des pertes visqueuses et structurales sur la valeur optimale de la résistance de charge et la figure III.15 montre l'influence des pertes diélectriques.

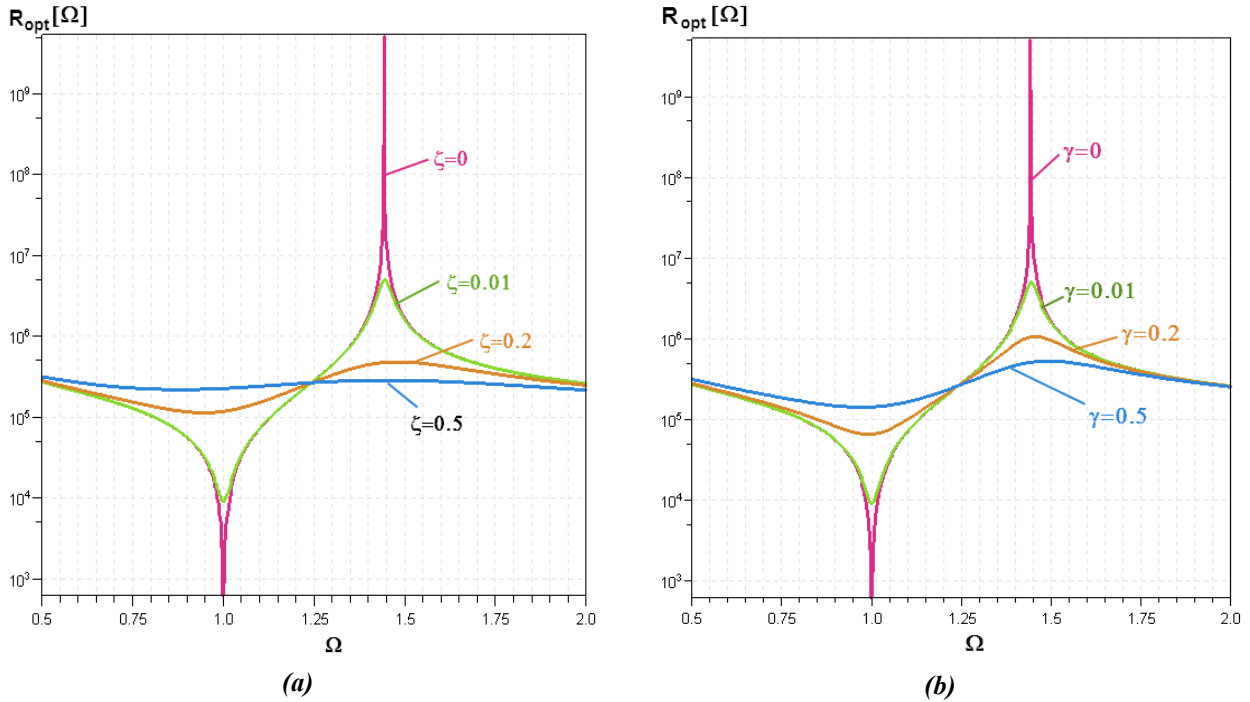


Figure III.14 : Valeur optimale de la résistance de charge en fonction de la fréquence, pour différents niveaux d'amortissement visqueux (a) et structural (b).

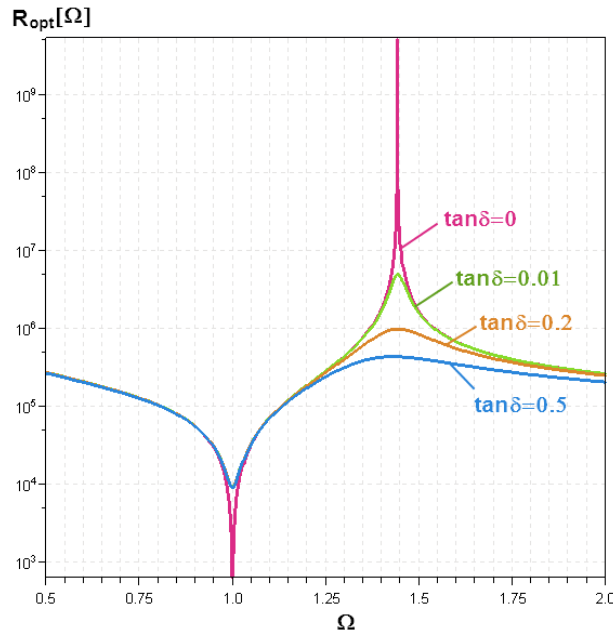


Figure III.15 : Influence de la valeur des pertes diélectriques sur la valeur optimale de la résistance de charge.

En l'absence de pertes, la résistance optimale est égale à zéro pour la résonance (l'impédance de la source est zéro) et à l'infini pour l'antirésonance (l'impédance de la source est infinie). Pour un système

fortement amorti, la valeur optimale de la charge résistive tend vers une valeur égale pour la résonance et l'antirésonance. Les pertes diélectriques influencent uniquement le comportement en antirésonance, où la valeur de la résistance de charge optimale est très élevée.

Déviaton en fréquence

La différence entre la fréquence de résonance et celle d'antirésonance varie en fonction de plusieurs facteurs. C'est surtout la valeur du couplage qui les définit, mais aussi le niveau de pertes présent dans le système. Les figures III.16a et b montrent l'évolution de la valeur de la fréquence d'excitation pour laquelle la puissance dissipée sur une résistance R est maximale, en fonction des facteurs de pertes visqueuses et structurales. Puisque il y a deux maximums, un pour la résonance (RES) et l'autre pour l'antirésonance (ARES), nous présentons chaque fois les deux courbes. Le niveau des pertes visqueuses influence surtout la fréquence d'antirésonance, laquelle se rapproche à la fréquence de résonance (figure III.16a). Par contre dans le cas des pertes structurales, la fréquence de résonance se rapproche de la fréquence d'antirésonance. Dans le cas réel, où les deux types de pertes sont présents nous aurons les deux pics en fréquence qui se rapprochent et dans le cas extrême de forte amortissements nous aurons un seul pic.

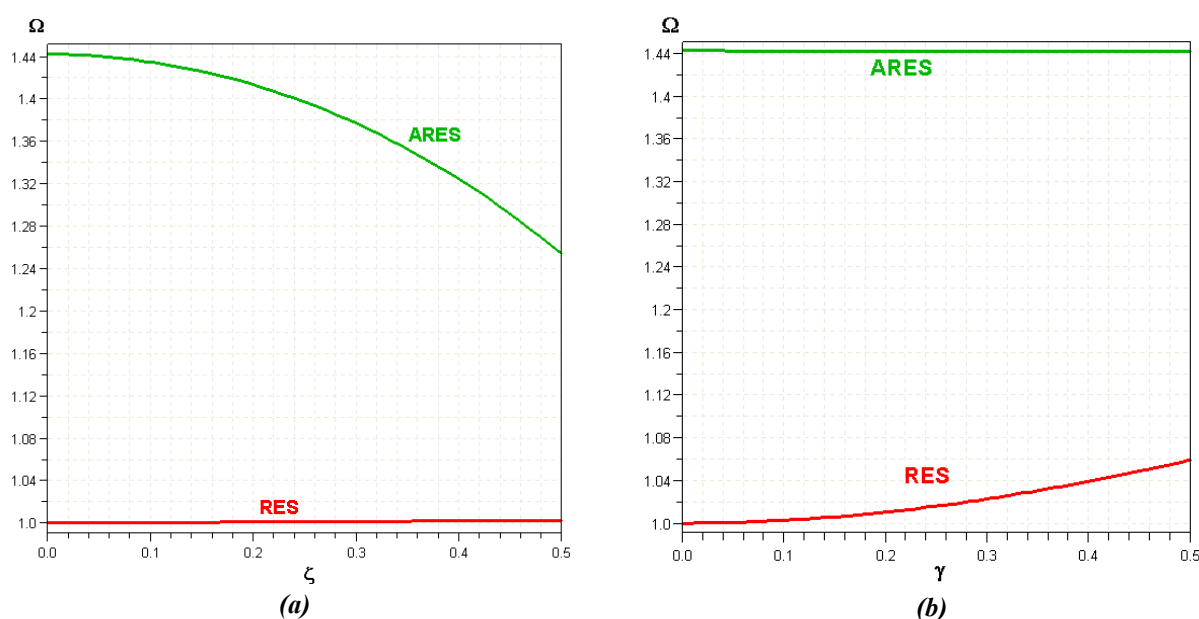


Figure III.16 : Variation de la fréquence de résonance (RES) et d'antirésonance (ARES) en fonction de la valeur du coefficient de l'amortissement visqueux (a) et structural (b) pour toutes les autres pertes fixées à 1%.

La figure III.17a présente l'influence du facteur de pertes diélectriques sur les fréquences de résonance et antirésonance. De même que dans les autres cas, ce type de perte influence surtout le comportement en antirésonance. Avec l'augmentation de $\tan\delta$, la fréquence correspondante à l'antirésonance diminue et s'approche à la fréquence de résonance. Finalement la figure III.17b indique l'évolution de ces deux fréquences en fonction du facteur de couplage effectif k_e . La différence entre la fréquence de résonance ($\Omega=1$) et celle d'antirésonance augmente avec le couplage. En cas d'absence d'effet piézoélectrique, le système est caractérisé par une seule fréquence de résonance.

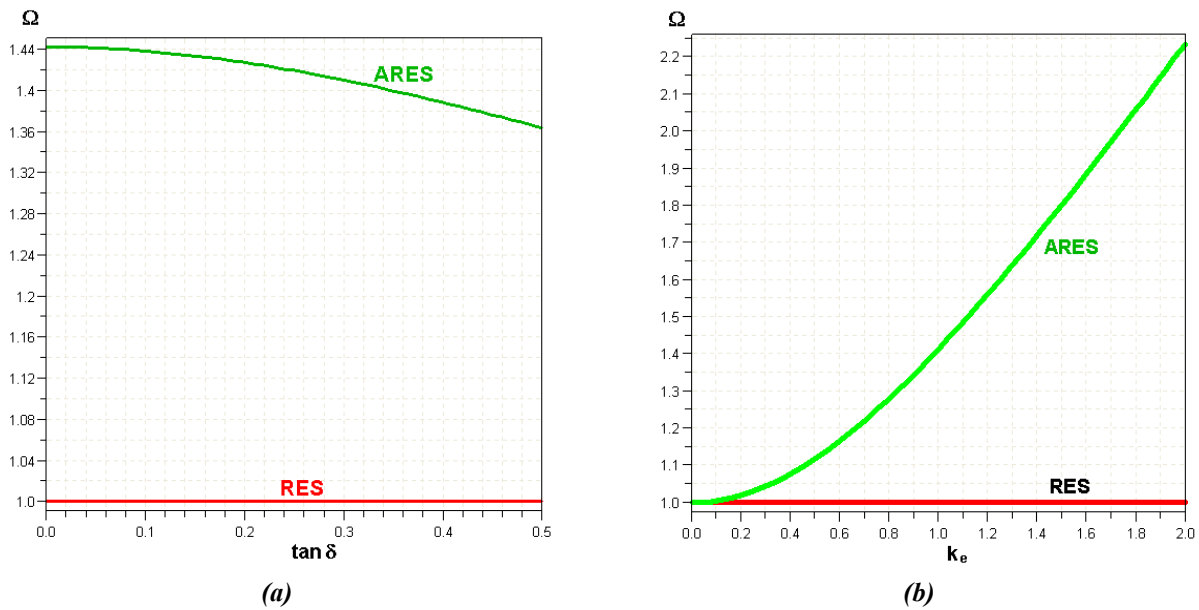


Figure III.17 : Variation de la fréquence de résonance (RES) et d'antirésonance (ARES) en fonction de la valeur de pertes diélectriques (a) et le coefficient du couplage piézoélectrique (b) pour toutes pertes invariables égales à 1% .

III.2.2.5. Facteur de couplage

Le facteur de couplage correspond à la relation entre l'énergie mécanique fournie au système et l'énergie électrique générée. Nous utilisons ici un facteur de couplage effectif k_e , lié au facteur intrinsèque k_{33} avec la relation reportée dans le tableau III.5. La figure III.18a présente l'évolution de la puissance dissipée sur la résistance de valeur optimale en fonction du facteur de couplage dans le domaine fréquentiel.

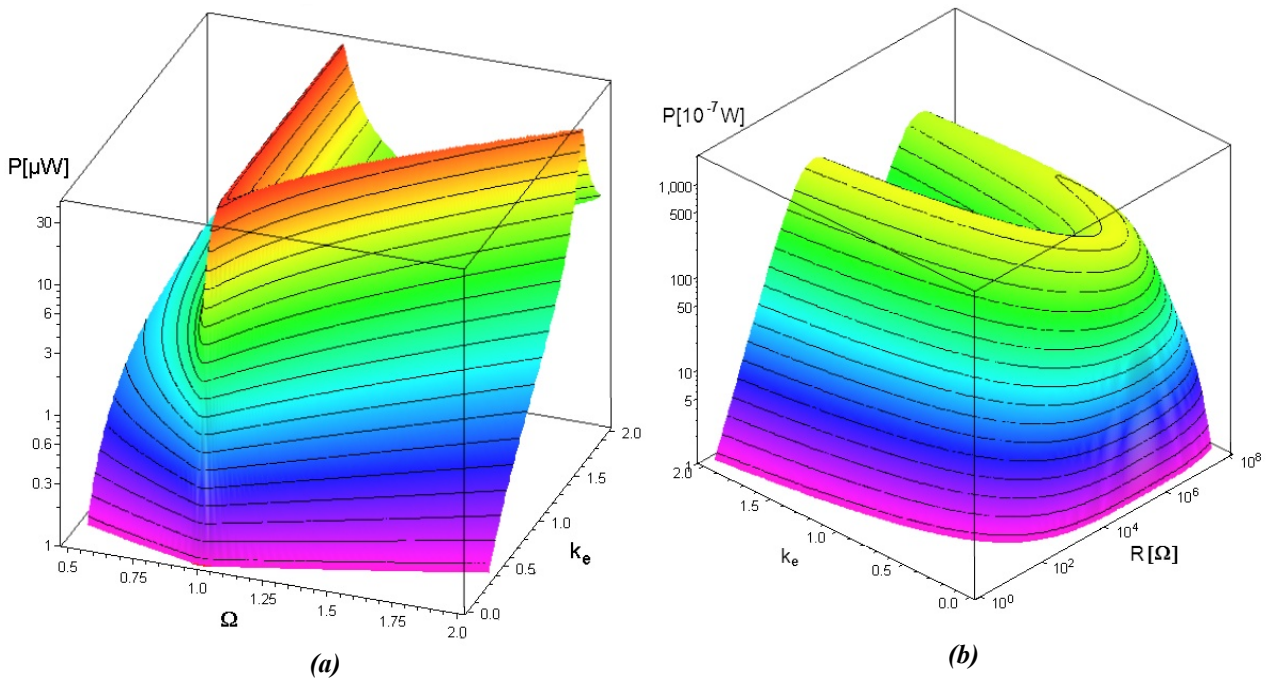


Figure III.18 : Influence du facteur de couplage sur la puissance dissipée sur une résistance de valeur optimale dans le domaine fréquentiel (a) et en fonction de la résistance de charge (b).

Nous remarquons qu'il existe une valeur de couplage critique à partir de laquelle la puissance cesse d'augmenter. La figure III.18b présente la même relation, mais cette fois-ci c'est la puissance en fonction du facteur de couplage et la valeur de la charge résistive. Nous pouvons voir que pour la même valeur du facteur de couplage deux pics existent dans le domaine fréquentiel ainsi que deux valeurs optimales de résistance de charge. La valeur de puissance dissipée cesse d'augmenter quand les deux pics apparaissent. Il n'est pas intéressant d'augmenter le facteur de couplage au-dessus de ce point, sauf pour élargir la bande passante du générateur. La figure III.19 montre l'influence des pertes sur ce comportement.

Nous pouvons voir que la valeur critique du couplage ainsi que la puissance maximale varie avec le niveau des pertes. En fait, dans les cas où les pertes sont élevées, la puissance sature pour des valeurs de couplage plus élevées. Pour des valeurs des coefficients de pertes (ζ , γ et $\tan\delta$) inférieures à 10%, une valeur de couplage k_e de l'ordre de 0,5 (ce qui correspond à k_{33} de 0,45) est suffisant.

Nous pouvons définir deux zones en fonction de la valeur du couplage et le niveau de pertes, séparés par une courbe de tendance correspondante à la valeur de couplage critique. Dans la zone Z_2 , de couplage élevé, le niveau de la puissance générée est invariable avec le facteur de couplage, mais varie avec le facteur de pertes. En revanche, dans la zone Z_1 , de couplage faible, la puissance dépend fortement du facteur de couplage, donc il peut être intéressant d'augmenter le facteur de couplage, même si cela implique l'augmentation des pertes. Par exemple il est plus intéressant d'utiliser les céramiques dures avec un facteur de pertes faible que les céramiques douces avec un facteur de couplage plus important, mais aussi des pertes plus importantes. Par contre dans des systèmes très faiblement couplés, il est plus intéressant d'augmenter le facteur de couplage que de diminuer les pertes.

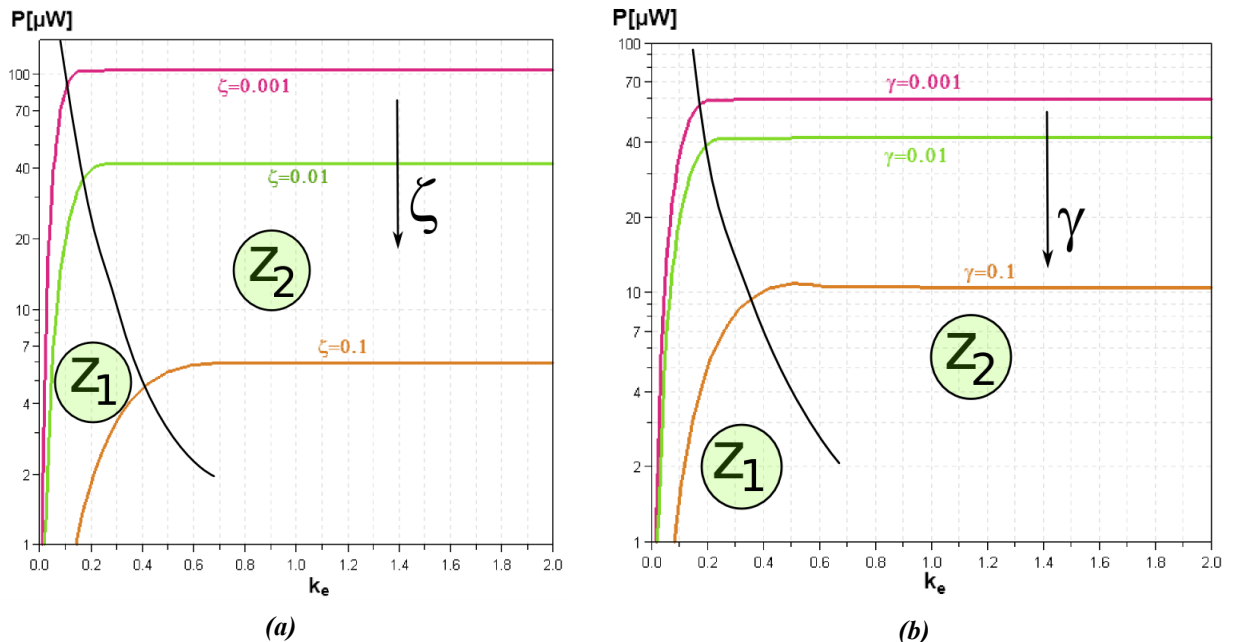


Figure III.19 : Relation entre le facteur de couplage k_e et la puissance dissipée sur une résistance de valeur optimale en présence des pertes visqueuses (a) et structurales (b).

III.2.3. Puissance d'entrée

La puissance délivrée par le générateur doit être comparée avec la puissance disponible pour déterminer l'efficacité de la conversion. La puissance mécanique d'entrée peut être exprimée de deux façons :

- La première prend en compte uniquement la puissance délivrée au système mécanique. Dans ce cas la formule III.24 va être utilisée pour exprimer la puissance d'entrée, avec m étant la masse du système en mouvement et V la vitesse de déplacement du système. En représentant l'équation III.24 dans le domaine de Laplace, on obtient la formule III.25. En régime permanent et pour un mouvement sinusoïdal, p peut être remplacé par $j\omega$ pour obtenir l'expression de la puissance en fonction de la fréquence.

$$P_{in} = m A_{in} V_{in} \quad (III.24)$$

$$P_{in} = m \frac{A_{in}^2}{p} \quad (III.25)$$

$$P_{in} = \frac{m A_{in}^2}{j\omega} \quad (III.26)$$

Cette approche ne prend pas en compte la structure mécanique du système, les pertes et la fréquence de résonance mécanique.

- La deuxième méthode part de l'idée d'explorer uniquement l'efficacité de transduction en éliminant l'influence de la structure mécanique. Pour faire cela, un système similaire, purement mécanique est analysé. Il est décrit par l'équation III.27 avec les pertes visqueuses ζ et structurales γ . En passant par le domaine de Laplace et en introduisant la pulsation de résonance du système ω_N , le déplacement peut être représenté par la formule III.28.

$$m A_{in} = m \ddot{w} + 2 m \omega_N \zeta \dot{w} + k(1 + \gamma) w \quad (III.27)$$

$$w = \frac{A_{in}}{p^2 + 2 \omega_N \zeta p + \omega_N^2} \quad (III.28)$$

La puissance qui peut être transformée dans un tel système est égale au produit de la force avec laquelle la masse sismique déforme le ressort, et sa vitesse (équation III.29).

$$P_{in} = k w \cdot \dot{w} \Rightarrow P_{in} = k w^2 p \quad (III.29)$$

En insérant l'équation III.28 dans l'équation III.29 et en remplaçant p par $j\omega$, on obtient la puissance mécanique d'entrée dans la formule III.30.

$$P_{in} = \frac{k \Omega j A_{in}^2}{\omega_N^3 \cdot [\Omega^2 (\zeta^2 - 1) + (j \zeta \Omega + 1)^2]^2} \quad (III.30)$$

Dans cette analyse, l'accélération d'entrée est prise invariable en fréquence ce qui est en accord avec le cas des machines industrielles précédemment décrites.

Dans le cas simple, la puissance d'entrée dépend uniquement de l'amplitude de l'accélération d'entrée et de sa fréquence ainsi que de la valeur de la masse du système mis en vibration. Nous allons définir un rendement total η_{tot} en divisant la puissance électrique dissipée sur une résistance de charge par ce type de puissance mécanique d'entrée. Ce rendement peut dépasser la valeur de 1, parce que le phénomène de résonance mécanique de la structure n'est pas inclus dans la puissance de référence. Dans le deuxième cas, la

géométrie du système est prise en compte, donc des facteurs comme la fréquence de résonance du système, les pertes et la raideur du ressort vont être introduits. Dans ce dernier cas, la puissance d'entrée en résonance, en l'absence de pertes est bien sûr infinie. Nous allons définir le rendement piézoélectrique η_{pz} en utilisant cette puissance d'entrée comme référence. La figure III.20 montre les deux types de rendement en fonction de la fréquence d'excitation et la résistance de charge. Dans le cas du rendement total, deux pics en fréquence peuvent être distingués, exactement comme dans le cas de la puissance de sortie. Par contre dans le cas du rendement piézoélectrique, on s'aperçoit que pour le système fonctionnant à la résonance mécanique, le rendement de conversion est minimal. Par contre le rendement correspondant au pic d'antirésonance est beaucoup plus élevé. Cela montre uniquement la faiblesse de cette définition du rendement, parce qu'il utilise le comportement d'un système purement mécanique pour évaluer la puissance d'entrée, dans lequel l'antirésonance n'existe pas.

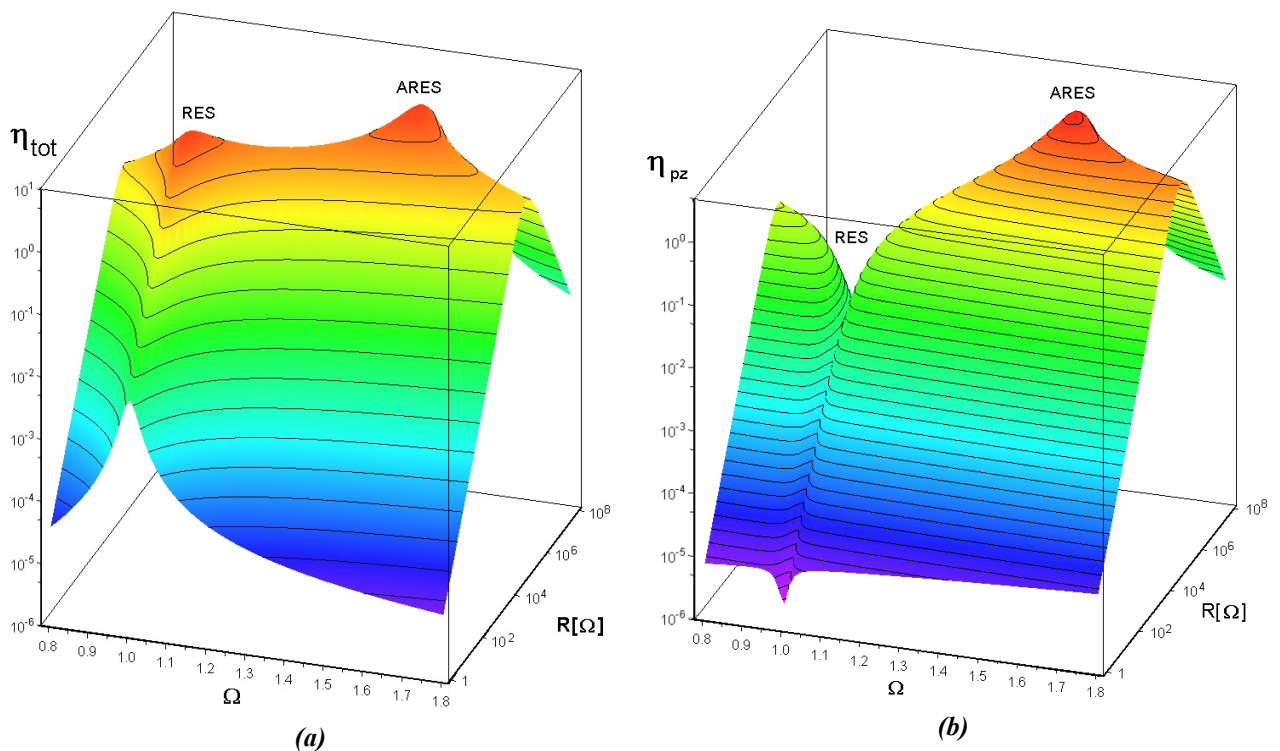


Figure III.20 : Rendements de conversion : total (a) et piézoélectrique (b).

Cette effet est encore plus visible sur la figure III.21 qui présente les valeurs de rendement en fonction de la fréquence d'excitation pour une puissance dissipée toujours sur une résistance de valeur optimale. Dans le premier cas les deux pics sont de hauteur équivalente, mais dans le deuxième de cas le pic de résonance devient un minimum. Le vrai rendement devrait prendre en compte le couplage pour représenter l'antirésonance, mais cela est impossible en utilisant un système de référence purement mécanique.

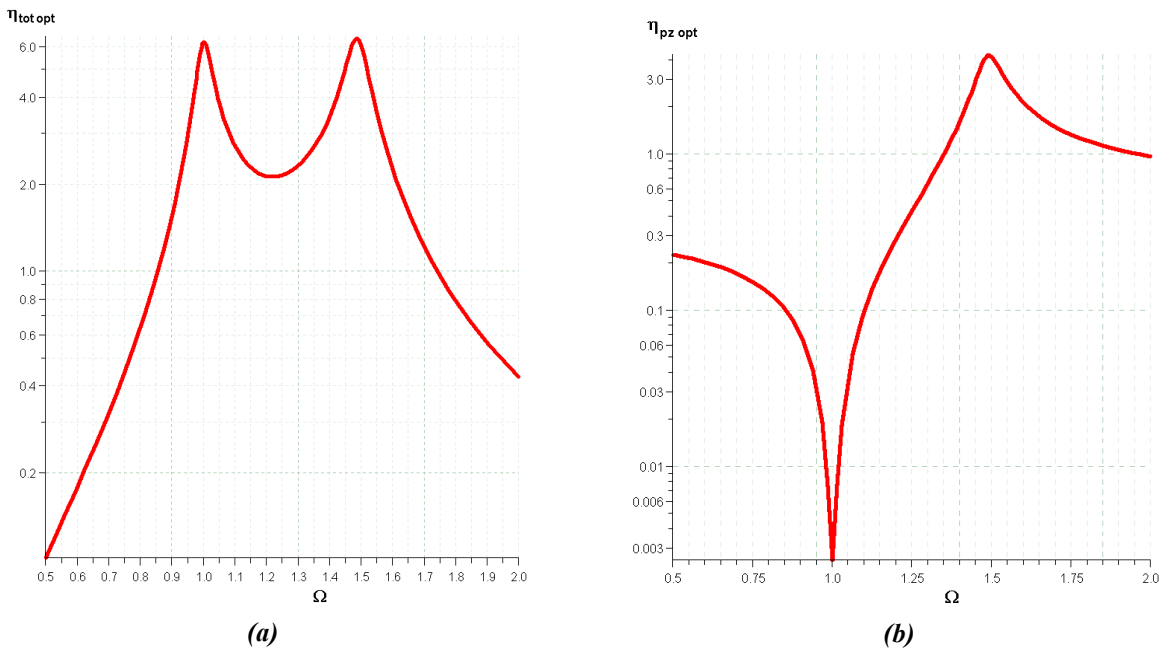


Figure III.21 : Rendements pour une résistance optimale : rendement total (a) et piézoélectrique (b).

La figure III.22 explore l'influence des pertes sur l'efficacité de conversion. D'après la figure III.22a, les pertes visqueuses diminuent le rendement total, ce qui est attendu. Une partie de l'énergie d'entrée est perdue en frottement avec l'air. Dans le cas du rendement piézoélectrique, c'est uniquement le comportement en résonance qui peut être considéré. D'après la figure III.22b, le rendement de conversion semble augmenter avec les pertes. En fait le rendement de conversion augmente, mais la puissance de sortie diminue, parce que l'énergie d'entrée diminue plus vite que l'augmentation du rendement.

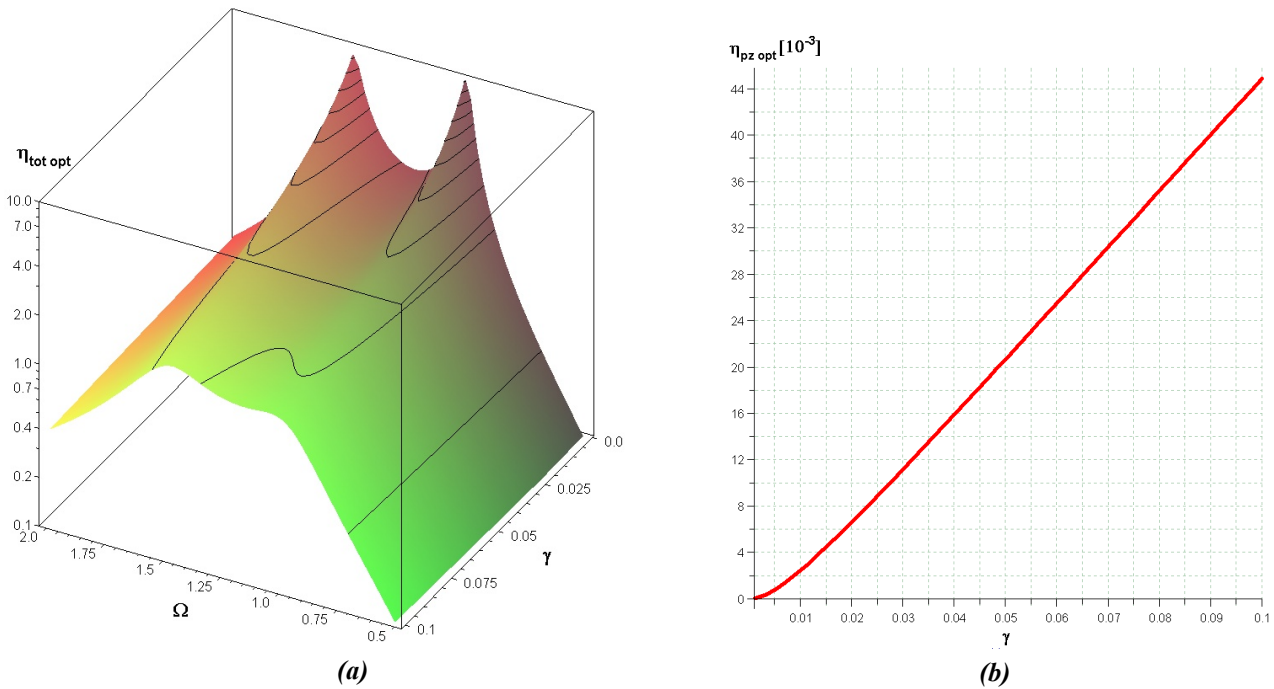


Figure III.22: Influence de pertes visqueuses sur l'efficacité de conversion : l'efficacité totale sur une résistance optimale (a) et l'efficacité piézoélectrique en résonance sur une résistance optimale (b).

Pour conclure, on peut dire que le rendement de conversion piézoélectrique augmente avec les pertes et en plus il est minimal à la résonance. Au niveau du rendement total du système, il présente deux pics correspondants à la résonance et à l'antirésonance du système électromécanique. Cette discussion démontre qu'il est très difficile de déterminer le rendement de conversion d'un système de récupération d'énergie surtout au niveau de la définition de l'énergie d'entrée. Le rendement total est utile, mais prend en compte non seulement le rendement du système de conversion mais aussi le système mécanique. Par contre le rendement piézoélectrique ne prend pas en compte l'antirésonance ce qui le rend inutile hors de la résonance.

III.2.4. Application pour les matériaux existants

Nous avons décidé d'explorer quel niveau de puissance peut être théoriquement obtenu avec différents types de matériaux piézoélectriques. Les matériaux que nous avons choisis sont présentés dans le tableau III.8. Nous avons sélectionné le monocristal de PZN-PT (le meilleur au niveau du couplage), différents types de PZT et finalement l'AlN dont la dépôt en couche mince est bien maîtrisée.

Matériau	k_{33}	k_e	ϵ_{33}^S	Y [GPa]	Q	ζ	$\tan\delta$	Ref
PZN-PT	0,92	2,3474	1386	120	61	0,82%	1%	[75], [76]
PZT-5H	0,75	1,1339	3800	62	32	1,56%	2%	PSI-5H4E
PZT4	0,7	0,9608	1450	70	500	0,1%	0,5%	TRS100HD
AlN	0,3	0,3145	10,5	300	120	0,42%	0,1%	[72], [69]

Tableau III.8 : Matériaux considérés pour la conversion piézoélectrique.

Le lien entre la qualité mécanique et le coefficient d'amortissement mécanique ζ est reporté dans l'équation III.31. Dans tous les cas nous avons pris le même facteur d'amortissement visqueux de 1%.

$$\zeta = (2Q)^{-1} \quad (\text{III.31})$$

La figure III.23 présente les puissances obtenues sur la résistance de charge de valeur optimale pour la gamme de fréquences couvrant les deux pics et autour de la fréquence de résonance. Les dimensions des éléments piézoélectriques ont été adaptés pour que tous les systèmes vibrent à la même fréquence de 100kHz. Les quatre matériaux ont des facteurs de couplage différents donc aussi des écarts différents entre la fréquence de résonance et celle d'antirésonance. C'est le PZT4 qui délivre le plus de puissance, grâce au facteur de couplage élevé et aux très faibles pertes. L'AlN propose un peu moins de puissance, malgré le faible facteur de couplage. Ceci est dû non seulement aux faibles pertes mais aussi à son faible coefficient de permittivité électrique. Les deux derniers matériaux, PZT5H et PZN-PT souffrent de pertes élevées ce qui limite leurs performances.

Ces résultats sont en accord avec le paragraphe III.2.2.5 qui explore l'influence du facteur de couplage sur la puissance de sortie. En fait pour les systèmes fortement couplés, la puissance de sortie cesse d'augmenter à partir de la valeur de couplage d'environ 0,5 et ce sont les pertes présentes dans le système qui déterminent l'efficacité de la conversion.

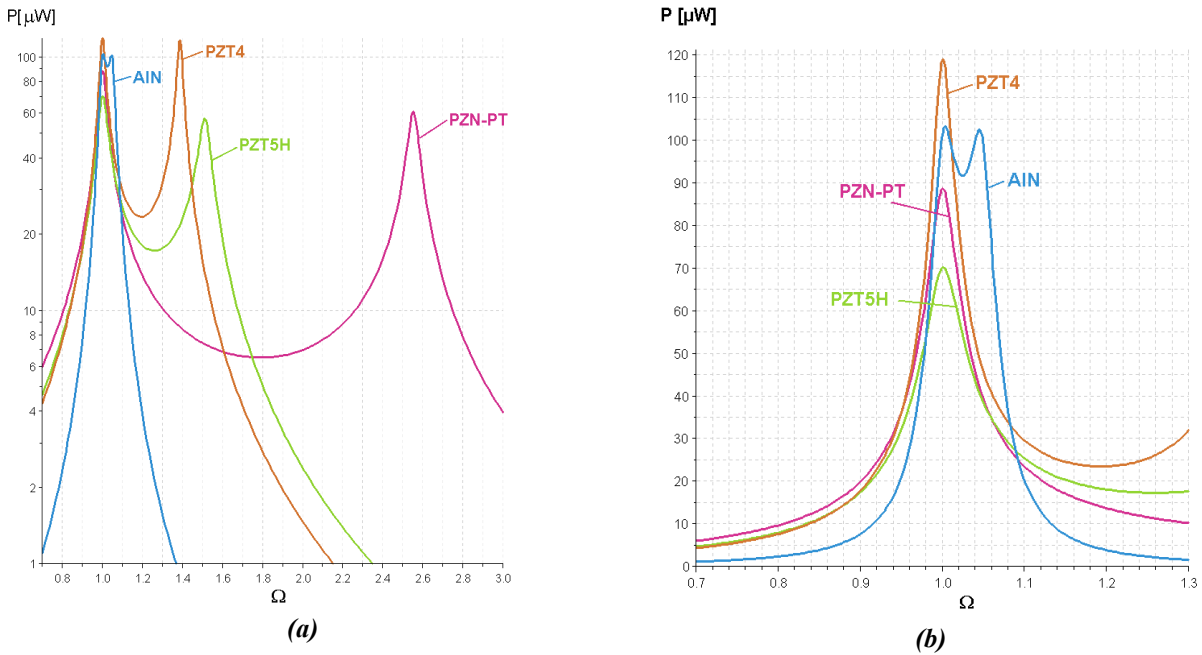


Figure III.23 : Puissance dissipée sur une résistance de charge de valeur optimale pour les quatre matériaux considérés : dans la gamme complète de fréquences (a) et autour de la résonance (b).

La figure III.24 montre les valeurs de résistance optimale, en fonction de la fréquence d'excitation pour les quatre matériaux. Le gros inconvénient de l'utilisation de l'AlN, est que la valeur de résistance optimale est très élevée. Ceci est souvent très difficile à implémenter dans des systèmes réels.



Figure III.24 : Évolution de valeurs optimales de résistance en fonction de la fréquence d'excitation pour les quatre matériaux.

III.2.5. Bilan de la modélisation

Le but du modèle présenté ici était d'évaluer les performances du générateur piézoélectrique en fonction des divers paramètres du système. Nous nous sommes basés sur des modèles précédemment développés en approfondissant l'analyse et en ajoutant une analyse détaillée de l'influence des pertes.

Le comportement du système fortement couplé présente deux pics – un correspondant à la résonance et l'autre à l'antirésonance de l'élément piézoélectrique. Le choix du point de fonctionnement du système doit porter sur les constatations suivantes :

- En l'absence de pertes, la puissance dissipée en résonance et à l'antirésonance est identique, par contre le déplacement de la masse sismique est plus important dans le cas de la résonance.
- Pour augmenter la puissance générée il est toujours souhaitable de maximiser la masse sismique et la raideur du ressort (pour garder la fréquence de résonance souhaitée). Cela veut dire que l'utilisation des matériaux lourds (tungstène) pour la masse sismique est à considérer quand le dispositif est limité en volume. De plus la puissance est inversement proportionnelle au carré de la fréquence de résonance du système, donc il est parfois plus intéressant de travailler sur un pic de fréquence plus basse même s'il est de plus faible amplitude.
- La tension développée sur la résistance de charge est beaucoup plus élevée en antirésonance, ce qui facilite sa détection.
- Les pertes diminuent la puissance dissipée sur les deux pics, sauf les pertes diélectriques qui influencent surtout l'amplitude du pic d'antirésonance.
- Les valeurs optimales de la résistance de charge sont fortement influencées par les pertes et tendent vers une valeur commune pour les deux pic pour des amortissements très forts.
- La puissance générée augmente avec le facteur de couplage, mais uniquement jusqu'à la valeur critique (qui dépend du niveau de pertes) après laquelle, la puissance sature. De plus, il est intéressant de minimiser les pertes dans les systèmes fortement couplés (même si cela nécessite de diminuer le facteur de couplage) et inversement dans des systèmes faiblement couplés.
- Entre les quatre matériaux évalués, c'est le PZT4 qui s'avère le plus efficace. Ses performances sont nettement meilleures que celles de l'AlN. Le PZT5H ainsi que PZN-PT souffrent de pertes très élevés qui limitent leurs performances malgré le facteur de couplage très élevé.

Dans la conception de notre générateur, nous allons maximiser la masse sismique et minimiser les pertes (dans la mesure du possible). La fréquence de résonance du système va être définie par les caractéristiques de l'excitation, mais nous allons évaluer les pics en fonction de la puissance qu'ils peuvent fournir. Nous allons aussi concevoir notre système pour qu'il travaille à la résonance plutôt qu'à l'antirésonance pour minimiser l'influence des pertes diélectriques. Les matériaux que nous allons utiliser, notamment l'AlN et le PZT en couche mince dont les propriétés sont proches de celles du PZT4, devraient s'avérer très efficaces au niveau de la génération d'énergie dans des systèmes résonants.

III.3. Différents types de générateurs

Le modèle présenté dans la partie précédente est applicable pour tous les types de générateurs résonants utilisant l'effet piézoélectrique pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. Néanmoins, l'efficacité et la faisabilité du générateur dépendent de sa structure et de sa géométrie. Nous allons présenter les différentes possibilités que nous avons analysées au cours de ce travail. Le but de cette thèse étant de créer un dispositif miniature, la possibilité de microfabrication va être analysée dans chaque cas.

III.3.1. Structure mobile

Le type de la structure mobile est important pour définir la fréquence de résonance du système et le couplage entre la partie mécanique et l'élément piézoélectrique. Dans tous les cas, le dispositif va être composé d'une masse sismique, laquelle va imposer des contraintes sur le reste du système. Selon les résultats de la modélisation du système simple à une dimension, il est souhaitable de maximiser la masse sismique. De plus, comme nous l'avons démontré dans le chapitre II, la gamme de fréquences présente dans l'environnement est dans la plupart des cas limitée aux basses fréquences (inférieurs à 1kHz), il faut donc chercher à baisser la fréquence de résonance propre du système. Cette indication n'est pas facile à suivre, surtout si un dispositif miniature doit être conçu. Nous proposons trois types de structures résonantes : une poutre encastrée-libre, une poutre encastrée-encastrée et une spirale. La modélisation de ces dispositifs va être présentée dans les chapitres suivants.

III.3.2. Positionnement de l'élément actif

Le positionnement de l'élément actif piézoélectrique définit de quelle façon celui-ci va être déformé. De plus, ce choix va influencer la relation entre l'énergie transférée dans l'élément actif et, celle perdue dans l'encastrement.

Sur la structure mobile

L'attachement direct de l'élément actif sur la structure mobile est le plus facile à mettre en oeuvre et le plus souvent utilisé. Dans ce cas, la déformation de l'élément actif piézoélectrique est imposée par la déformation de la partie mécanique de la structure mobile. Ce type de système est présenté dans la figure III.25.

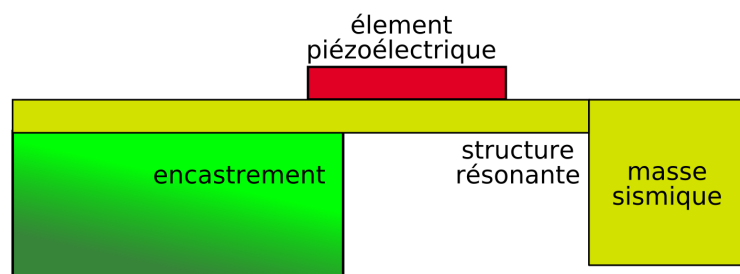


Figure III.25 : Positionnement de l'élément actif piézoélectrique sur la structure mobile.

Dans ce cas, la partie mécanique de la structure mobile est directement liée au substrat, sans aucun intermédiaire. Ce type de structure est facilement réalisable par les méthodes de microfabrication parce qu'elle est composée de plusieurs couches. De plus la déflexion de la structure mobile impose une déformation importante de l'élément actif, mais d'un autre côté, c'est seulement le mode sollicitant le coefficient d_{31} qui peut être utilisé. Par contre les pertes liées au rayonnement de l'énergie dans le substrat sont importantes, surtout pour les fréquences élevées [77].

A l'encastrement

Le type d'encastrement influence d'une façon très importante la quantité d'énergie convertie et les pertes mécaniques dissipées dans le substrat. Pour augmenter la qualité de l'encastrement, il est toujours souhaitable que le substrat soit fait d'un matériau dur et que la jonction entre la structure et le substrat soit rigide. Sinon une grande partie de l'énergie est dissipée dans ce dernier. On peut imaginer l'introduction d'un élément plus mou entre la structure mobile et l'encastrement pour que toute déformation soit concentrée sur cet élément. S'il est piézoélectrique, un gain important peut être obtenu par rapport aux structures traditionnelles. De plus, l'élément piézoélectrique peut travailler en compression, ce qui est très favorable pour sa durée de vie. Une telle structure est présentée sur la figure III.26.

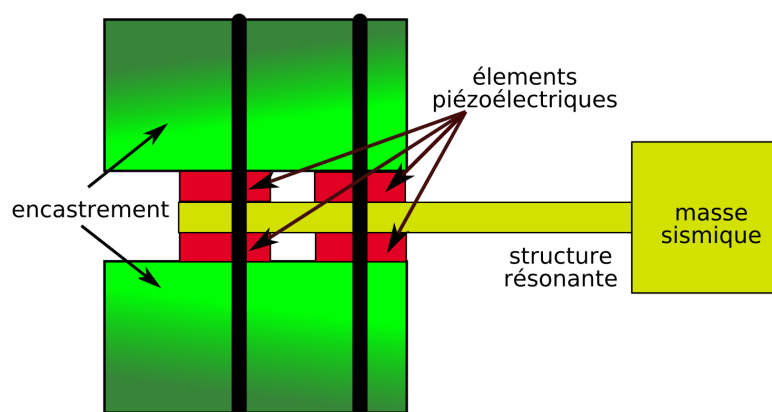


Figure III.26 : Structure avec éléments piézoélectriques à l'encastrement.

Dans ce cas, la déformation de l'élément piézoélectrique se fait au niveau de l'encastrement. L'avantage de cette solution est qu'il est possible de contrôler l'endroit où l'énergie est dissipée par le choix des matériaux utilisés. Par contre cette solution est très difficilement miniaturisable. De plus dans le cas des microsystèmes, la partie mécanique est souvent faite en silicium, ce qui entame une restriction sur le choix des matériaux. Dans cette solution le mode 33 de l'élément piézoélectrique caractérisé par un facteur de couplage beaucoup plus important que le mode 31 (0,72 contre 0,35 [78]) peut être mis en oeuvre.

Entre la structure mobile et l'élément immobile

Dans cette solution, appelée aussi système « à levier », l'élément actif piézoélectrique est placé entre la structure mobile et la paroi fixe. Le mouvement relatif de ces deux points impose des contraintes sur l'élément piézoélectrique. La structure mobile est directement attachée au substrat, comme dans l'approche standard. Par contre il est possible d'utiliser le mode d_{33} comme dans l'approche « à l'encastrement ». Pourtant cette solution, montrée à la figure III.27, est très difficilement miniaturisable.

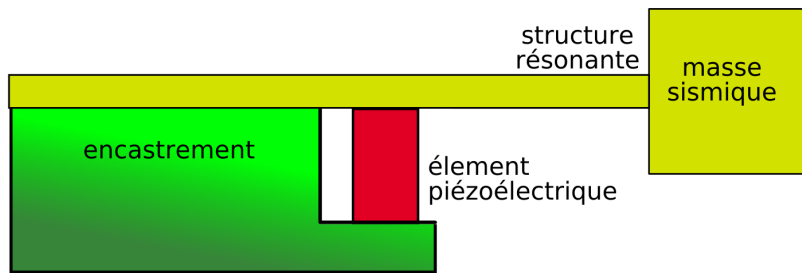


Figure III.27 : Structure avec élément piézoélectrique attaché entre la structure mobile et la paroi fixe.

Entre les trois possibilités présentées, c'est la solution où l'élément piézoélectrique est placé à l'encastrement qui est la plus avantageuse. Par contre, c'est uniquement l'approche standard qui peut être facilement intégrée en tant que MEMS. C'est pour cela que dans un dispositif microfabriqué, nous allons utiliser cette solution. Pour les démonstrateurs de taille centimétrique, les deux autres solutions peuvent s'avérer plus efficaces.

III.4. Systèmes non résonants et ajustables

Dans nos travaux nous nous sommes focalisés sur la conception d'un système résonant dont la fréquence est égale à la fréquence d'excitation. Néanmoins, dans un cas réel, plusieurs facteurs peuvent provoquer un désaccord entre ces deux fréquences. D'un côté, il est très difficile de fabriquer des dispositifs avec des fréquences de résonance bien définies et répétibles à cause de la dispersion des paramètres des matériaux et l'imperfection de la géométrie du dispositif. D'un autre côté, la fréquence d'excitation en elle-même peut être soit variable, soit non précisément définie. C'est pour cela que le sujet d'adaptation de fréquence est d'une importance primordiale dans notre démarche. Dans la suite de ce paragraphe nous présentons deux types de solutions : les approches actives, nécessitant une intervention pour modifier (ajuster) la fréquence de résonance du système, et les approches passives, où le système possède une résonance non-linéaire ou ne la possède pas du tout. Les systèmes actifs impliquent normalement une consommation d'énergie additionnelle, mais à la base sont plus performants, par contre les systèmes passifs ne nécessitent pas d'alimentation. Dans la suite nous allons présenter différentes approches proposées dans la littérature.

III.4.1. Matrices de dispositifs

L'approche la plus simple pour concevoir un système qui peut travailler effectivement en étant excité à des fréquences différentes, est de concevoir une matrice de dispositifs dans laquelle chaque structure élémentaire est caractérisée par une fréquence de résonance légèrement différente. Cette approche est analysée par S.M. Shahrz [79], [80] et est appelée « filtres passe bande mécaniques ». Son désavantage intrinsèque est que, à une excitation donnée, c'est uniquement un dispositif qui travaille en résonance en apportant de l'énergie tandis que les autres dispositifs fournissent des signaux très faibles et en plus déphasés. Cela impose qu'un système de commutation entre les dispositifs soit implémenté pour éliminer les pertes et les capacités parasites liées avec les dispositifs inactifs. De plus, il existe un compromis entre la taille du système et la largeur de la bande passante visée. Néanmoins, cette approche est facile à réaliser et ne nécessite

pas d'énergie additionnelle pour fonctionner. On peut aussi noter qu'en réalité la dispersion des paramètres de fabrication fait que même sans le vouloir un tel système est souvent créé.

III.4.2. Systèmes ajustables

Les systèmes ajustables permettent de changer leur fréquence de résonance par une action externe. Pour faire cela la structure en elle même doit être modifiée soit mécaniquement, soit électriquement pour ajuster sa fréquence de résonance. L'approche mécanique, présentée par exemple par la société Perpetuum [50], inclue un système de réglage manuel en utilisant une vis qui modifie la rigidité de l'encastrement. L'utilisation de cette technique dans des systèmes miniatures est bien sûr à exclure.

Une autre solution est proposée par G. Piazza et al. [81]. Le système présenté sur la figure III.28a consiste à introduire une capacité entre l'élément mobile et le substrat. En chargeant la capacité, une force est appliquée sur la structure ce qui provoque sa déformation. Cela fait varier la fréquence de résonance. Cette méthode nécessite une source externe de tension élevée et en plus, elle est très peu efficace. En fait, les résultats reportés sur la figure III.28b témoignent d'une variation d'environ 1% au niveau de la fréquence de résonance de la structure pour une tension d'actionnement de 20V.

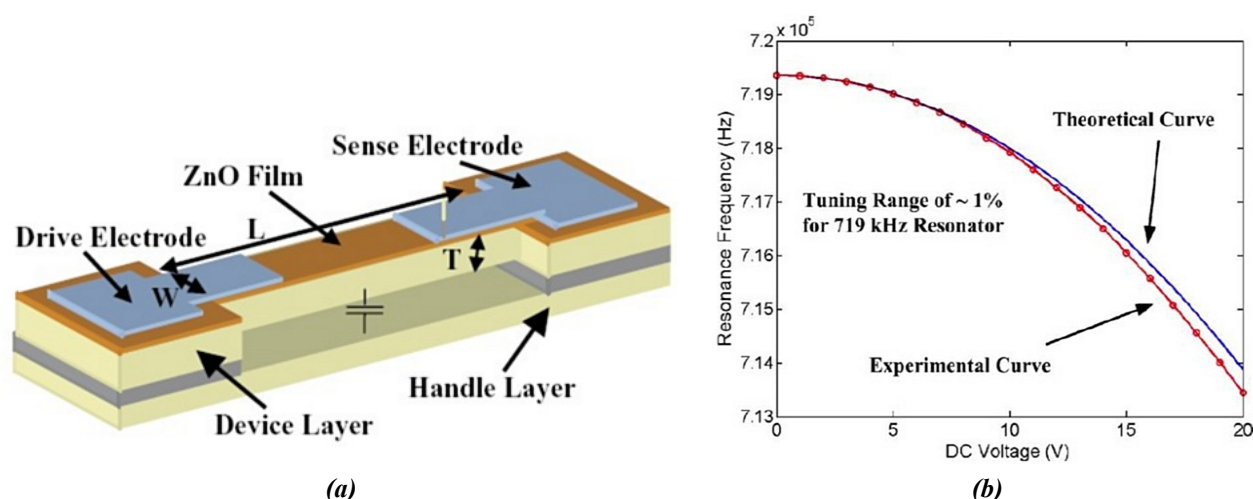


Figure III.28 : Dispositif de réglage de la fréquence de résonance par effet capacitif (a) et courbe de variation de la fréquence de résonance (b).

Une approche similaire consiste à introduire une « électrode de réglage » sur un système piézoélectrique. La figure III.29a présente une structure proposée par S. Roundy et al. [82]. Il s'agit d'une poutre encastrée-libre avec une masse sismique et deux électrodes sur la couche piézoélectrique : une pour la récolte de l'énergie et l'autre pour le réglage de la fréquence de résonance du dispositif. Une différence de tension de 20V appliquée sur l'électrode de réglage permet de faire varier la fréquence de résonance de 26% - figure III.29b. Néanmoins, cette opération nécessite des quantités d'énergie importantes, même plus importantes que l'énergie récoltée. En fait, les études présentées précisent que l'utilisation de cette technique pour adapter la fréquence de résonance donne des améliorations en puissance négatives, c'est à dire la puissance consommée par le système de réglage est très supérieure à celle générée par le dispositif.

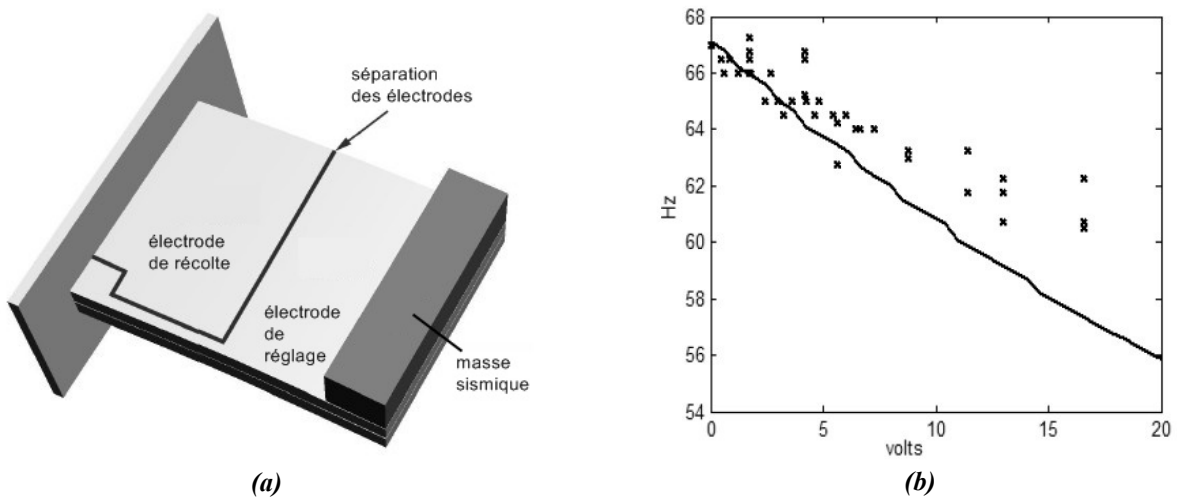


Figure III.29 : Dispositif avec réglage de fréquence d'un générateur piézoélectrique (a) et courbe de variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée (b).

III.4.3. Systèmes non-résonants

Dans le chapitre II nous avons déjà référencé les travaux de l'équipe de l'Imperial College à Londres concernant les systèmes paramétriques. Ce sont des assemblages dont le comportement est intrinsèquement non-linéaire et leur fonctionnement consiste en l'existence de deux (voir plus) positions stables de la masse sismique entre lesquels elle se déplace excitée par une force externe. La force excitatrice doit être suffisamment élevée pour pouvoir déplacer la masse entre les deux positions stables. Si cela n'est pas le cas, le système va se comporter comme un système résonant autour d'une des positions stables. Si la force excitatrice est suffisamment élevée pour faire basculer la masse mobile, un tel système se caractérise par le fait que c'est uniquement l'amplitude de l'accélération externe appliquée qui compte et non sa fréquence. Un tel dispositif, utilisant la transduction capacitive, est proposé par Mitcheson et al. [83] et présenté sur la figure III.30.

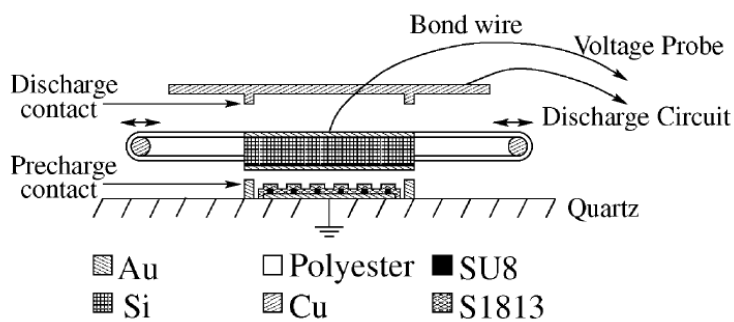


Figure III.30 : Générateur capacitif « paramétrique » proposé par Mitcheson et al. [83].

La puissance est générée quand l'électrode mobile (la masse sismique) se détache du contact de précharge et se déplace en diminuant la capacité du système. La tension sur l'électrode mobile augmente (charge reste constante) et le dispositif se décharge de l'autre côté de la cavité au maximum de tension et minimum de la valeur de capacité. Puisqu'une énergie constante est générée pendant chaque basculement, la puissance générée est proportionnelle à la fréquence d'opération du dispositif. Comme nous l'avons déjà

présenté dans le chapitre II (§ II.2.2), ce système est plus efficace que des systèmes résonants uniquement quand la fréquence d'excitation est très inférieure à la fréquence de résonance de la structure. C'est pour cela qu'il est bien adapté pour des applications utilisant l'énergie des vibrations d'une très faible fréquence, par exemple celles générées par les êtres humains.

III.4.4. Systèmes résonants non-linéaires

La relation non-linéaire entre la déformation et les contraintes provoque l'apparition d'effets particuliers au niveau du comportement fréquentiel des structures. Puisque cette relation est d'autant plus marquée que le niveau de contrainte est élevé, les effets non-linéaires sont visibles dans des systèmes ou des matériaux de très bonne qualité qui permettent alors des déformations importantes. C'est le cas par exemple des structures MEMS fabriquées à partir du silicium monocristallin.

Pour modéliser le comportement non-linéaire d'un système simple d'une masse sismique supportée par un ressort, la relation entre la force de rappel du ressort et sa déformation peut être exprimée par l'équation III.32. Deux coefficients additionnels de rigidité sont introduits pour représenter la non-linéarité.

$$F = -kx - k_1x^2 - k_2x^3 \quad (\text{III.32})$$

L'équation de mouvement dynamique, d'un tel système devient – équation III.33.

$$M\ddot{x} + \lambda\dot{x} + kx + k_1x^2 + k_2x^3 = F \cos \omega t \quad (\text{III.33})$$

Le comportement fréquentiel est présenté sur la figure III.31. Pour des excitations élevées, le comportement dévient différent selon la direction du balayage en fréquence et en plus une discontinuité (un saut) apparaît pour une fréquence critique variable avec l'excitation. Des comportements de ce type peuvent être observés dans des systèmes précontraints, où la présence des contraintes internes élevées rend le comportement de la structure très non-linéaire même pour des faibles déformations. En augmentant l'amplitude de déplacement la variation en fréquence peut être très importante.

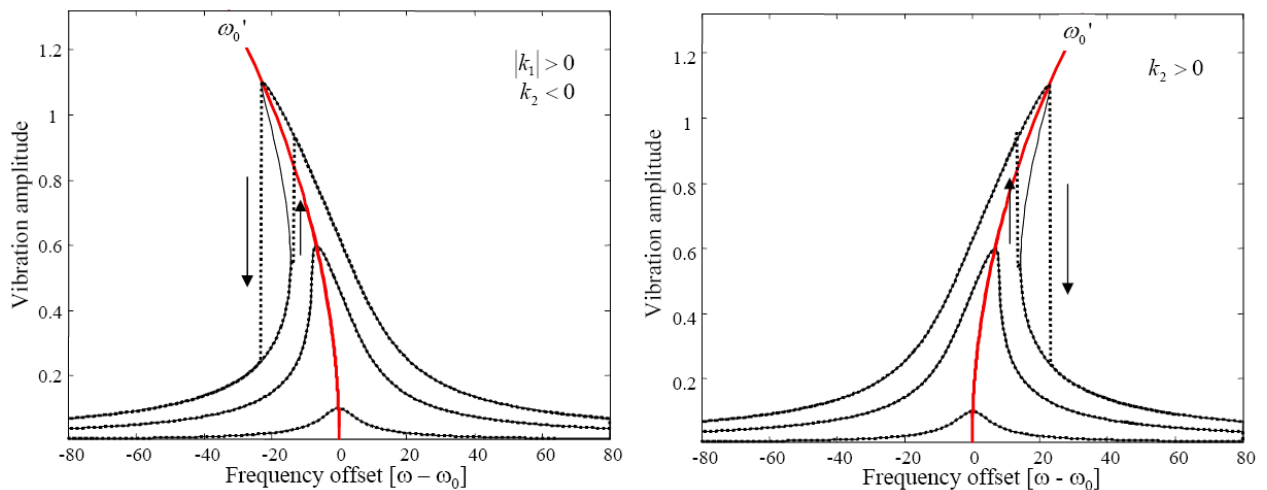


Figure III.31 : Deux comportements fréquentiels possibles d'un système non-linéaire selon le signe du paramètre k_2 [84] pour différents niveaux d'excitation.

Une autre méthode pour rendre un système non-linéaire est d'introduire une force externe, dont la relation avec le déplacement est non-linéaire. Le comportement d'un tel système va être similaire à celui

présenté. Un exemple d'implémentation est le dispositif de récupération d'énergie proposé par Spreeman et al. [85] représenté sur la figure III.32a.

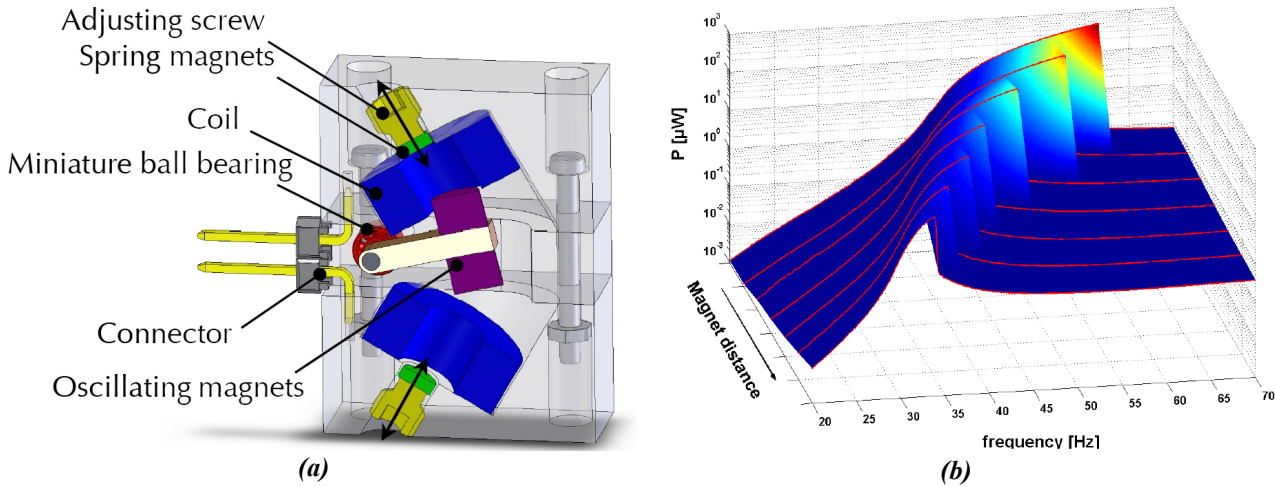


Figure III.32 : Générateur électromagnétique avec une fréquence de résonance ajustable grâce à la non-linéarité du système, principe de fonctionnement (a) et résultats expérimentaux (b).

Le système est constitué d'un aimant attaché sur un ressort et deux aimants immobiles. La présence d'une force externe d'interaction entre les aimants rend ce système fortement non-linéaire, dont le degré peut être modifié manuellement par le positionnement des aimants. La génération d'énergie se fait d'une manière électromagnétique en utilisant les mêmes aimants. La figure III.32b présente les résultats de modélisation de la puissance générée dans le domaine fréquentiel pour six positions des aimants. Les pics de résonance témoignent d'une forte non-linéarité positive, c'est à dire avec l'accroissement de l'amplitude d'excitation, la fréquence de résonance augmente aussi.

Les méthodes non-linéaires peuvent conduire à la conception de systèmes qui peuvent générer de l'énergie de façon efficace pour une large gamme de fréquences d'excitation. De plus, ces systèmes ne nécessitent pas de sources d'alimentation externes, contrairement aux systèmes ajustables. Grâce à sa non-linéarité, le système va toujours travailler en résonance entre sa fréquence de résonance linéaire et la fréquence de saut. Nous allons essayer d'utiliser les contraintes entre les couches structurelle et piézoélectrique pour concevoir un dispositif très non-linéaire.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit l'effet piézoélectrique et nous avons examiné l'aptitude des matériaux piézoélectriques pour la génération de l'énergie électrique. Ensuite, un modèle général unidimensionnel d'un générateur piézoélectrique a été analysé en détails. Nous en avons extrait des remarques pour guider la conception de nos dispositifs. Nous avons exploré l'influence des pertes présentes dans le système sur son comportement électromécanique. Ce chapitre contient aussi une étude sur les types de structures qui peuvent être employées. Pour chaque cas, nous avons évalué les possibilités de miniaturisation, tant au niveau des matériaux utilisés que des géométries des structures.

Finalement nous avons touché une thématique très importante concernant l'adaptation de la fréquence de résonance du système à la fréquence d'excitation. Nous avons constaté, que les méthodes non-linéaires répondent au mieux aux performances souhaitées dans les systèmes miniatures.

Dans le chapitre IV, nous allons prendre en compte ces conclusions pour la conception des dispositifs du premier lot.

Chapitre IV : Premier lot de prototypes

Dans ce chapitre nous présentons la conception, la modélisation et la réalisation des premières prototypes de microgénérateurs d'énergie. Ils sont fabriqués en utilisant une couche mince de nitrure d'aluminium comme matériau piézoélectrique. Tout d'abord les dispositifs en forme d'une poutre avec une masse sismique au bout, prévus pour avoir la fréquence de résonance autour de 250Hz, vont être présentés. Ensuite les poutres encastree-encastrees vont être introduites, pour lesquels un comportement fortement non-linéaire va être exploré. Finalement les structures en forme de spirale, prévues pour vibrer à une fréquence en dessous de 100Hz vont être présentées. Ce lot de prototypes sert à évaluer les potentiels de la technologie de fabrication et à explorer les performances de différentes structures notamment au niveau des basses fréquences de résonance. De plus, il va permettre de remonter à des valeurs expérimentales précises des grandeurs physiques mises en jeu, ce qui est nécessaire pour une bonne modélisation des structures. Une conclusion contenant les indications pour les prochaines étapes de fabrication achève ce chapitre.

IV.1. Modélisation des convertisseurs mécano-électriques

En suivant le raisonnement présenté dans les chapitres précédents, nous avons choisi d'explorer trois types de dispositifs, notamment les poutres encastrees-libres, les poutres encastrees-encastrees et les spirales.

IV.1.1. Poutre encastree-libre

La structure principale que nous allons examiner est une poutre encastree-libre avec une grande masse sismique au bout. Ce type de dispositif a déjà été analysé par Roundy [38], Lu et al. [86] et Ottman et al. [87] au niveau macroscopique et Jeon et al. [53] en tant que MEMS. Ce type de structures est facilement réalisable en utilisant des composants macroscopiques : un bimorphe piézoélectrique et une masse sismique, et donne des résultats satisfaisants (voir les résultats dans le chapitre II). La masse sismique attachée au bout de la poutre encastree-libre sert à diminuer la fréquence de résonance du système et à augmenter la puissance délivrée. La mise au point de cette structure en tant que MEMS est beaucoup plus difficile que l'approche macroscopique surtout au niveau de l'intégration des couches minces piézoélectriques et de la définition de la masse sismique. Dans la suite de ce chapitre nous allons présenter un procédé spécifique que nous avons développé pour réaliser ce type de structure. Dans le cas d'une structure microfabriquée, il y a une seule

couche piézoélectrique déposée sur la poutre, contrairement au bimorphe symétrique avec deux couches piézoélectriques, utilisé dans les réalisations macroscopiques. Un exemple d'une structure de ce type est présenté dans la figure IV.1.

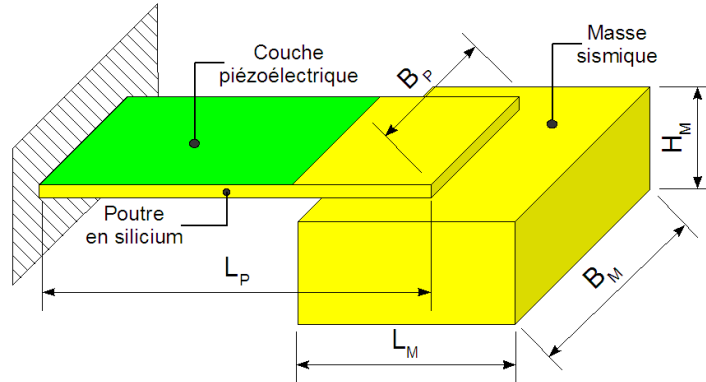


Figure IV.1 : Schéma d'une poutre encastree-libre avec une masse sismique et une couche mince piézoélectrique.

La structure est composée d'une poutre en silicium de longueur L_p , largeur B_p et épaisseur H_p sur laquelle une couche fine du matériau piézoélectrique est déposée. Au bout de cette poutre une grande masse sismique est attachée dont la longueur est dénommée L_M , la largeur B_M et la hauteur H_M . Une accélération appliquée sur la structure provoque le déplacement de la masse et la déformation de la poutre, laquelle impose des contraintes dans la couche piézoélectrique laquelle ensuite génère des charges électriques.

IV.1.1.1. Fréquence de résonance

La fréquence de résonance d'une poutre avec une masse sismique (figure IV.1) peut être obtenue à partir de l'équation IV.1. Dans ce calcul nous allons négliger l'influence de la couche piézoélectrique et nous allons supposer que les dimensions de la masse sismique définissent uniquement la valeur de sa masse (elle est donc considérée ponctuelle). Une modélisation analytique plus pointue d'une structure de ce type va être présentée dans le chapitre suivant.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{3YI}{L_p^3(M + 0,24M_b)}} = \frac{1}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{Y B_p H_p^3}{L^3 \rho (B_M H_M L_M + 0,24 B_p H_p L_p)}} \quad (IV.1)$$

Avec :

- f_r – la fréquence de résonance
- Y – le module de Young de la poutre

$$I = \frac{1}{12} B_p H_p^3 \quad \text{– le moment d'inertie par rapport à l'axe neutre de la poutre}$$

- L_p – la longueur de la poutre
- ρ – la masse volumique du matériau de la poutre
- M – la valeur de la masse sismique
- M_b – la masse de la poutre
- B_M – la largeur de la masse sismique
- H_M – la hauteur de la masse sismique
- L_M – la longueur de la masse sismique
- B_p – la largeur de la poutre

H_p – l'épaisseur de la poutre

Dans le cas d'un dispositif microfabriqué, le matériau utilisé est le silicium monocristalin qui peut être assimilé au premier temps comme matériau isotrope avec le module de Young de 160GPa. L'épaisseur de la masse sismique est imposée par l'épaisseur de la plaquette, environ 500 μm . Nous allons prendre 5 μm pour l'épaisseur de la poutre et nous allons limiter la surface occupée par le dispositif à 4mm². Puisque nous essayons de minimiser la fréquence de résonance du dispositif, alors nous allons prendre la largeur de la masse sismique égale à 2mm. Avec ces suppositions, la fréquence de résonance en fonction de la largeur de la poutre et de la longueur de la masse sismique est présentée sur la figure IV.2a. La figure IV.2b présente la même valeur, mais pour la largeur de la poutre fixée à 1mm.

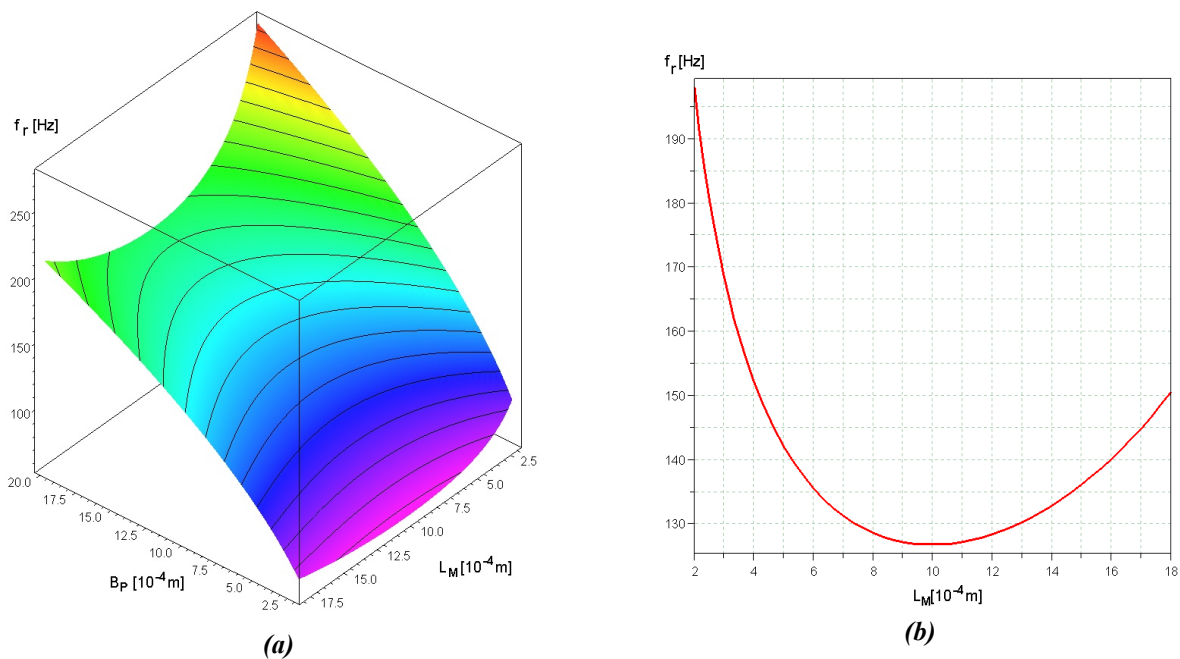


Figure IV.2 : Fréquence de résonance de la poutre en fonction de la longueur de la masse sismique L_M et la largeur de la poutre B_P .

La fréquence est minimale pour la longueur de la masse sismique égale à 1mm, c'est 50% de la longueur totale du dispositif. C'est l'effet d'un compromis entre une longue poutre qui diminue la fréquence de résonance, mais aussi diminue la taille de la masse sismique, et une grande masse sismique avec une poutre courte. Pour une structure qui occupe 4mm² d'une plaquette en silicium, une fréquence de résonance de moins de 130Hz peut être obtenue. Par contre, la condition de la fréquence de résonance minimale se traduisant par la longueur de la masse sismique de 50% de la longueur totale du dispositif n'est pas en accord avec les résultats de la modélisation 1D lesquels exigent que la masse sismique soit la plus grande possible ainsi que la rigidité de la poutre de support. De plus, pour des épaisseurs très faibles de la poutre et grandes masses sismiques, les problèmes de fiabilité peuvent apparaître.

IV.1.1.2. Modélisation FEM

Nous avons créé un modèle FEM pour analyser le comportement dynamique de la structure en forme de poutre encastée-libre avec une grande masse sismique au bout. La figure a montre un modèle FEM

réalisé avec le logiciel ANSYS™. La longueur et la largeur de la poutre sont égales à 1mm et l'épaisseur est égale à 5µm. La largeur de la masse sismique est égale à 2mm, la longueur à 1mm et l'épaisseur à 0,5mm. Une couche piézoélectrique de PZT4 de 1µm est déposée sur la structure. La fréquence de résonance simulée pour ce système est égale à environ 140Hz. Cette valeur est un peu plus élevée que la valeur analytique à cause de la couche piézoélectrique prise en compte. Nous avons effectué une analyse statique comprenant la réponse de ce système à une accélération verticale de 10ms⁻². La figure IV.3b montre la distribution du potentiel sur l'électrode supérieure de la structure déformée, l'électrode inférieure étant à la masse.

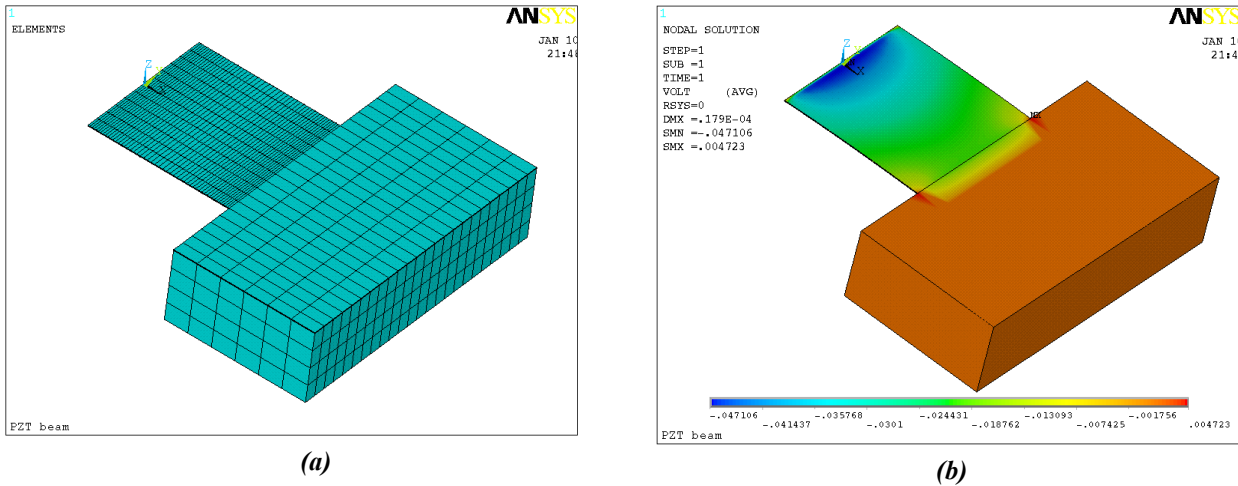


Figure IV.3 : Résultats de la simulation FEM : le modèle utilisé (a) et la distribution de la tension générée sur l'électrode supérieure (b).

La polarité des charges générées est uniforme sur l'électrode, ce qui facilite la conception de la géométrie des électrodes. Par contre comme il est montré sur la figure IV.4a, l'amplitude du potentiel est maximale à l'encastrement et minimale à l'extrémité du côté de la masse.

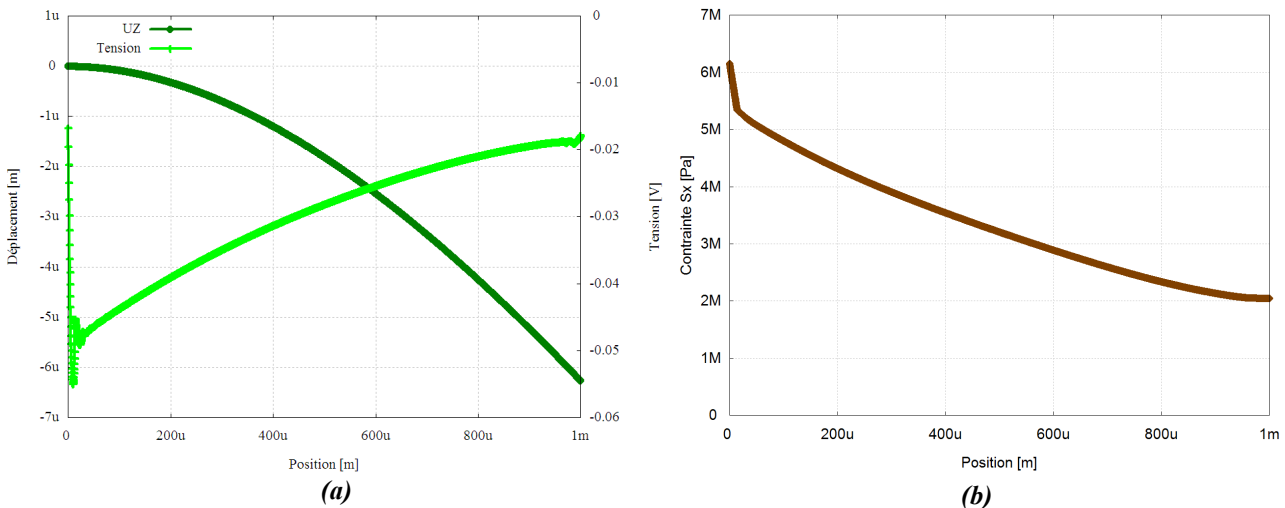


Figure IV.4 : Déplacement vertical UZ et la tension générée sur l'électrode supérieure (a) et la contrainte S_x (b) pour la poutre soumise à une accélération statique de 10ms⁻² en fonction de la position le long de la poutre.

Il y a donc un compromis à faire au niveau de la taille de l'électrode supérieure entre le maximum de la charge collectée et le maximum de l'énergie générée. La tension générée est directement liée à la contrainte dans la poutre. Dans le cas idéal (modèle de Euler-Bernoulli), elle diminue linéairement avec la distance de

l'encastrement mais en réalité il y a une faible influence de l'encastrement – figure IV.4b. L'augmentation abrupte des contraintes à l'encastrement est liée au fait que dans la modélisation l'encastrement est idéal, c'est à dire tous les degrés de liberté sont fixés ce qui résulte en une non-linéarité.

Finalement nous avons effectué des simulations harmoniques pour examiner la réponse d'une telle structure à l'excitation sinusoïdale à différentes fréquences. Nous avons appliqué une accélération de 2ms^{-2} d'amplitude. La figure IV.5 montre le spectre de déplacement vertical du bout de la poutre (UZ) et de la tension générée sur l'électrode supérieure en circuit ouvert. Un amortissement visqueux de 0,5% a été introduit pour représenter l'influence de la pression atmosphérique. Le déplacement maximal de l'ordre de $300\mu\text{m}$ et une tension proche de $0,7\text{V}$ peuvent être obtenus. Ces niveaux sont influencés par le niveau des pertes présentes dans le système et augmentent avec le carré de l'amplitude de l'accélération (ce qui a déjà été exploré dans le chapitre III concernant le système 1D).

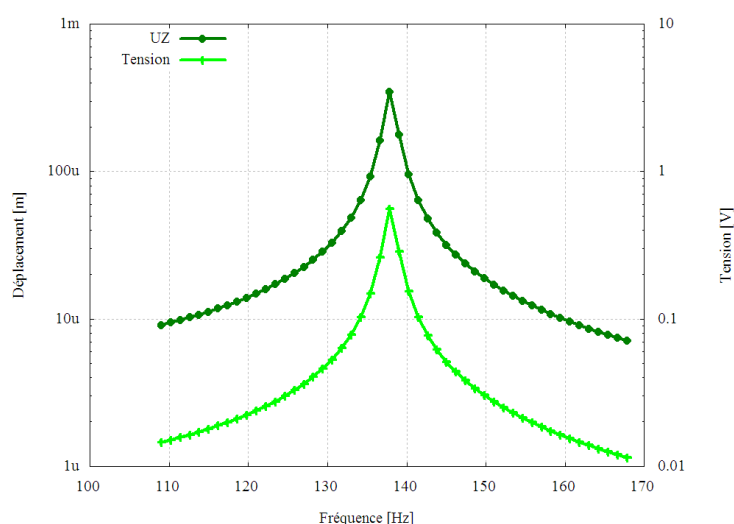


Figure IV.5 : Résultats de simulations harmoniques FEM : le spectre de déplacement vertical (UZ) et de la tension générée en circuit ouvert (Tension) pour une excitation harmonique de 2ms^{-2} d'amplitude.

IV.1.1.3. Fiabilité du dispositif

La structure décrite dans le paragraphe précédent est caractérisée par la distribution des contraintes présentée dans la figure IV.4b. Le maximum est situé à l'encastrement, et c'est pour cette raison, qu'il est le plus probable que la structure va casser à cet endroit. Nous avons fait des simulations FEM pour équilibrer la distribution des contraintes dans la poutre. En fait, dans le cas idéal, la poutre de forme triangulaire devrait garantir des contraintes uniformes. Néanmoins dans le cas réel, les contraintes augmentent plus à la proximité de l'encastrement (figure IV.4b). C'est pour cela que nous avons décidé de faire des simulations FEM de cette structure pour définir une forme optimale. Nous proposons d'introduire des arrondissements à l'encastrement (figure IV.6) pour augmenter la rigidité et pour rendre la poutre plus résistante aux problèmes de fabrication, surtout au niveau de la gravure face arrière et au retrait de la couche d'oxyde. Ces formes vont permettre de limiter les pics de contraintes, mais aussi ils vont diminuer la tension générée. Nous avons comparé des structures de différentes formes aussi bien au niveau de l'angle de courbure α que de la longueur de la partie courbée a . Pour chaque géométrie la largeur minimale de la poutre (B_P) a été variée pour garder la fréquence de résonance proche de 170Hz . La figure IV.7 présente les résultats concernant la valeur des contraintes le long de l'axe de la poutre et la distribution des contraintes sur la surface de la poutre.

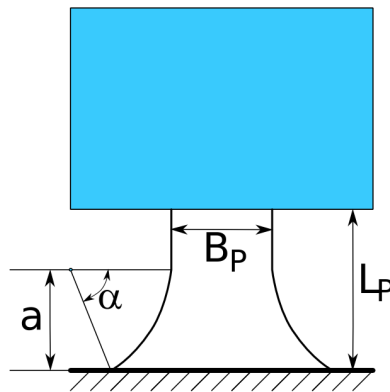


Figure IV.6 : Représentation schématique de la poutre avec les arrondissements à l'encastrement.

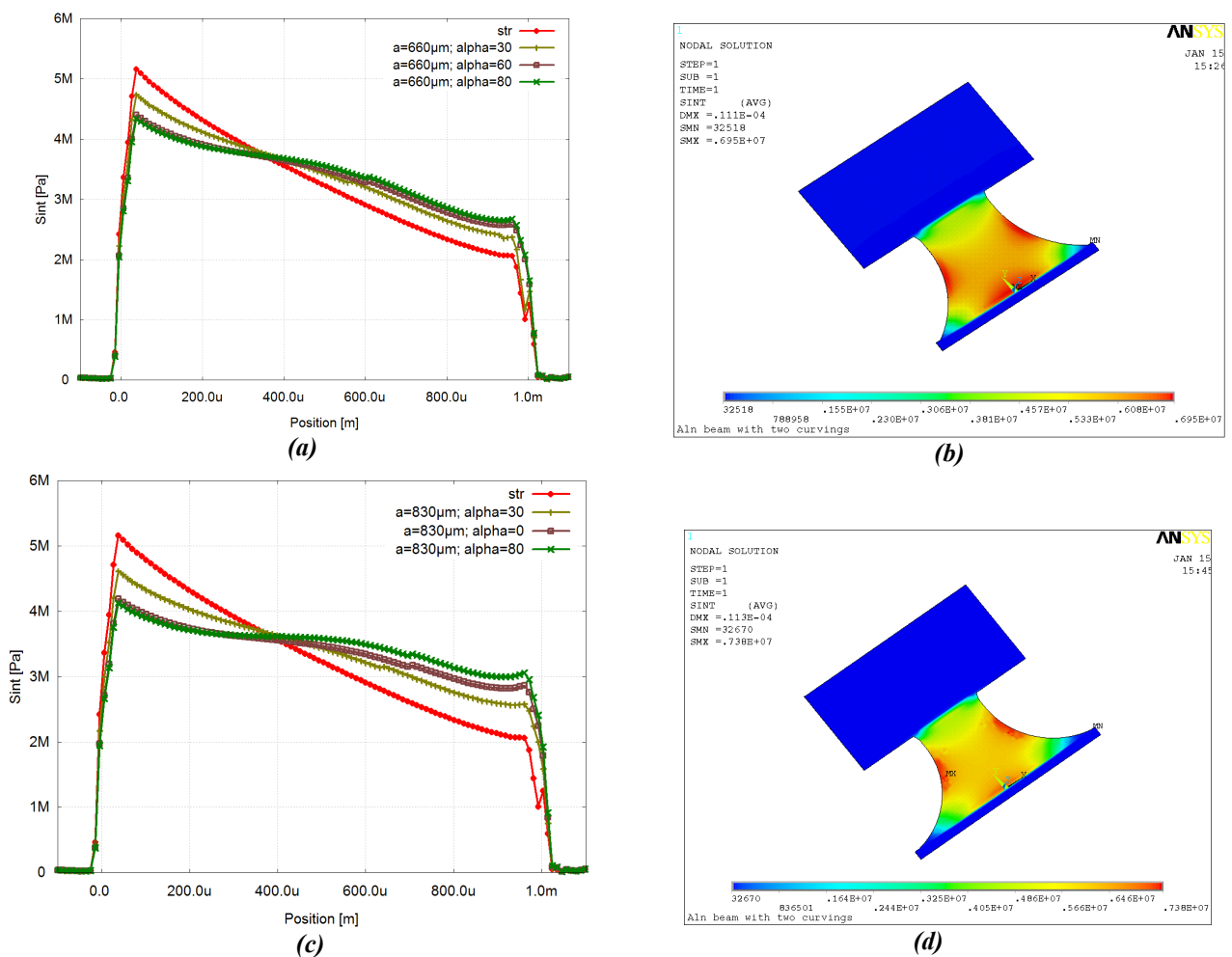


Figure IV.7 : Résultats de simulation du niveau de contraintes dans la poutre soumise à une accélération statique de $10ms^{-2}$, pour la longueur courbée de $660\mu m$ (a) et (b) et pour la longueur courbée de $830\mu m$ (c) et (d) par rapport à la poutre droite (str).

Nous avons décidé qu'il n'est pas intéressant d'uniformiser entièrement les contraintes sur toute la longueur de la poutre, mais plutôt diminuer les maximums des contraintes pour ne pas trop diminuer l'énergie disponible. Nous avons aussi décidé d'introduire un autre arrondissement au bout de la poutre du

côté de la masse sismique pour éviter des possibles fractures liées à la gravure et l'enlèvement de la couche enterrée d'oxyde.

IV.1.2. Poutre encastrée-encastrée

Le cas le plus répandu d'une poutre encastrée-libre a certains désavantages, notamment la fiabilité limitée par les débattements importants. Par contre, la structure encastrée-encastrée est beaucoup plus robuste et rigide. Cela est un grand avantage pour les systèmes miniatures où la taille du système limite l'amplitude du déplacement maximal. De plus, en suivant les résultats de la modélisation générale 1D, présentés dans le chapitre III, il est plus avantageux au niveau énergétique de créer des systèmes très rigides, avec une grande masse sismique. Par contre une telle structure, avec deux ou plusieurs encastresments, va se caractériser par une fréquence de résonance beaucoup plus importante qu'une structure simplement encastrée avec la même masse sismique. Finalement, les contraintes entre la couche piézoélectrique et la couche de support mécanique vont pas pouvoir se relaxer à cause de l'existence de l'encastrement symétrique, contrairement au cas de la poutre encastrée-libre. Grâce à cela nous espérons observer des comportements très non-linéaires avec cette structure, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe III.4.4.

Nous avons effectué des simulations FEM pour explorer le comportement d'une telle structure. La figure IV.8 présente un modèle FEM d'une poutre encastrée-encastrée avec une masse sismique au centre. Une couche piézoélectrique de $1\mu\text{m}$ a été déposée sur la structure.

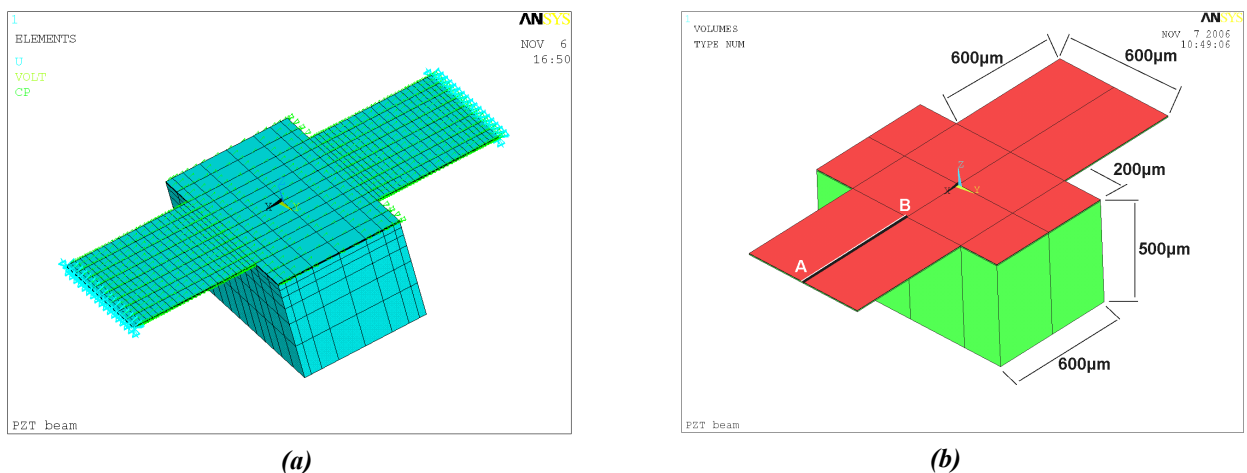


Figure IV.8 : Poutre encastrée-encastrée avec une grande masse sismique au centre en une couche mince piézoélectrique déposée sur la face supérieure du dispositif : un modèle FEM (a) et les dimensions (b).

Nous avons fait des simulations statiques en imposant un déplacement vertical sur la masse sismique. On peut constater que, contrairement au cas de la poutre encastrée-libre, des zones de compression et d'élongation existent sur le même côté de la poutre. Le tableau IV.1 présente des résultats pour les déplacements de la masse de 1, 10 et $100\mu\text{m}$. Les contraintes S_x dans la structure déformée sont présentées dans la colonne de gauche, tandis que dans la colonne droite, nous avons reporté les valeurs des déformations de la poutre et les valeurs de la tension générée le long de la trajectoire entre les points A et B sur la figure IV.8b.

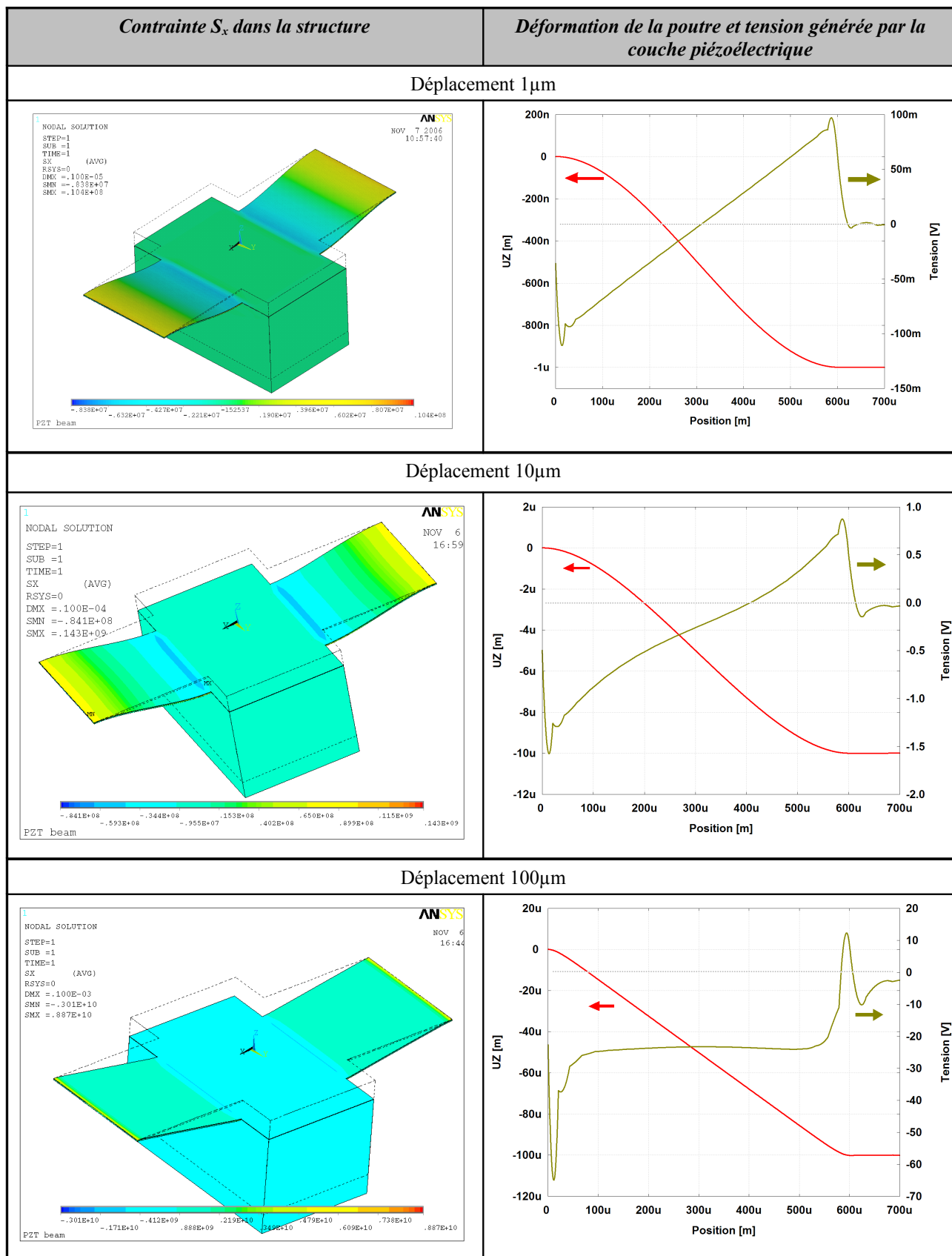


Tableau IV.1 : Contraintes générées dans la structure soumise à trois valeurs de déplacements verticaux de la masse sismique et les valeurs de la déformation ainsi que de la tension le long d'un bras pour chacun de cas.

Nous pouvons voir que pour des faibles déformations, les contraintes dans la couche piézoélectrique sont symétriques ainsi que les charges générées. Par contre pour les déformations plus importantes, la distribution des charges n'est plus symétrique, pour aboutir à une distribution unipolaire sur la totalité de la structure. Ce comportement est caractéristique pour les structures symétriques dans lesquelles la partie centrale (la masse sismique) ne subit pas de rotations. La dépendance de la distribution de la force appliquée peut être expliquée par le fait, que pour des forces élevées, la majorité de la poutre n'est plus en fléchissement, mais plutôt en élongation. Ce fait rend difficile le placement des électrodes. En fait il faut prévoir plusieurs électrodes, dont les signaux devront être ensuite redressés séparément.

Nous proposons une structure de ce type, dont les dimensions sont présentées sur la figure IV.9a et le layout de la puce sur la figure IV.9b. Nous avons placé trois électrodes séparées sur chacun de bras pour pouvoir récolter les charges de polarité opposée. Une simulations FEM résulte en une fréquence de résonance de cette structure égale à environ 800Hz sans précontrainte. Néanmoins en réalité, nous nous attendons à des contraintes internes très élevées dans les bras de la structure, ce qui va augmenter sa fréquence de résonance. Finalement, ces contraintes internes induites dans les couches pendant la fabrication ainsi que sa rigidité et la bonne qualité des matériaux utilisés, vont rendre cette structure très non-linéaire. Ce fait est particulièrement intéressant au niveau du comportement fréquentiel, ce que nous avons montré dans le chapitre précédent et va être encore analysé dans la suite de ce chapitre.

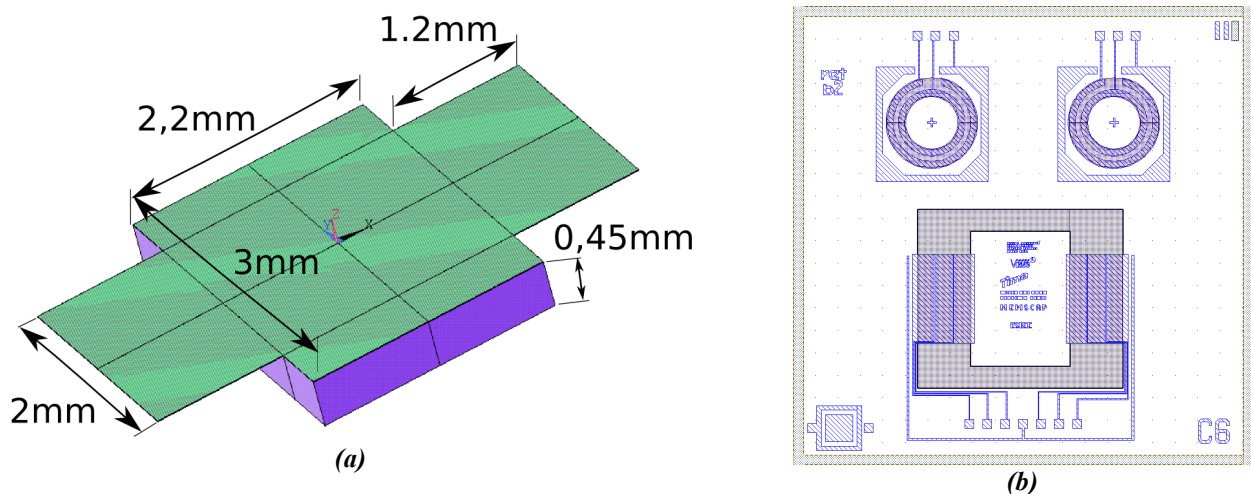


Figure IV.9 : Poutre encastrée-encastrée avec une grande masse sismique : dimensions de la structure (a) et le layout de la puce (b).

IV.1.3. Modélisation des spirales

En suivant les spectres des vibrations présentes dans le chapitre II et la modélisation 1D du chapitre III, il est souhaitable de créer des dispositifs avec la fréquence de résonance la plus faible possible. Les spirales de petite taille peuvent avoir des fréquences de résonance très basse, mais elles vont être très fragiles et très sensibles aux contraintes internes dans les couches, donc très difficiles à fabriquer. De plus, la conception des modèles complets analytiques de ce type de structures est très complexe. Nous avons effectué des simulations FEM des spirales avec un, deux et quatre bras avec une masse sismique au centre. La figure IV.10 présente un modèle d'une spirale piézoélectrique avec un bras et une masse sismique au centre.

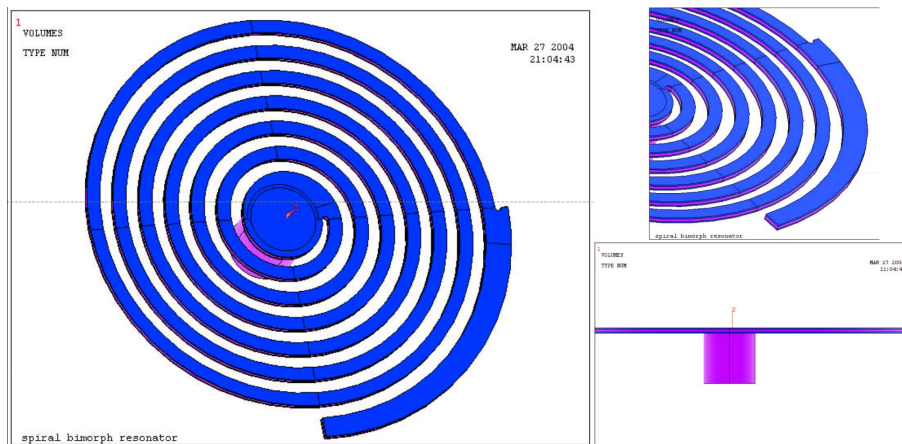


Figure IV.10 : Modèle FEM d'une structure spirale en bimorphe et les détails de la construction.

IV.1.3.1. Fréquence de résonance

Les résultats des modélisations effectuées pour une spirale avec un bras confirment nos attentes. En se fixant la surface maximale de deux millimètres carrés d'une plaquette en silicium pour un dispositif microfabriqué, nous pouvons créer des structures avec une fréquence de résonance inférieure à 100Hz. La figure IV.11a montre la surface totale occupée par un dispositif en forme de spirale en fonction du nombre de spires et la figure IV.11b montre la fréquence de résonance de ces mêmes structures.

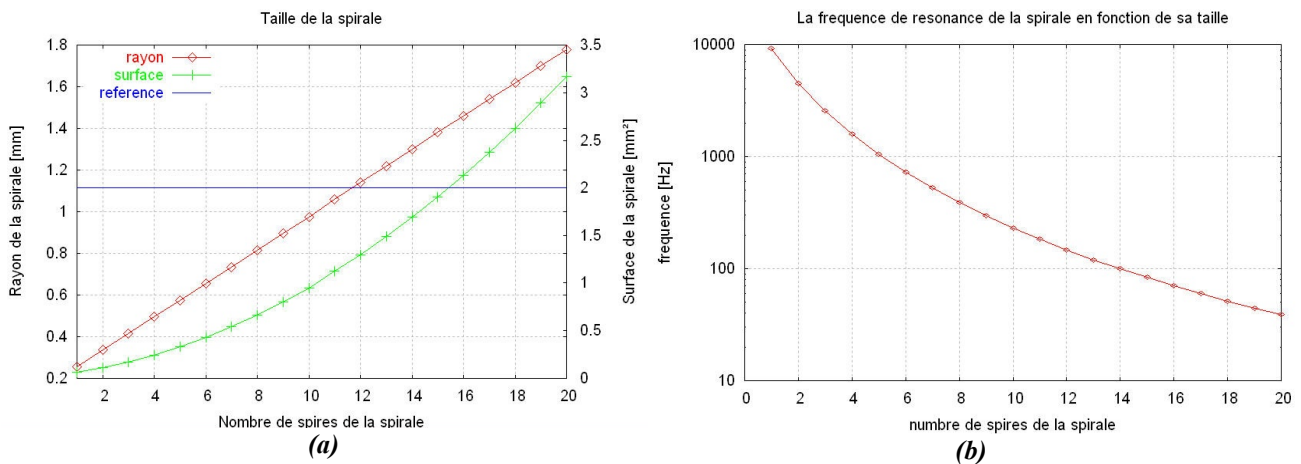


Figure IV.11 : Taille et la fréquence de résonance d'une structure spirale.

On peut voir qu'une structure occupant une surface de 2mm^3 constituée de 15 spires, a sa fréquence de résonance aux environs de 80Hz. Nous avons analysé plusieurs types de spirales, notamment des spirales avec un, deux et quatre bras supportant une masse sismique au centre. Les fréquences de résonance des structures simulées varient entre 18,21Hz pour une spirale macroscopique faite à partir d'une plaque bimorphe de 30 par 30mm jusqu'à 116Hz pour une spirale microfabriquée à partir d'une plaquette SOI occupant une surface de $1,57\text{mm}^3$.

IV.1.3.2. Distribution des contraintes

Les structures avec deux et quatre bras étant symétriques, leur comportement devrait être similaire à la poutre encastree-encastree. Les mêmes problèmes de distribution de charge peuvent être constatés. La figure IV.12 montre la structure à quatre bras soumise à une accélération simulant la gravité et les résultats du déplacement et la tension générée le long d'un de bras. Dans ce cas il est beaucoup plus difficile de concevoir et de fabriquer une structure avec plusieurs électrodes à cause de la longueur et la finesse des bras. La structure avec un bras devrait se comporter d'une façon similaire à la poutre encastree-libre. La figure IV.13a montre la distribution des charges sur la face supérieure de la structure soumise à une accélération verticale. Il est clair que dans ce cas les charges ne sont non plus unipolaires sur la même face de la structure. Nous proposons donc une structure présentée sur la figure IV.13b avec deux électrodes supérieures dont la géométrie suit la distribution simulée des charges.

Étant conscient des problèmes possibles liées avec les structures en spirale, nous proposons de fabriquer une spirale macroscopique, en bimorphe composé de deux couches piézoélectriques et quelques structures avec multiples électrodes en utilisant les méthodes de micro-fabrication.

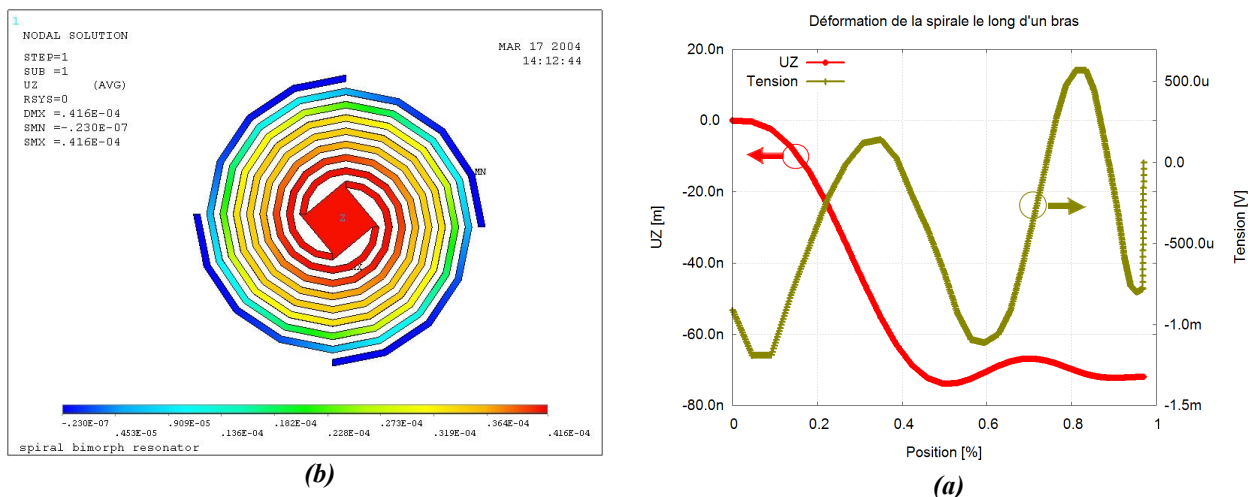


Figure IV.12 : Résultats pour la spirale avec quatre bras : déformation de la structure (a) ; la déformation et la tension générées le long d'un bras (b).

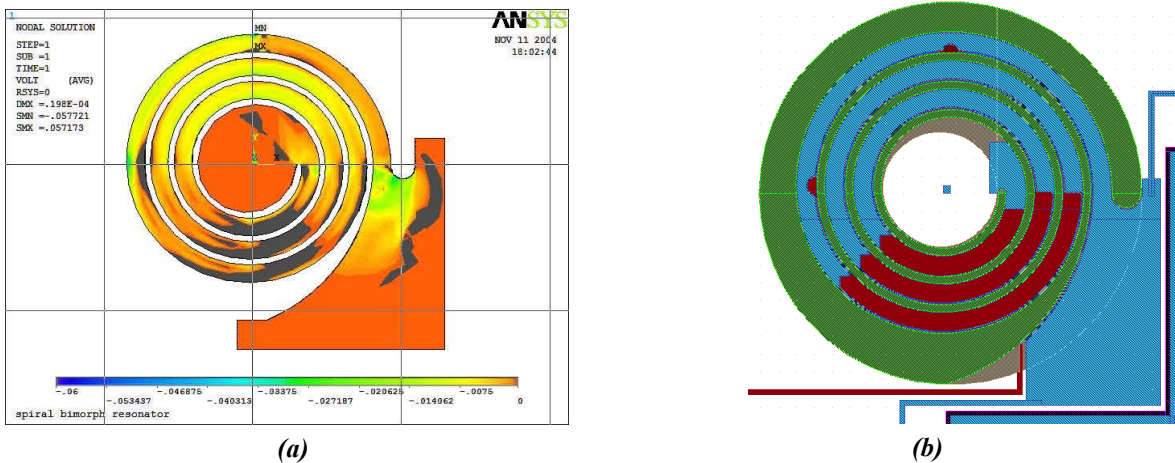


Figure IV.13 : Distribution de la tension générée sur une structure spirale, avec les zones de polarité inversée en gris (a) et un layout d'une spirale avec l'électrode supérieure partagée pour séparer les charges opposées (b).

IV.1.4. Conclusions de la modélisation

Nous avons présenté la conception et la modélisation de différentes structures de générateurs piézoélectriques. Nous nous focalisons sur la structure de la poutre encastrée-libre, laquelle présente le plus d'avantages.

La modélisation des autres structures a révélé certains problèmes lesquelles pourraient empêcher leur bon fonctionnement. Pour la poutre encastrée-encastrée le problème principal se situe au niveau de l'incertitude de distribution des charges pendant la déformation de la structure. De plus, la rigidité intrinsèque de ce type de montage implique des fréquences de résonance plus élevées ce qui n'est pas souhaitable. Nous allons fabriquer quelques structures de ce type pour vérifier la conception des électrodes partagées et surtout pour explorer le comportement non linéaire de structures ayant une large bande passante.

Finalement au niveau des structures en spirale, malgré l'avantage de fréquences de résonance très basses, les autres problèmes excluent le bon fonctionnement de ce type de structure. La distribution de charges non uniforme sur les électrodes et la fragilité intrinsèque de la structure rendent très difficiles la conception et la fabrication. Nous allons néanmoins essayer de fabriquer quelques structures de ce type pour tester leur faisabilité.

IV.2. Fabrication

Trois types de structures ont été implémentés, tous sur la même puce de base de 1cm par 1cm, présentée sur la figure IV.14. Chacune des puces contient le numéro de la puce, la référence de la structure implémentée (réticule), un motif pour la mesure de la capacité de la couche piézoélectrique (de surface 600µm x 600µm) et une série de motifs pour la mesure des épaisseurs avec un profilomètre. Pendant la conception du layout de la puce nous avons porté une attention particulière au fait que chaque surface d'électrode crée une capacité parasite (la couche inférieure de silicium étant à la masse). C'est pour cela qu'il fallait réduire au maximum la taille des plots ainsi que la longueur et la largeur des pistes. Nous avons connecté les structures en parallèle pour réduire le nombre de plots. De plus, les structures connectées

ensemble avaient la même orientation sur la puce pour réduire l'impact d'erreur d'alignement sur la fréquence de résonance.

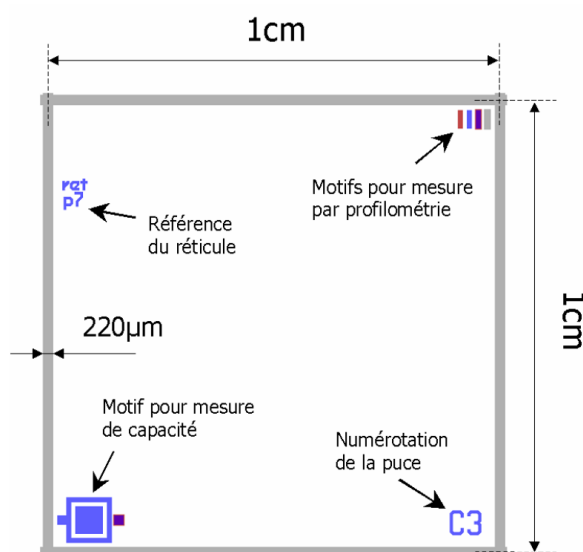


Figure IV.14 : Dimensions et disposition des motifs sur une puce de base pour le premier lot de dispositifs.

IV.2.1. Filière technologique utilisée

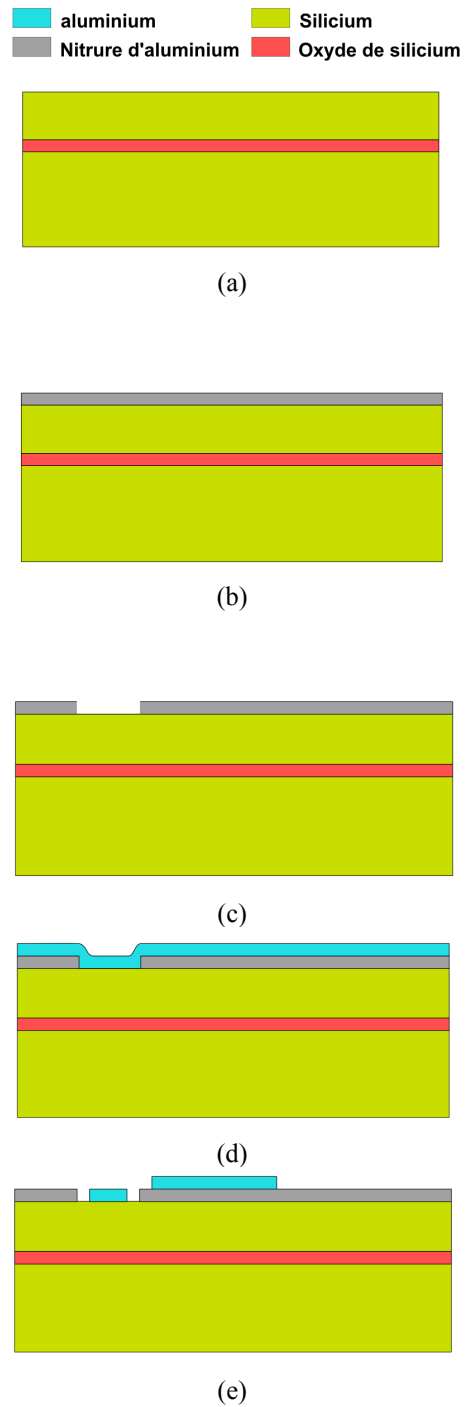
Nous avons décidé d'utiliser une couche de nitrure d'aluminium pour les premiers prototypes. Le facteur de couplage piézoélectrique de ce matériau n'est pas aussi bon que dans le cas du PZT, mais le dépôt des couches minces d'AlN est bien maîtrisé et possible à une température faible (300°C) donc compatible avec la microélectronique. De plus, comme nous l'avons déjà mentionné dans le chapitre III, la couche ne nécessite pas la polarisation après son dépôt. Ces avantages font que sa fabrication peut être envisagée à l'échelle industrielle.

La couche de nitrure d'aluminium utilisée dans nos prototypes a été élaborée en coopération avec la société MEMSCap. Le procédé de dépôt a été développé à l'ESIEE par S. Spirkovitch et L. Valbin [88]. Un procédé spécifique a été développé pour fabriquer les microgénérateurs. Nous utilisons une plaquette SOI dont la couche supérieure de silicium est fortement dopée avec bore (p++) ce qui augmente sa conductivité et permet de l'utiliser comme l'électrode inférieure pour la capacité piézoélectrique. La résistivité varie alors entre 0,01Ω et 0,05Ω. Des plaquettes de 4 pouces double face polies ont été employées. L'épaisseur du silicium massif est de 450µm, la couche de l'oxyde de silicium enterré est de 2µm et l'épaisseur de la couche supérieure de silicium est de 5µm.

Le procédé commence avec le dépôt d'une couche mince piézoélectrique en nitrure d'aluminium sur la plaquette SOI initialement polie et nettoyée chimiquement – étapes (a) et (b). Dans notre cas l'épaisseur de la couche est de $1\mu\text{m}$ et elle est déposée par le biais d'une pulvérisation cathodique réactive magnétron (DC magnetron reactive sputtering). Le dépôt se fait à une température de 300°C avec une cible en aluminium sous atmosphère de N_2 et Ar pendant 50min. Cette étape est compatible avec les procédés CMOS. Pour obtenir de bonnes propriétés piézoélectriques de la couche, l'axe c de la structure cristalline hexagonale doit être orientée perpendiculairement à la surface de silicium. Des épaisseurs allant jusqu'à $2\mu\text{m}$ ont été déjà obtenues avec cette technique, mais leur qualité n'est pas suffisante (présence de craquelures). L'apparition de ces défauts peut impliquer un court-circuit entre les électrodes et rendre les dispositifs inutilisables.

L'étape suivante (c) consiste à définir les ouvertures dans la couche de nitrure d'aluminium pour faire les contacts avec la couche en silicium servant comme l'électrode inférieure. Une gravure humide est faite à la température ambiante.

Après avoir gravé la couche d'AlN, la couche en aluminium de l'électrode supérieure est déposée – étape (d). La technologie de dépôt est encore une pulvérisation cathodique réactive magnétron avec une cible en aluminium et sous atmosphère d'argon. L'épaisseur visée de la couche est de $0,4\mu\text{m}$. La couche est ensuite gravée chimiquement pour définir les électrodes et les contacts sur le substrat - (e).

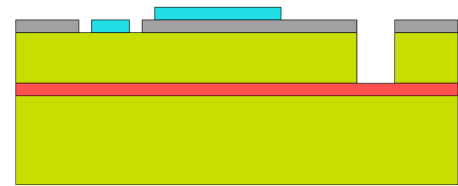


Dans la suite les ouvertures dans la couche d'AlN sont définies par gravure chimique, et avec le même masque en résine les ouvertures, dans la couche supérieure en silicium sont gravées en utilisant la gravure sèche profonde DRIE¹ (f). Grâce au fait que le même masquage est utilisé pour les deux gravures, un très bon alignement peut être obtenu. La gravure profonde est faite jusqu'à la couche de l'oxyde enterré servant comme couche d'arrêt grâce à la très grande sélectivité de gravure entre silicium et silice. Le masquage est conservé après cette étape pour protéger la face avant pendant l'usinage face arrière.

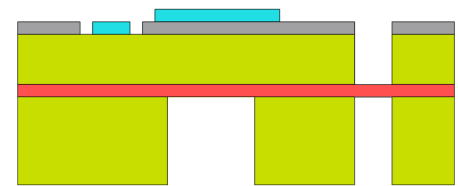
Les ouvertures dans la face arrière, pour définir la masse mobile, sont faites en utilisant un masque dur en aluminium pour une gravure profonde DRIE (g). Encore une fois, c'est la couche enterrée de silice qui arrête la gravure.

L'étape (h) consiste à enlever la couche d'oxyde de silicium en utilisant l'acide BHF². Si la résine sur la face avant est enlevée, il sera nécessaire de protéger la couche d'aluminium (électrode supérieure), ce qui est très difficile étant donné que la plaquette peut être percée.

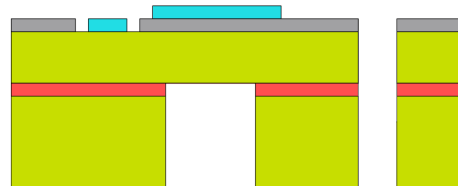
L'étape finale (i) consiste à coller une plaquette spéciale (spacer), percée de part en part qui sert à garantir un espacement entre la masse sismique en mouvement et le support. Les puces sont montées ensuite sur les supports en céramique et câblées avec des fils en aluminium.



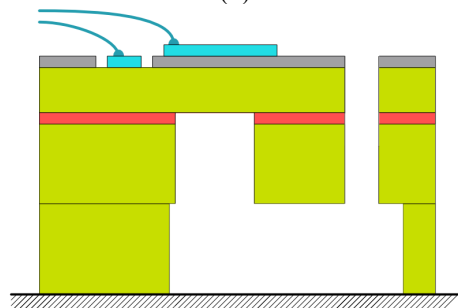
(f)



(g)



(h)



(i)

¹ DRIE – Deep Reactive Ion Etching

² BHF – Buffer Fluoridric Acid

Les quatre masques utilisés pendant la fabrication sont présentés sur la figure IV.15.

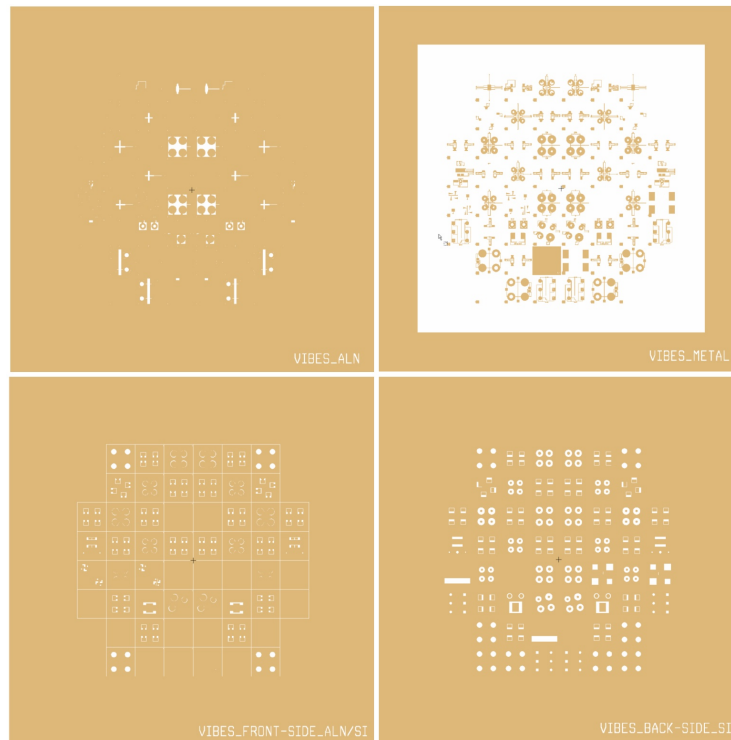


Figure IV.15: Quatre masques utilisés pour la fabrication des microgénérateurs utilisant un dépôt d'AlN.

IV.2.2. Résultats de fabrication

Les dispositifs ont été fabriqués en utilisant deux types de couches de nitrure d'aluminium. Un lot a été fabriqué à ESIEE à Paris, l'autre à FEMTO ST à Besançon. L'usinage face avant s'est déroulé sans problèmes (figure IV.16).

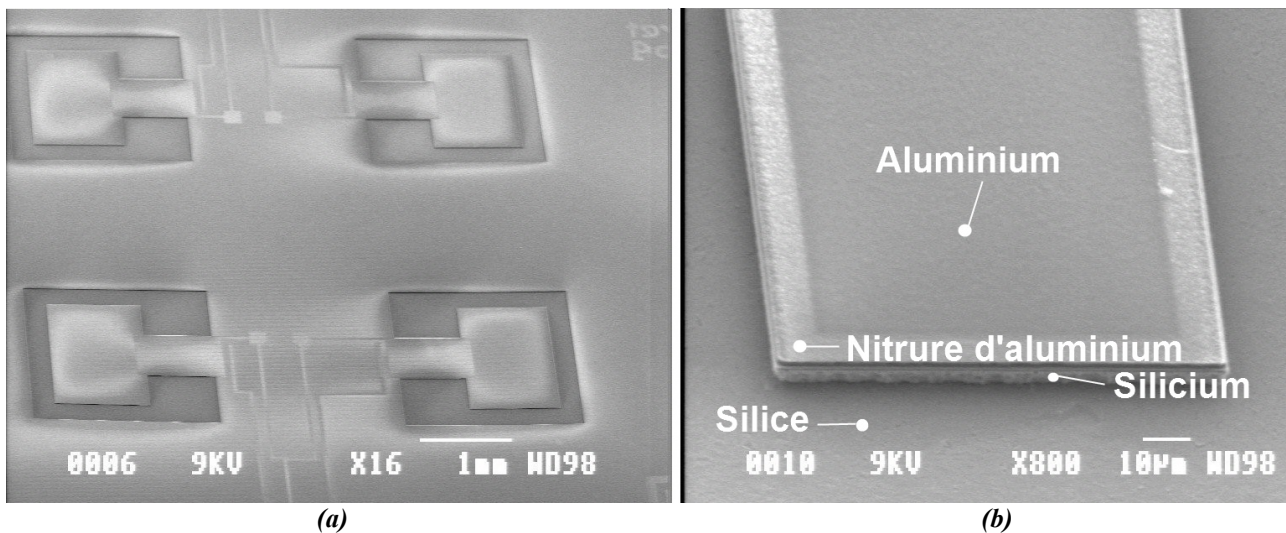


Figure IV.16 : Résultats d'usinage face avant : quatre dispositifs en forme de poutre (a) et un motif de test (b).

En revanche, c'est la gravure profonde de la face arrière qui est l'étape la plus sensible. Cela provient du fait que malgré les efforts dans la phase de conception, certaines zones à graver sont plus petites que d'autres. Comme il existe une corrélation forte entre la surface de gravure et la vitesse de gravure, certaines zones ont été gravées plus rapidement. La non-uniformité de gravure change l'aspect des structures et risque de changer leur fréquence de résonance. De plus, une contrainte résiduelle dans les couches a provoqué une déformation importante des structures. Dans le cas des structures faites à Besançon, les contraintes étaient tellement importantes que la couche d'oxyde enterrée a été « déchirée » avant la libération des structures, ou même avant la fin de gravure. Finalement, plusieurs structures ont été détruites pendant la découpe des plaquettes, surtout à cause d'une trop forte pression du jet d'eau. Il fallait choisir entre protéger les structures avec un film bleu, qui était difficile à enlever sans destruction des structures, ou risquer leur destruction pendant la découpe.

IV.2.2.1. Poutres encastrée-libres

Plusieurs variantes de poutres de type encastrée-libre ont été fabriquées avec des géométries et des distributions d'électrodes différentes. Les dimensions de la poutre ainsi que de la cavité dans laquelle elle se trouve sont reportées sur la figure IV.17. Quatre structures ont été implémentées par puce, chacune dans sa propre cavité carrée d'environ 2mm de côté. Les dimensions de la cavité sont celles de la gravure face arrière, l'ouverture face avant est $10\mu\text{m}$ plus large pour ne pas être gêné par l'erreur d'alignement entre la face avant et arrière. Il existe aussi un espacement de $5\mu\text{m}$ entre l'électrode en aluminium et l'ouverture face avant pour éviter les courts-circuits entre les électrodes.

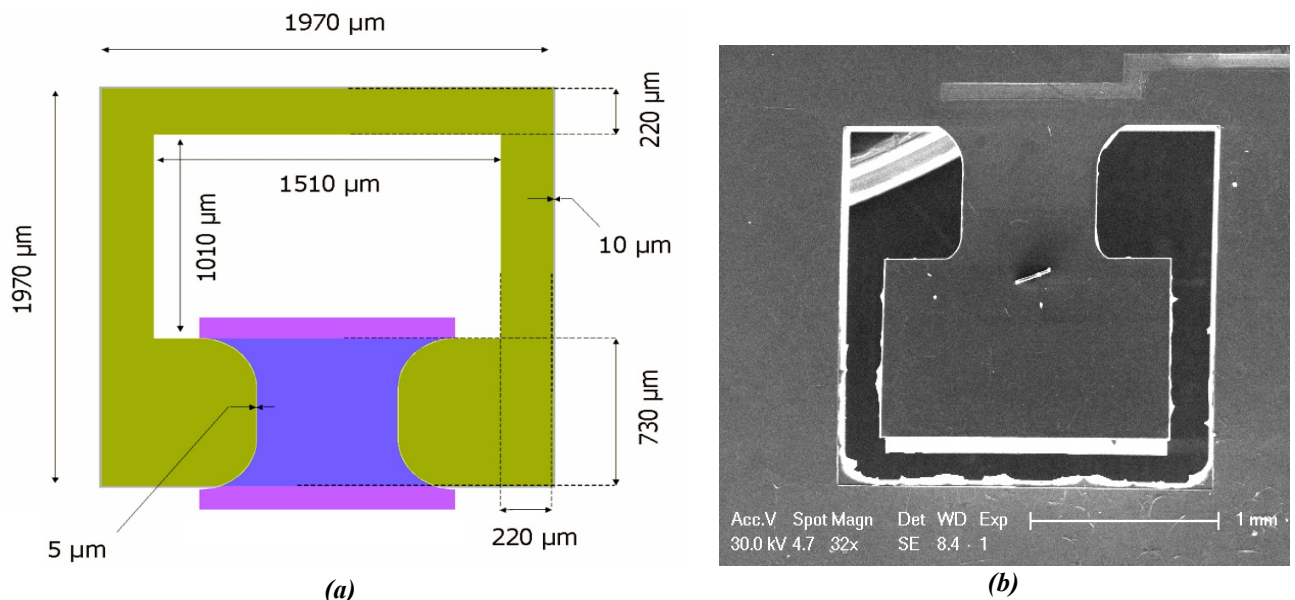


Figure IV.17 : Dimensions de la poutre encastrée-libre ainsi que de la cavité la comportant (a) et une photo MEB du dispositif réalisé (b).

La figure IV.18 montre une structure avec une poutre caractérisée par une grande courbure à l'encastrement. On aperçoit une inclinaison importante due aux contraintes internes dans les couches. Cet inclinaison est très mauvaise non seulement au niveau de la performance du système, mais surtout au niveau de la fiabilité. En fait les céramiques piézoélectriques sont très peu résistantes à l'effort en étirement, mais

par contre supportent très bien la compression. C'est pour cela que dans les applications traditionnelles les éléments piézoélectriques sont précontraints pour travailler toujours en compression. Dans notre cas, le fait que les structures sont fléchies vers le haut signifie que la couche piézoélectrique est en traction par rapport à la couche de support mécanique. Cela risque de diminuer sa résistance et sa durée de vie. Le cas plus avantageux serait de trouver une composition des couches qui engendre la compression de la couche piézoélectrique ou au moins diminuer les contraintes dans l'empilement.

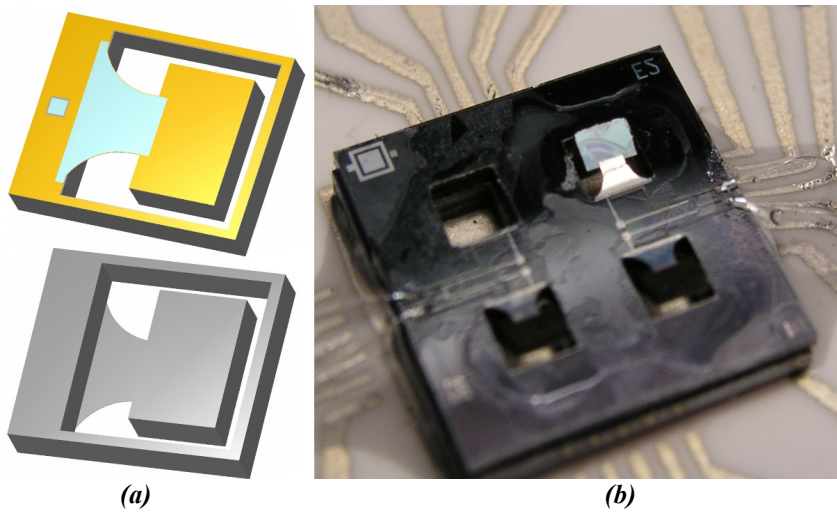


Figure IV.18 : Poutre encastrée-libre avec une courbure importante de la poutre : le masque en trois dimensions (a) et le dispositif fabriqué monté sur un support (b).

IV.2.2.2. Poutres encastrée-encastrées

Un type de poutre encastrée-encastrée a été implémenté pour comparer ses performances avec celles des structures standard et pour explorer son comportement fréquentiel non-linéaire. La figure IV.19 présente la photo de la face avant du dispositif et une photo MEB de la face arrière. Les restes de la couche de l'oxyde enterré, qui n'était pas bien enlevée, témoignent d'un problème au niveau de la gravure profonde face arrière. Les électrodes sont bien définies et aucun court circuit n'a été détecté.

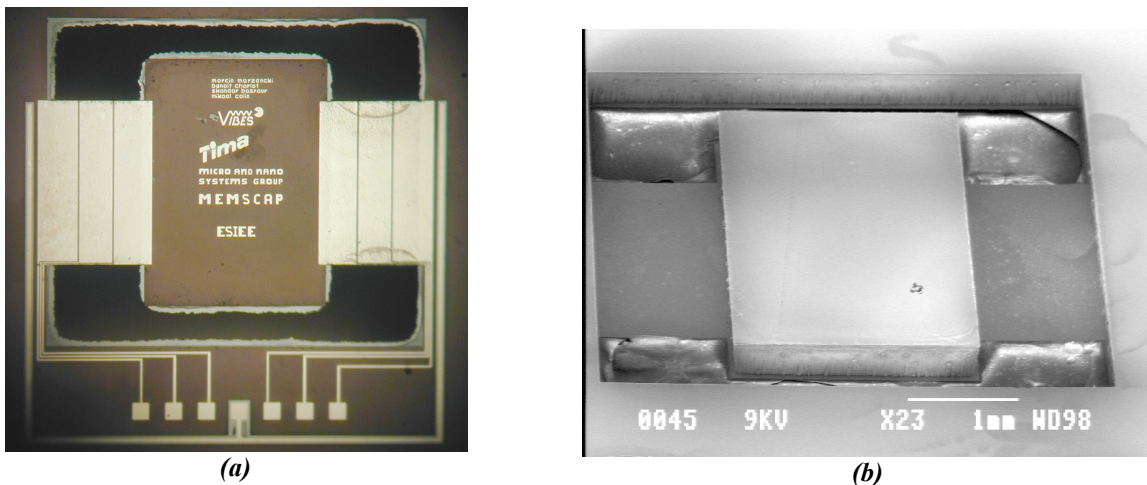


Figure IV.19 : Poutre encastrée-encastrée avec une masse sismique : photo de la face avant (a) et image MEB de la face arrière (b).

IV.2.2.3. Spirales

Nous avons implémenté plusieurs types de spirales pour vérifier leur faisabilité. La figure IV.20 présente la spirale avec quatre bras. La figure IV.20b montre la vue de la face arrière de la structure toujours protégée par la résine face avant (avant découpage). Les bras ainsi que la masse sismique sont bien définis.

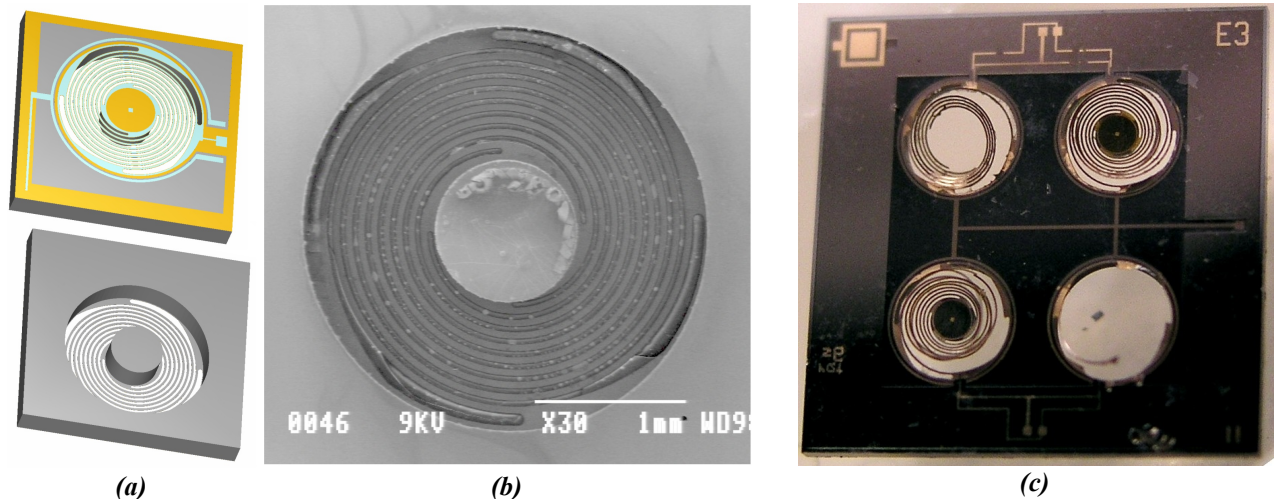


Figure IV.20 : Spirale à quatre bras : vue du masque en trois dimensions (a) et une photo MEB face arrière du dispositif (b) et une photo de la structure déformée après sa libération (c).

Par contre, les structures étant très fragiles, beaucoup d'entre elles ont été détruites pendant la découpe et la mise en boîtier. De plus, les contraintes dans les couches ont déformé les spirales après leur libération, comme le témoignent la figure IV.20c pour la spirale à quatre bras et les figures IV.21 a et b pour une spirale avec un bras. En fait, pour certains dispositifs, les contraintes étaient tellement élevées que la couche d'oxyde enterré était « déchirée » avant son enlèvement. Puisque les structures sont toujours soumises à une excitation verticale, leur déformation rend les test expérimentaux très difficiles.

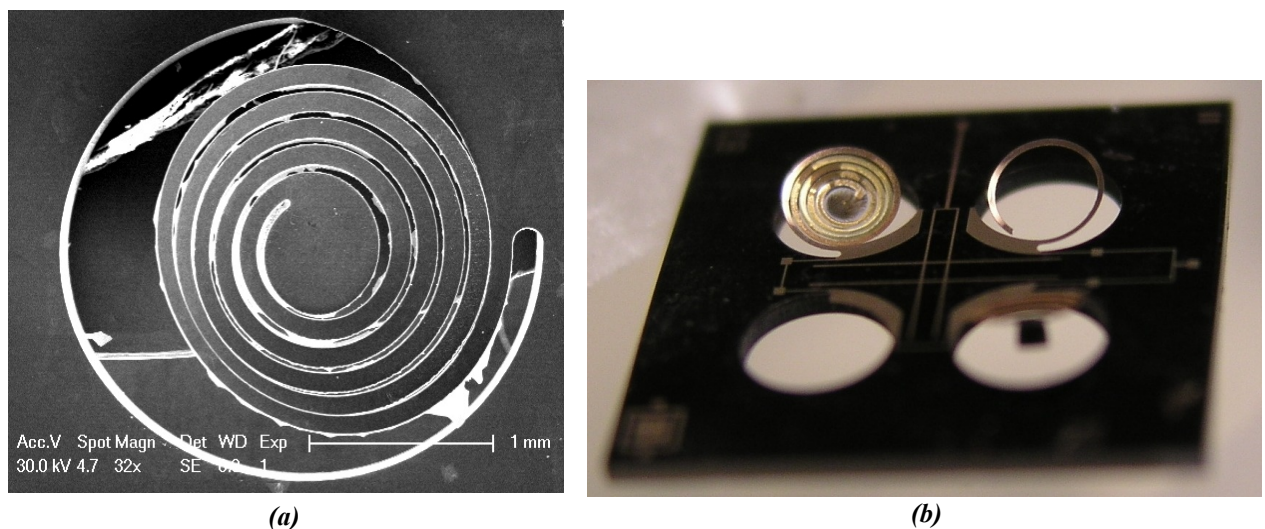


Figure IV.21 : Exemples de spirales déformées après leur libération : une photo MEB (a) et une photo de la puce (b).

IV.3. Caractérisation expérimentale des dispositifs

A cause des problèmes de fabrication, très peu de dispositifs étaient disponibles pour les tests. La plupart des spirales était endommagées, surtout les spirales avec de bras fins. Nous avions à notre disposition deux puces contenant les poutres encastrée-libres et une puce avec la poutre encastrée-encastrée.

IV.3.1. Chaîne d'acquisition

La chaîne de mesure utilisée pour caractériser les premiers dispositifs est présentée sur la figure IV.22.

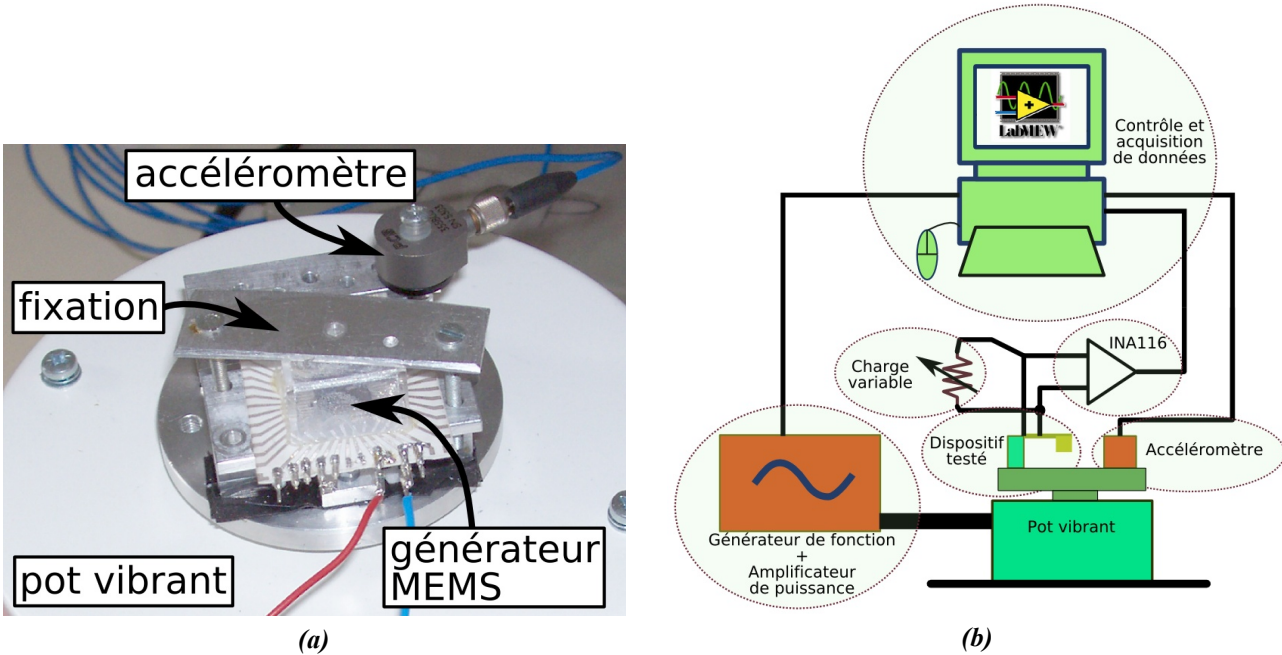


Figure IV.22 : Photo du montage de test des microgénérateurs (a) et le schéma du système (b).

Le microgénérateur est connecté avec une charge variable, purement résistive (résistance à décades) qui varie entre 0 et $10M\Omega$. Pour séparer le générateur de la partie acquisition, la sortie électrique du dispositif est branchée sur l'entrée d'un amplificateur d'instrumentation INA116 (Burr-Brown). Ce dispositif est caractérisé par un courant d'entrée d'une très faible valeur (environ $3fA$), ce qui est très important étant donné que les charges électriques générées sont très faibles et la charge optimale est très élevée. La sortie de l'amplificateur est observée sur un oscilloscope (Tektronix TDS3014) et branchée sur l'entrée d'une carte d'acquisition National Instruments PCI-6024E. L'accélération d'excitateur était contrôlée en utilisant un accéléromètre PCB Piezotronics 355B03. Une caméra rapide Pixelink PL-A741 a été employée pour visualiser le dispositif en mouvement.

Les dispositifs étaient montés sur une plaquette en céramique et encastrés sur un support métallique. Ce dernier étant suffisamment rigide pour assurer que sa fréquence de résonance propre est bien supérieure à la fréquence de résonance du générateur. Le pot vibrant SignalForce V20 de la société Data Physics était piloté par un amplificateur de puissance PA100E (Data Physics). Le signal d'excitation est généré par un générateur de fonction Agilent 33120A. Un logiciel développé dans l'environnement LabVIEW™ (National Instruments) pilote l'ensemble et permet de définir des balayages en fréquence avec une précision souhaitée et variable pendant la mesure. De plus, l'amplitude de l'accélération est contrôlée en continu et asservie en

boucle fermée pour assurer sa stabilité pendant toute la mesure. Le même logiciel est utilisé pour faire l'acquisition et le traitement des données fournies par le microgénérateur. Une analyse FFT sert à éliminer les signaux parasites, notamment le 50Hz, et à mesurer ainsi uniquement le signal utile à la fréquence d'excitation. Dans tous les cas, un balayage rapide est effectué pour déterminer la fréquence de résonance du dispositif et ensuite des balayages plus précis sont effectués autour de la fréquence de résonance pour différentes résistances de charge et d'accéléérations.

IV.3.2. Structures de test

Pour vérifier les grandeurs physiques et les paramètres géométriques des couches utilisés dans les simulations, les structures de test présentées dans la figure IV.23a ont été examinées. Une analyse du déplacement du bout de la poutre en mode actionneur a été effectuée en utilisant un vibromètre laser. Les résultats expérimentaux obtenus ont été comparés avec les simulations FEM. Les paramètres de la couche piézoélectrique utilisés dans la simulation, sont reportés dans le tableau de l'annexe D.

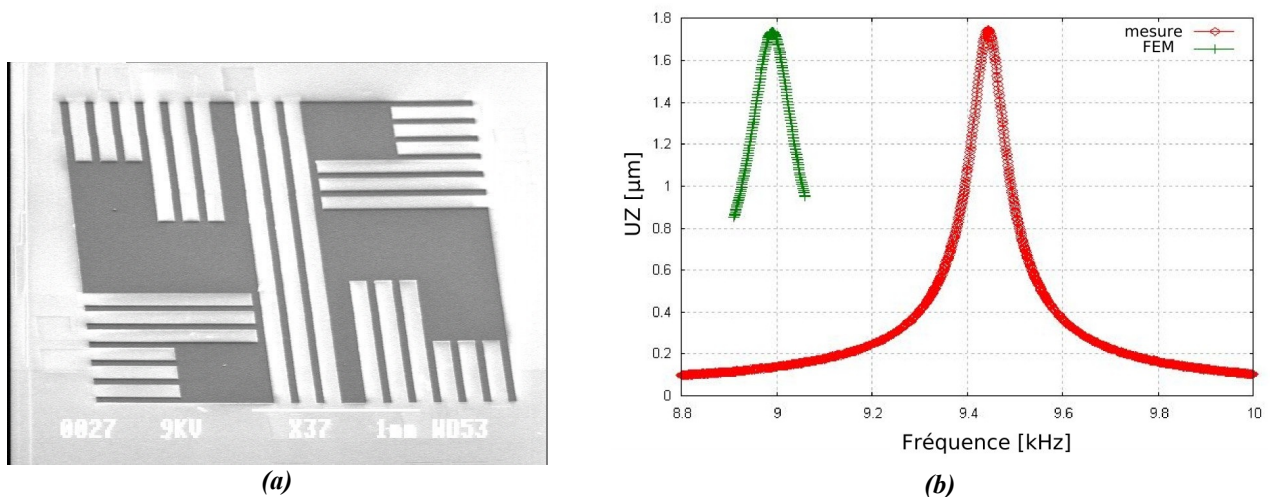


Figure IV.23 : Photo MEB des structures de test (a) et la comparaison entre les résultats expérimentaux et FEM pour une structure de test (b).

La figure IV.23b montre le spectre expérimental et simulé de la poutre de 1mm de longueur et de 0,1mm de largeur en mode actionneur excitée avec une tension sinusoïdale de 100mV. Une supposition est faite, qu'il reste 0,5 μm d'oxyde au-dessous de la poutre. Un amortissement visqueux de 5% a été introduit dans le modèle pour limiter l'amplitude de déflexion de la structure. La fréquence de résonance simulée est égale à 8990Hz contre 9444Hz constaté expérimentalement, ce qui donne 4,8% d'écart. Cette différence peut être expliquée par l'incertitude des paramètres géométriques de la structure, surtout au niveau des épaisseurs des couches. Ce bon accord permet de confirmer l'exactitude des paramètres et grandeurs physiques utilisés dans les simulations.

IV.3.3. Poutre encastrée-libre

Nous avons testé deux dispositifs en forme de poutre encastrée-libre.

IV.3.3.1. Dispositif p5

La figure IV.24 présente les dispositifs examinés de la puce C7 comportant le réticule p5.

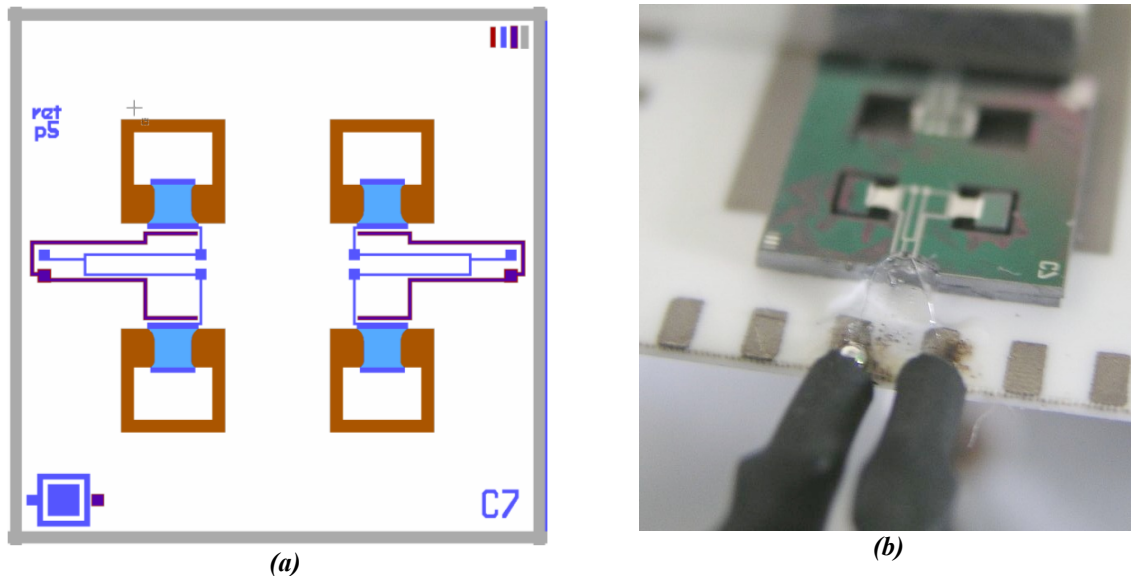


Figure IV.24 : Puce C7 comportant quatre structures identiques en forme de poutre encastrée-libre : le layout (a) et le photo de la puce fabriquée (b).

Uniquement un dispositif était fonctionnel, un autre était physiquement présent, mais le contact était rompu et les deux autres étaient détruits pendant la fabrication. Les dimensions de la structure testée sont reportées dans le tableau IV.2.

Propriété	Valeur
Dimension de la cavité	1970 μm x 1970 μm
Dimensions de la masse	1510 μm x 1010 μm
Longueur de la poutre	730 μm
Largeur de la poutre a l'encastrement	960 μm
Largeur de la poutre au milieu	710 μm
Largeur de la poutre côté masse sismique	850 μm
Épaisseur de la couche en aluminium	0,4 μm
Épaisseur de la couche en AlN	1 μm
Épaisseur de la couche en silicium	5 μm
Épaisseur de la couche en silice au-dessous de la poutre	0,5 μm
Épaisseur de silicium massif (masse sismique)	450 μm
Capacité de l'élément piézoélectrique (prévue)	0,208nF

Tableau IV.2 : Caractéristiques du dispositif testé.

La poutre de cette structure à deux courbures de taille différente à l'encastrement et au point d'attachement de la masse sismique. La figure IV.25 montre le modèle FEM de cette structure, avec les couches d'aluminium, nitrure d'aluminium, silicium et silice. Une couche de silice de $0,5\mu\text{m}$ est présente aussi au-dessous de la poutre.

Simulation FEM

Les simulations FEM ont été effectuées pour prévoir le comportement de la structure examinée. La figure IV.25 présente le modèle utilisé. Tout d'abord une simulation modale a révélé que la fréquence de résonance de ce dispositif est égale à 236Hz. Ensuite une simulation harmonique a été faite autour de cette fréquence. La figure IV.26a présente le déplacement de la masse sismique en fonction de la fréquence pour l'excitation d'amplitude de 0,2g et un amortissement visqueux de 1%. Un déplacement maximal de $60\mu\text{m}$ peut être constaté. La figure IV.26b présente la tension générée sur l'électrode supérieure du dispositif en circuit ouvert.

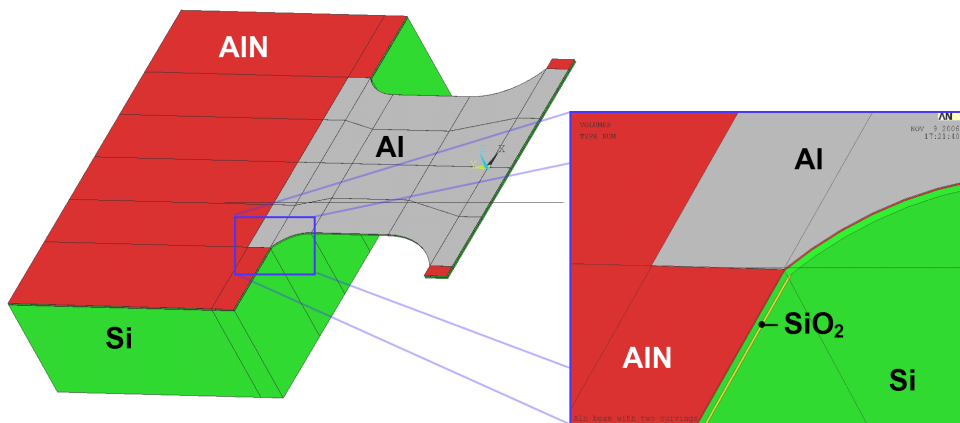


Figure IV.25 : Modèle FEM de la structure analysée.

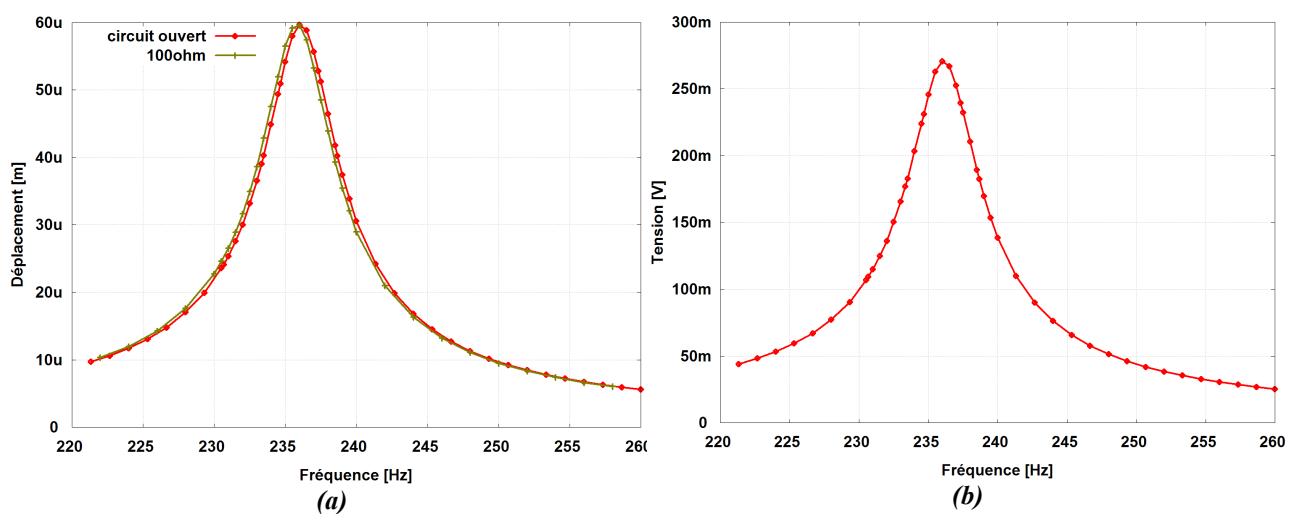


Figure IV.26 : Résultats de la simulation FEM : déplacement de la masse sismique (a) et tension générée sur l'électrode supérieure en circuit ouvert (b), pour une excitation sinusoïdale de 0,2g d'amplitude.

La même simulation a été effectuée pour différentes excitations. La figure IV.27 présente la simulation du déplacement de la masse sismique et de la puissance dissipée sur une charge résistive adaptée de $3,2M\Omega$ à la résonance de 236Hz et en fonction de l'amplitude d'excitation. Une puissance de 250nW peut être théoriquement obtenue avec une excitation sinusoïdale de 1g d'amplitude (débattement de $260\mu m$). La simulation ne prend pas en compte les effets non-linéaires éventuels du dispositif lesquelles peuvent réduire la puissance générée.

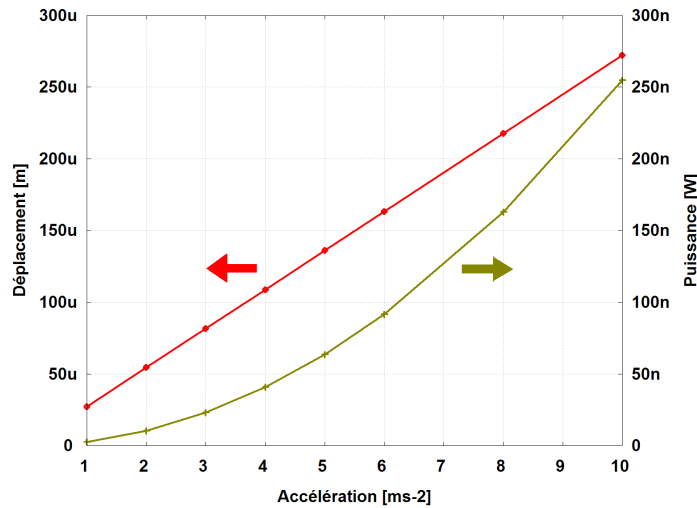


Figure IV.27 : Déplacement et puissance simulés pour le dispositif C7 en résonance à 236Hz.

Résultats expérimentaux

La fréquence de résonance obtenue est de 196Hz sur une charge résistive de $1M\Omega$. Le balayage précis a été fait entre 180Hz et 220Hz. Une différence de fréquence de résonance entre la simulation (236Hz) et la valeur expérimentale est plus importante que dans le cas des structures de test. Cela prouve que l'incertitude des dimensions de la masse sismique ainsi que son placement sur la poutre rend difficile la prévision de la fréquence de résonance de la structure. De plus, la valeur de la capacité mesurée est de 0,186nF contre 0,208nF obtenu avec la simulation ce qui suggère que la couche piézoélectrique est en effet plus épaisse que prévu. La figure IV.28 montre les trois positions extrêmes de la structure en résonance avec une excitation sinusoïdale de 0,2g.

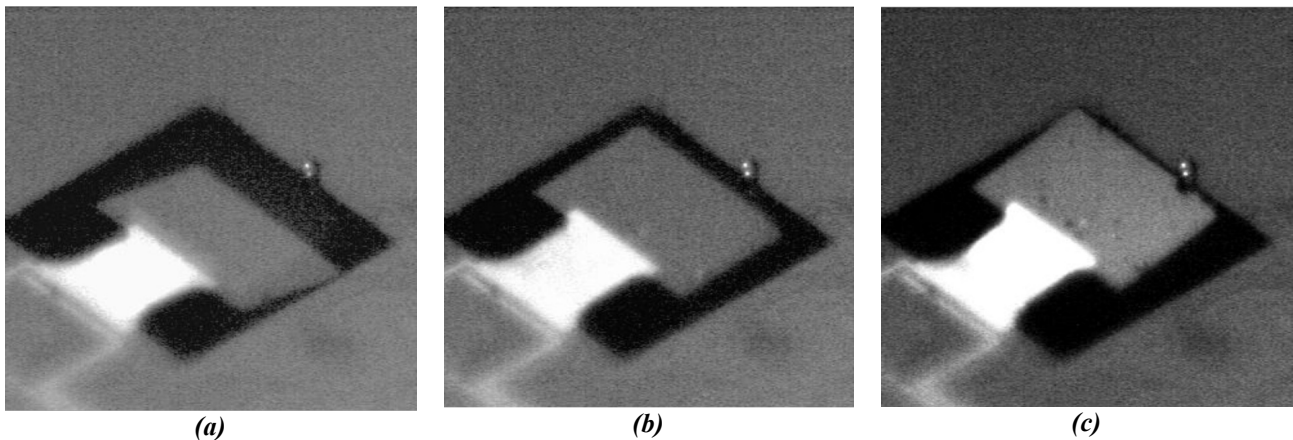


Figure IV.28 : Trois positions du générateur en déflexion : l'extrême basse (a), la position neutre (b) et l'extrême haute (c).

Nous avons effectué un balayage en fréquence de la structure pour plusieurs valeurs de la charge résistive et nous avons repéré la valeur maximale. La figure IV.29 montre la comparaison des résultats obtenus avec la simulation FEM.

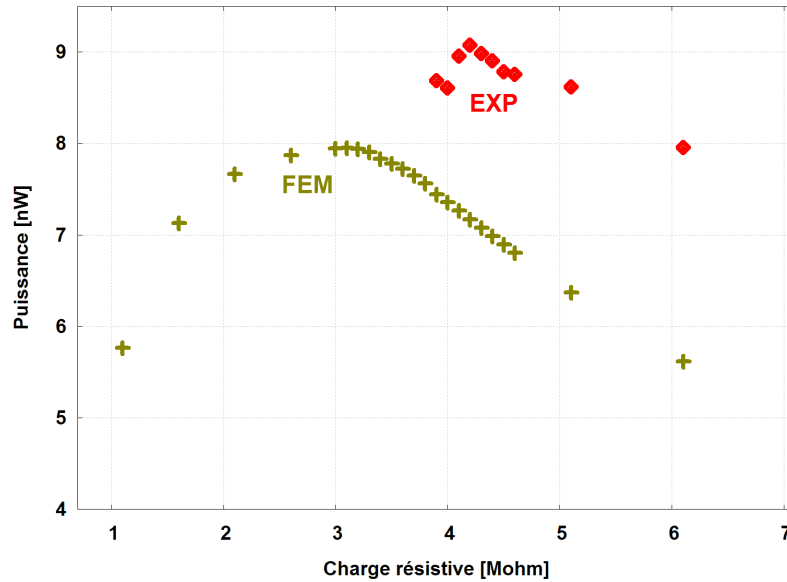


Figure IV.29 : Comparaison de résultats obtenus par la simulation FEM et expérimentalement (EXP).

Il y a une différence au niveau de la charge optimale, ce qui peut provenir de la différence entre la capacité de l'élément piézoélectrique réelle et simulée. La charge optimale R_{opt} pour un système fortement amorti peut être calculée avec la formule IV.2 provenant du modèle présenté par S. Roundy dans sa thèse [38], avec f_r étant la fréquence de résonance du système et C_p la capacité de l'élément piézoélectrique. Si on prend les valeurs expérimentales pour la fréquence de résonance et la capacité, on obtient la valeur de la résistance optimale de $4,19M\Omega$ ce qui est très proche de $4,2M\Omega$ constatée expérimentalement.

$$R_{opt} = \frac{1}{2\pi f_r C_p} = 4,19 M\Omega \quad (IV.2)$$

Le dispositif testé est caractérisé par une très grande qualité des matériaux utilisés (silicium monocristallin), ce qui est typique pour les MEMS. Ce fait provoque une apparition des effets non-linéaires dans son comportement. La figure IV.30 présente deux spectres obtenus avec le même dispositif : un pour le balayage en fréquence positive (les fréquences augmentent), et l'autre pour le balayage négatif pour la tension (a), et la puissance (b). L'amplitude maximale est différente pour ces deux courbes. Cet effet peut être expliqué en supposant qu'avec des déformations plus importantes les matériaux deviennent plus rigides et donc la fréquence de résonance augmente. La non-linéarité provoque une limitation de l'amplitude de puissance pour des excitations fortes. En fait elle n'augmente plus avec le carré de l'accélération d'excitation, comme prévu par le modèle linéaire FEM ou analytique. Les effets non-linéaires vont être analysés plus en détails dans le paragraphe IV.3.4 concernant la poutre encastree-encastree.

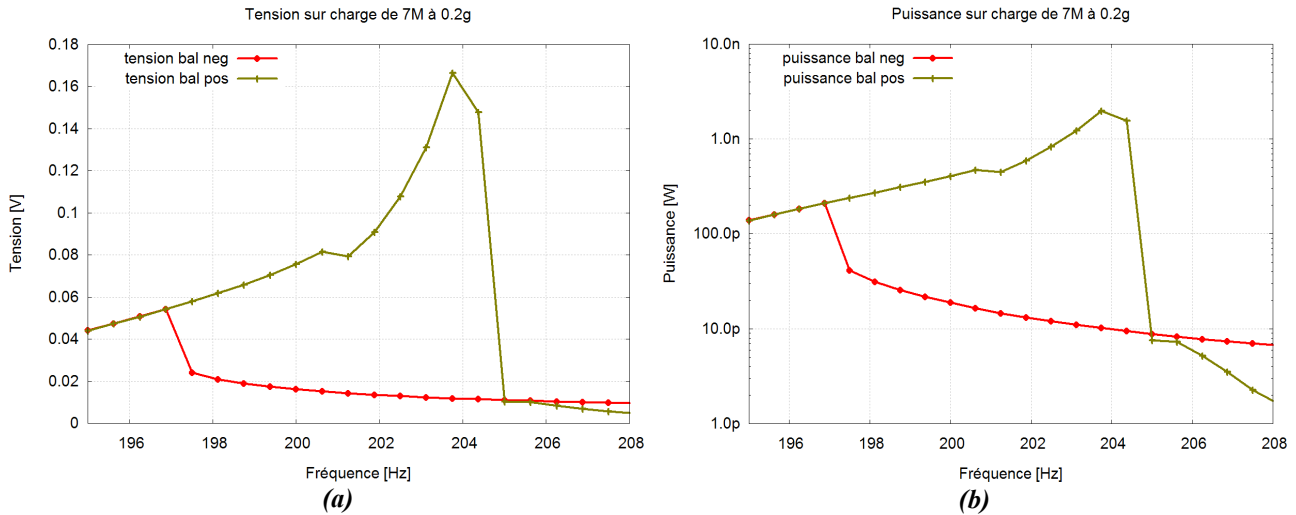


Figure IV.30 : Tension générée (a) et puissance dissipée (b) sur une charge résistive de 7MΩ pour une excitation sinusoïdale d'amplitude de 0,2g.

IV.3.3.2. Dispositif p8

C'est une poutre encastree-libre fabriquée à FEMTO ST à Besançon. Plusieurs problèmes technologiques liés surtout avec les contraintes très élevées dans les couches sont apparus pendant la fabrication. En fait, les structures ont déchiré la couche de silice avant la libération. C'est pour cela que très peu de dispositifs étaient fonctionnels. Nous avons testé une structure provenant de la puce B2 contenant le réticule p8 dont le layout est présenté sur la figure IV.31a et la photo est montrée sur la figure IV.31b. C'est uniquement la structure en bas avec deux légères courbures qui était fonctionnelle. C'est la même structure que dans le cas précédent.

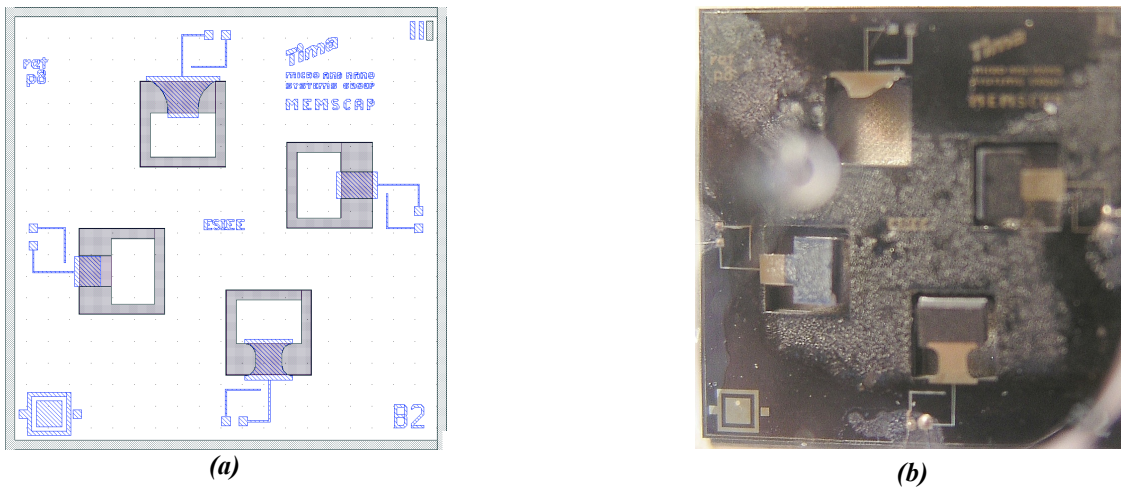


Figure IV.31 : Layout de la puce B2 contenant quatre structures différentes du type poutre encastree-libre (a) et la photo du dispositif fabriqué à FEMTO ST (b).

Nous avons effectué les mêmes tests que dans le cas précédent. La fréquence de résonance expérimentale vaut 371Hz. La figure IV.32a montre les valeurs de la puissance dissipée sur trois charges résistives différentes. La figure IV.32b présente le spectre de la puissance dissipée sur une charge optimale de 2MΩ pour la même structure, mais avec une accélération de 1,5g et deux directions de balayage en fréquence. Une forte non-linéarité peut être constatée provenant des très grandes déformations de la poutre.

Pour les charges résistives élevées, une influence du bruit apporté par le 50Hz se traduisant par une réponse plate en tension hors le résonance (figures IV.32).

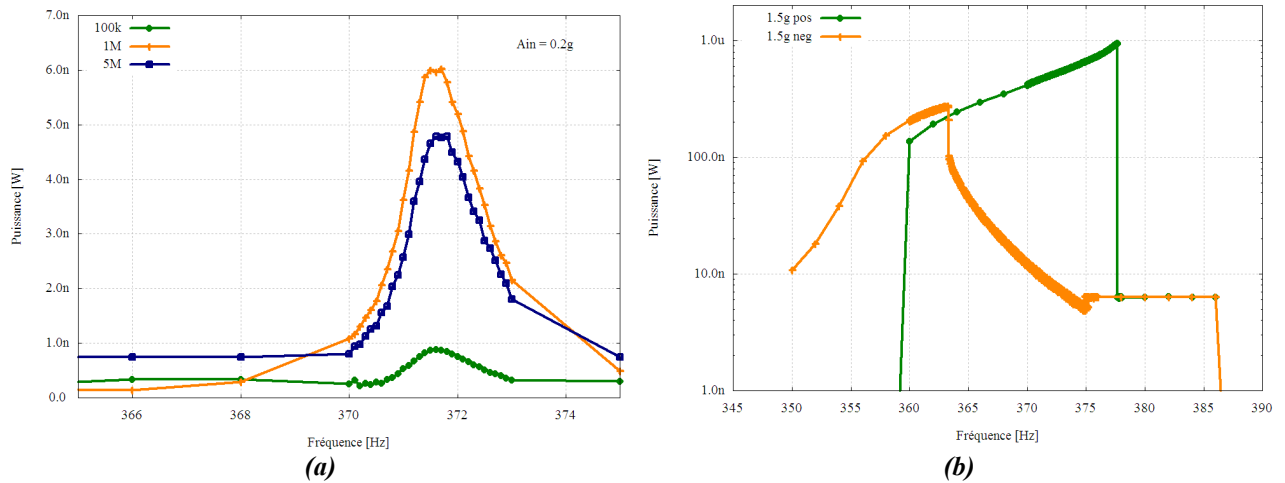


Figure IV.32 : Puissance en fonction de la fréquence d'excitation pour trois valeurs de charge et à 0,2g (a) et le spectre de puissance pour une accélération de 1,5g témoignant d'une grande non-linéarité du dispositif (b).

Cette valeur est supérieure aussi bien à la valeur simulée de 236Hz qu'à la valeur expérimentale obtenue pour la structure p5 de 196Hz. Cela peut provenir du fait que la couche d'oxyde n'était pas bien enlevée et qu'il y a des résidus de résine. Les deux facteurs contribuent à l'augmentation de la rigidité de la poutre et donc à l'élévation de sa fréquence de résonance. De plus, pendant la gravure DRIE face arrière une sous-gravure peut réduire la taille de la masse et augmenter la fréquence de résonance.

Nous avons effectué des tests pour trouver la valeur optimale de la résistance de charge. La figure IV.33 montre la tension générée sur les électrodes et la puissance dissipée en fonction de la valeur de la charge résistive. La valeur optimale se situe autour de 2M Ω et une puissance de 7nW peut être obtenue en résonance pour une excitation de 0,2g. L'avantage des structures en nitrure d'aluminium réside sur des valeurs de résistance optimale élevées donc des tensions générées pour la puissance optimale relativement élevées aussi.

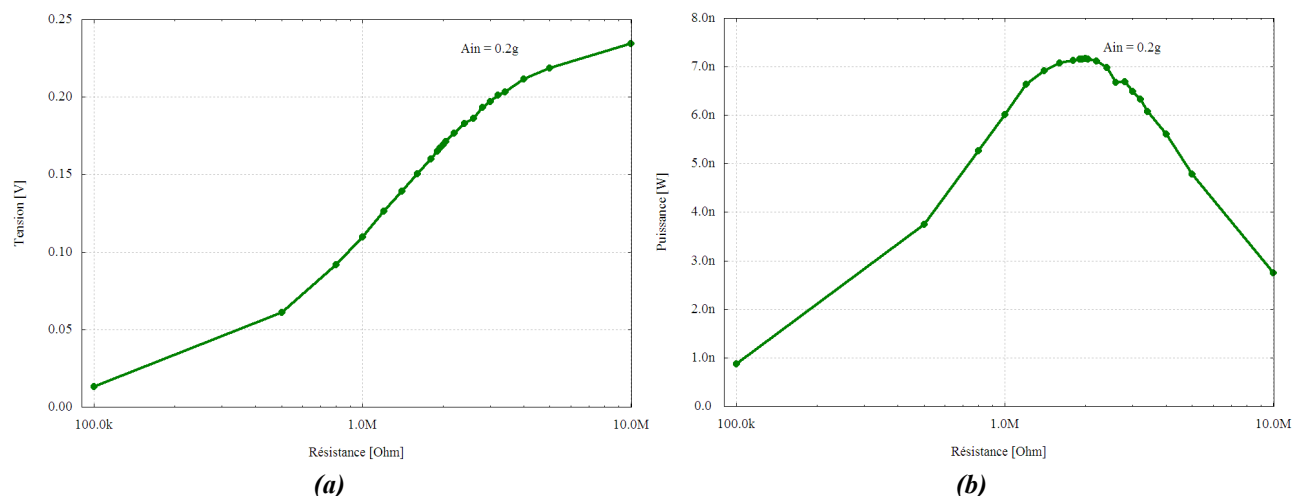


Figure IV.33 : Tension générée (a) et puissance dissipée (b) en fonction de la valeur de la charge résistive à la résonance et pour une accélération d'excitation d'amplitude de 0,2g.

Pour connaître la relation entre la puissance de sortie et l'accélération d'excitation nous avons utilisé la charge optimale et nous avons fait un balayage en fréquence pour mémoriser la valeur optimale de la tension et de la puissance. La figure IV.34 montre cette dépendance pour le balayage positif (fréquence croissante) et pour le balayage négatif (fréquence décroissante).

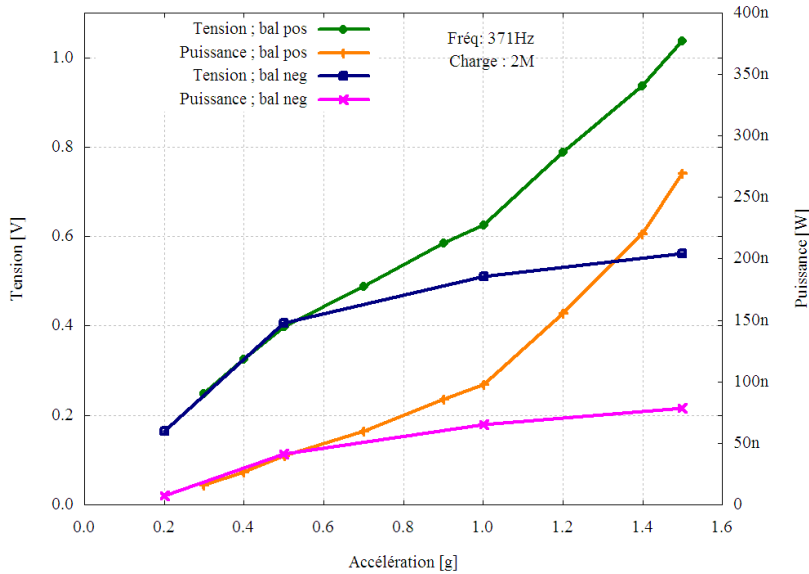


Figure IV.34 : Tension générée et puissance dissipée sur une charge optimale à la résonance en fonction de l'amplitude de vibration d'excitation.

Nous pouvons voir une forte dépendance de la valeur maximale en fonction du sens du balayage. Cela montre que la structure est fortement non-linéaire surtout pour le balayage négatif. Pour le balayage positif l'amplitude maximale de tension augmente presque linéairement avec l'accélération appliquée, ce qui est en accord avec le modèle linéaire présenté dans le chapitre III. **Une puissance de 265nW avec une amplitude de tension de 1V peut être obtenue grâce à une excitation sinusoïdale de 1,5g d'amplitude.**

IV.3.4. Poutre encastrée-encastrée

Une structure de type poutre encastrée-encastrée a été testée. Le même protocole de test a été suivi que dans le paragraphe précédent. La fréquence de résonance mesurée expérimentalement se situe autour de 1800Hz. Le dispositif testé possède six électrodes indépendantes qui fournissent des tensions de polarités inversées. Nous avons observé chaque électrode séparément en comparant la phase du signal avec la phase du signal d'excitation mesuré par l'accéléromètre. La figure IV.35 présente la relation entre les numéros de voies de l'oscilloscope et les électrodes du dispositif. Le signal provenant de l'accéléromètre est toujours connecté sur la voie 1. Comme prévu par la modélisation FEM dans le paragraphe IV.1.2, les signaux produits sur les électrodes ne sont pas en phase. De plus, le comportement non-linéaire peut être constaté à partir de la forme non-sinusoïdale des signaux. Dans le cas des électrodes de gauche, il y a une électrode qui ne donne aucun signal et les deux autres sont en phase. Les électrodes de droite marchent toutes et le signal de l'électrode intérieure est opposé. C'est l'imperfection de fabrication qui rend les signaux des électrodes des deux bras non symétriques. Dans la suite nous allons présenter les résultats obtenus en utilisant uniquement l'électrode extérieure gauche. De plus, puisque les signaux générés ne sont plus sinusoïdaux, nous allons toujours reporter la valeur efficace (RMS) de la tension générée.

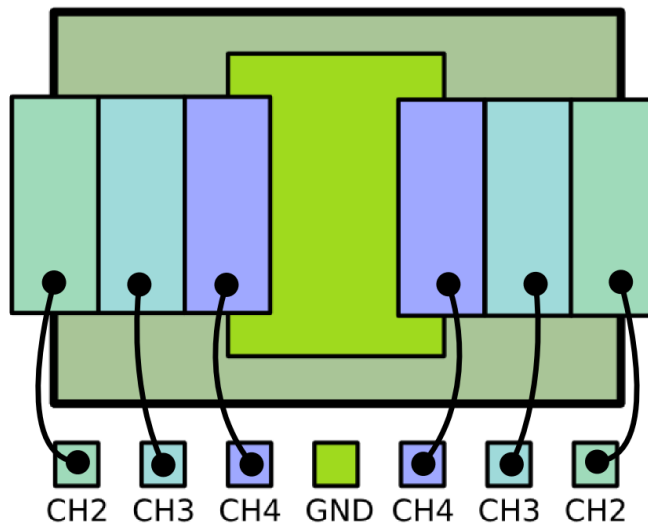
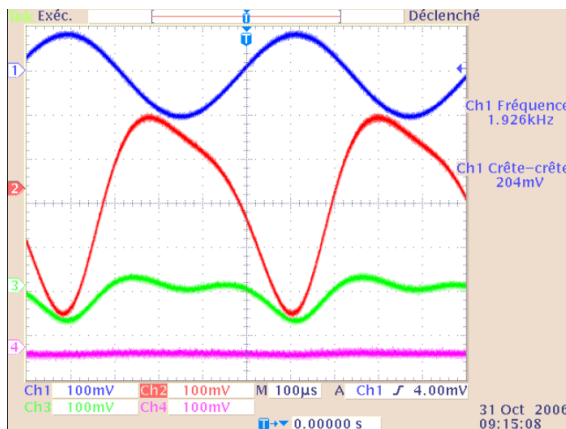
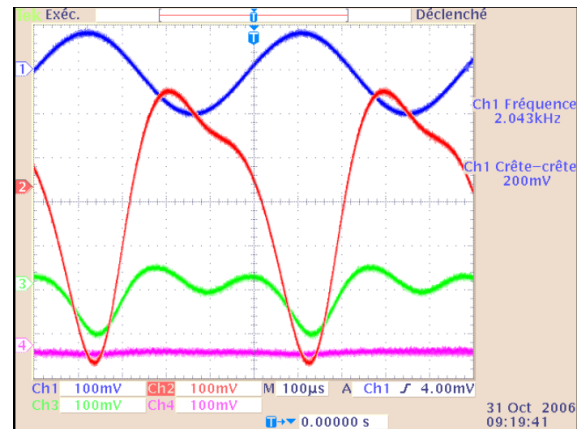


Figure IV.35 : Relation entre les numéros des voies de l'oscilloscope et les électrodes du dispositif.

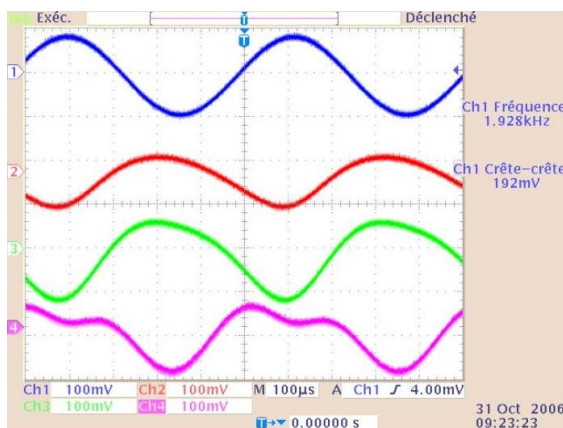


(a)

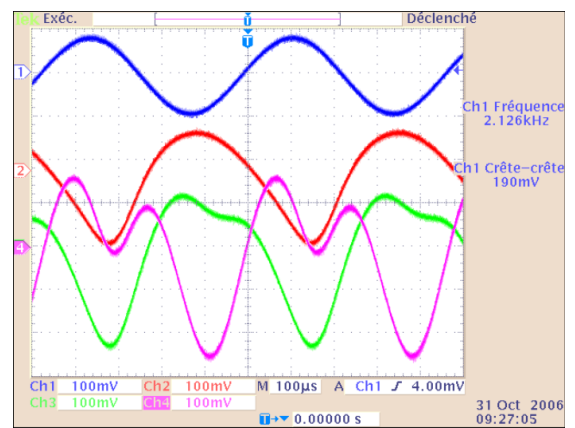


(b)

Figure IV.36 : Tensions générées sur les électrodes gauches à la résonance (a) et dans la région non-linéaire (b) pour une excitation de I_g .



(a)



(b)

Figure IV.37 : Tensions générées sur les électrodes droites à la résonance (a) et dans la région non-linéaire (b) pour une excitation de I_g .

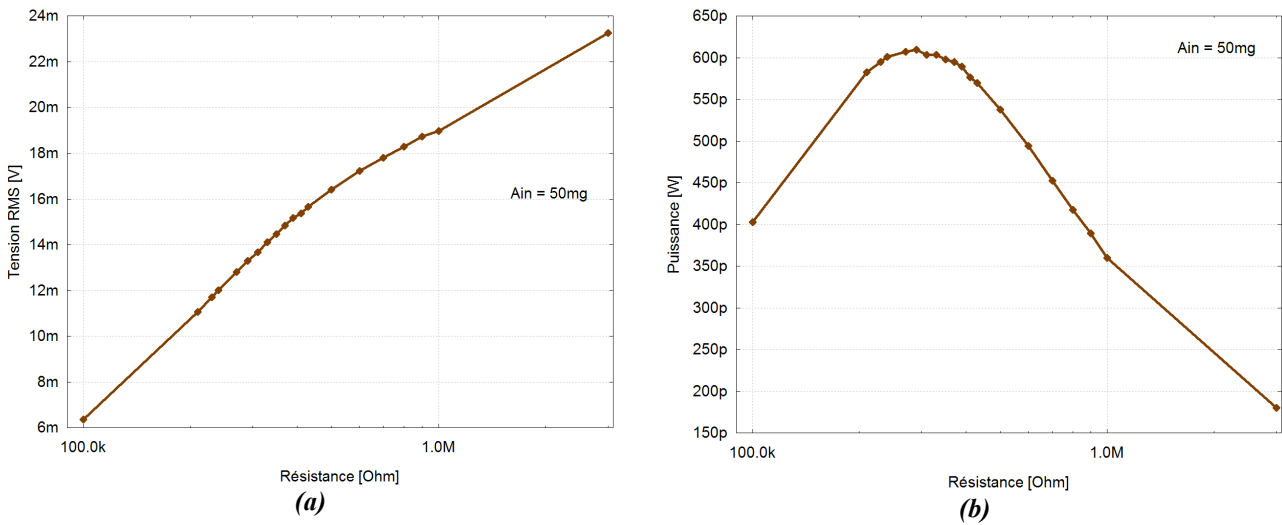


Figure IV.38 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) maximales en fonction de la valeur de la charge résistive pour une accélération d'excitation de 50mg.

Tout d'abord nous avons exploré la dépendance de la tension et la puissance sur la valeur de la charge résistive. La figure IV.38 présente les valeurs maximales RMS (a) et les valeurs maximales de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive. Une excitation très faible de 50mg a été choisie pour minimiser les effets non-linéaires. L'existence d'une charge optimale de 290kΩ peut être constatée.

Ensuite nous avons analysé les niveaux de tension et de puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération d'excitation. Les valeurs présentées sur la figure IV.39 sont des maximums obtenus en faisant le balayage en fréquence.

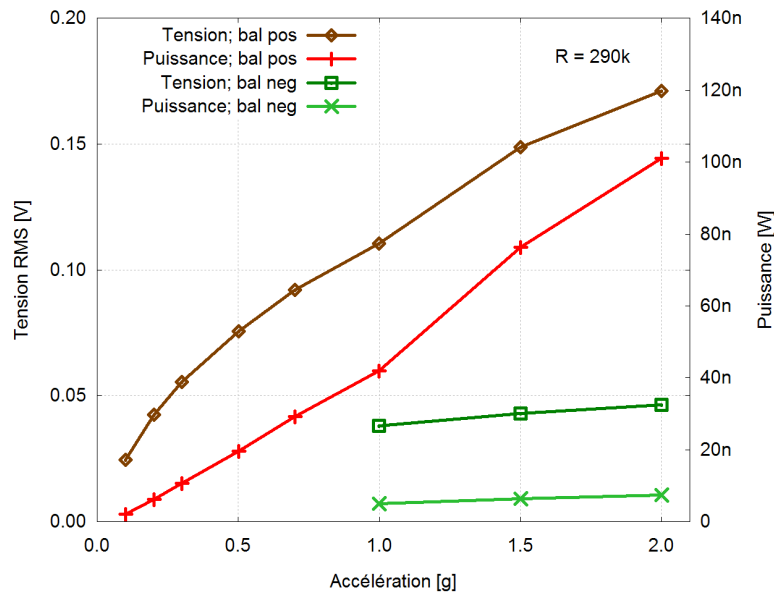


Figure IV.39 : Évolution de la valeur RMS maximale de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction du niveau de l'accélération d'excitation.

Comme nous l'avons expliqué dans la partie précédente de ce chapitre, l'intérêt principal de cette structure porte sur sa non-linéarité. Les courbes sur la figure IV.39 témoignent d'une relation fortement non-linéaire entre l'amplitude de l'accélération d'excitation et la tension générée (laquelle devrait croître

linéairement avec l'accélération pour une structure linéaire). De plus, nous remarquons que les niveaux mesurés sont bien inférieurs pour le balayage négatif par rapport au balayage positif. Cette structure présente un comportement fortement non-linéaire, même avec une excitation très faible de 50mg, comme l'indique la figure IV.40.

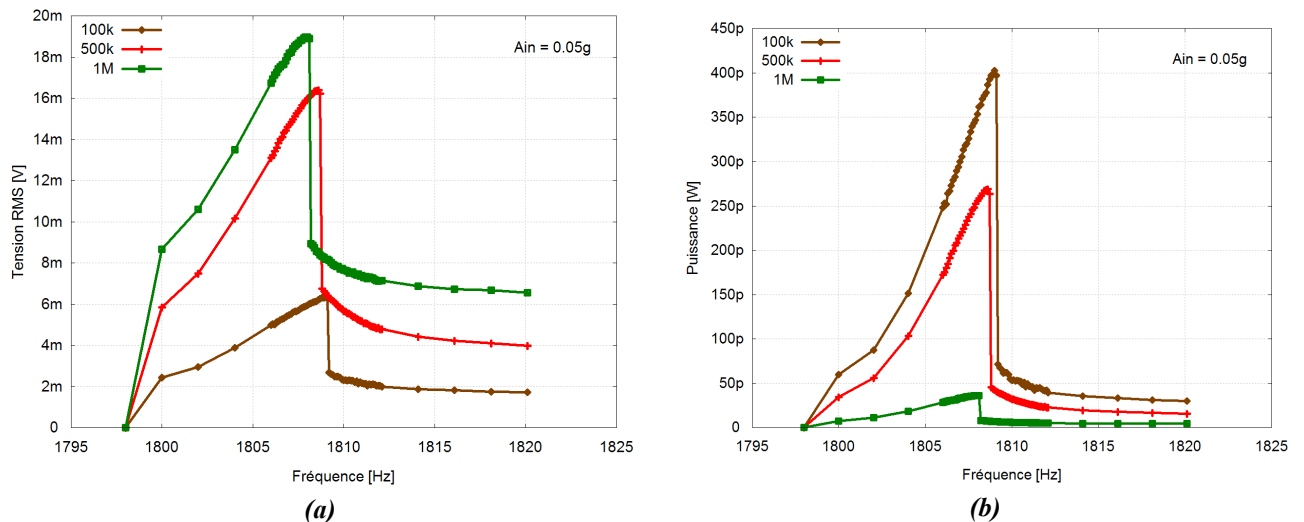


Figure IV.40 : Tension générée sur une charge résistive (a) et la puissance dissipée (b) en fonction de la fréquence d'excitation pour trois valeurs de charge.

Pour évaluer la variation de la fréquence de résonance de ce système nous avons fait des balayages précis en fréquence pour différentes amplitudes d'excitation. La figure IV.41 montre la puissance dissipée sur la charge optimale de 290k Ω pour des balayages croissants et décroissants.

Nous constatons que les amplitudes de la puissance dépendent fortement du sens du balayage et augmentent de plus en plus lentement pour des accélérations plus élevées. Cela est un point caractéristique des résonances non-linéaires. Dans notre cas, pour l'accélération de 2g nous obtenons une variation de la fréquence de résonance entre 1,8kHz et 2,45kHz, ce qui donne plus de 36% de changement. La figure IV.42 présente l'évolution de la valeur de la fréquence pour laquelle la puissance générée est maximale en fonction de l'amplitude de vibration d'excitation. Cette variation de la fréquence de résonance nous permet d'imaginer des applications de ces structures qui accepteraient des variations de fréquence sans toute fois avoir une perte importante sur l'amplitude de la puissance générée. La non-symétrie des deux courbes (sens croissant et décroissant) montre que, pour arriver à des amplitudes importantes sur une large plage des fréquences il faut augmenter la fréquence d'excitation. C'est le cas par exemple des machines, qui démarrent et progressivement atteignent leur fréquence de travail. Si cette fréquence se trouve sur la partie plate de la courbe (figure IV.41), la puissance générée va être élevée.

En suivant ce raisonnement nous pouvons concevoir des dispositifs fortement non-linéaires pour des plages des fréquences d'excitation et non plus pour des fréquences précises.

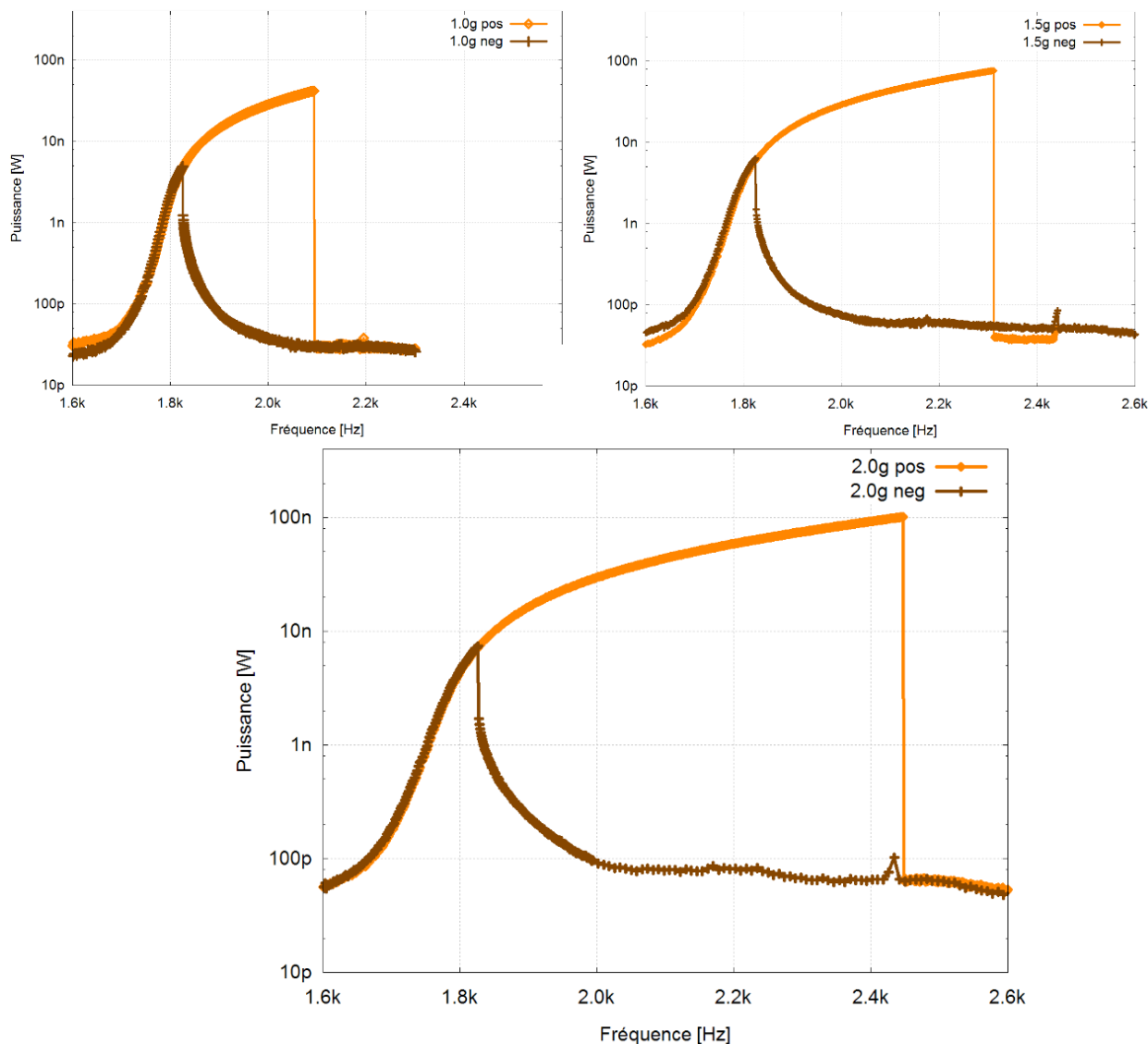


Figure IV.41 : Puissance dissipée sur une charge résistive optimale en fonction de la fréquence pour trois valeurs d'excitation entre 1g et 2g pour les balayages en fréquence positifs et négatifs.

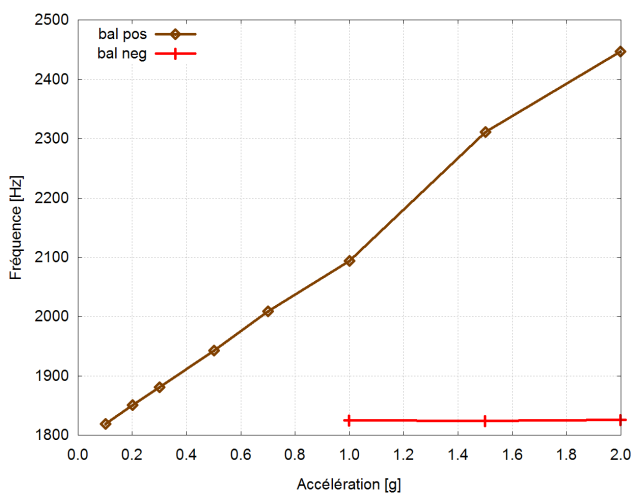


Figure IV.42 : Évolution de la valeur de fréquence de résonance en fonction de l'amplitude d'excitation pour deux sens du balayage en fréquence.

IV.3.5. Spirales

La fabrication des spirales s'avère très difficile à cause de leur fragilité et l'existence des contraintes dans les couches. En fait, même si la définition de la forme n'a pas posé de problèmes, les structures ont été détruites pendant la découpe et le câblage. De plus, le niveau élevé de contraintes a déformé les structures en rendant impossible leur vibration. C'est pour cela que nous n'avons pas pu obtenir de résultats avec ce type de structures. Les seuls résultats purement mécaniques ont été obtenus, relevant les fréquences de résonance autour de 150Hz. Le fait que des fréquences proches peuvent être obtenues avec des poutres, rend finalement ce type de dispositif moins intéressant.

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le premier lot de dispositifs à base d'AlN. Nous avons commencé par une modélisation des structures, en se basant sur un modèle simple 1D, développé dans le chapitre III et en utilisant des modèles FEM. Cette approche a abouti à la conception de structures de générateurs piézoélectriques utilisant une couche en nitrure d'aluminium. Plusieurs géométries de dispositifs ont été proposées, notamment différents types des poutres encastrée-libres, les poutres de type encastrée-encastrée ainsi que des spirales. Des problèmes lors des étapes de fabrication, gravure face arrière et contraintes dans les couches, ont rendu la plupart des dispositifs inutilisables. Néanmoins, nous avons réussi de tester deux poutres de type encastrée-libre ainsi qu'une poutre encastrée-encastrée. Des problèmes de fragilité pendant la fabrication ont rendu impossible les tests sur les spirales. Nous avons décidé d'abandonner ce type de structures dans le futur. De plus, nous avons trouvé que les structures vibrant à une fréquence très faible ont des débattements importants et entrent dans un régime non-linéaire ce qui limite leur performance. Une puissance maximale de $0,265\mu\text{W}$ a été obtenue à partir d'une poutre encastrée-libre excitée à sa résonance avec une accélération de $1,5g$ d'amplitude. C'est un résultat insuffisant pour alimenter un noeud, mais il est toutefois très encourageant pour la suite nos investigations. Finalement, nous avons exploré le comportement fortement non-linéaire d'une poutre encastrée-encastrée. Pour des fréquences de $2g$ d'amplitude la fréquence de résonance de ce dispositif peut varier de 36% ce qui permet d'imaginer les dispositifs qui peuvent être excités efficacement par des accélérations de fréquences variables.

Pour le deuxième lot de dispositifs nous allons opter pour les formes de poutre encastrée-libre, avec une légère courbure à l'encastrement qui permet d'augmenter sa robustesse. Nous allons viser les fréquences plus élevées, autour du 1kHz correspondant à des spectres générés par des machines outils. Le fonctionnement à une fréquence plus élevée, avec des débattements moins importants, va permettre d'utiliser des excitations d'amplitudes plus élevées et de générer ainsi plus d'énergie. Le matériau piézoélectrique adopté pour le premier lot de dispositifs, le nitrure d'aluminium, s'avère efficace au niveau de la génération d'énergie et est relativement facile à déposer. Ce sont seulement les contraintes élevées qui posent des problèmes. Dans la suite nous allons utiliser aussi le PZT, lequel devrait produire plus d'énergie. Pour les seconds prototypes nous allons développer une méthode spécifique de découpe des échantillons qui inclut la protection des dispositifs. Au niveau de la conception nous allons garder plus de place autour des dispositifs non seulement pour faciliter la gravure et la libération des structures, mais aussi pour diminuer les pertes visqueuses. Ayant choisi un type de structure, nous allons développer un modèle analytique précis pour pouvoir optimiser aussi bien sa géométrie en fonction de propriétés des matériaux utilisés.

Chapitre V : Second lot de dispositifs

Dans ce chapitre nous allons présenter le second lot de microgénérateurs piézoélectriques microfabriqués sur un substrat SOI. Contrairement au premier lot, où plusieurs types de structures ont été implémentées, dans ce cas, nous proposons uniquement des dispositifs de type poutre encastrée-libre visant une seule fréquence de résonance. L'application proposée inclut la surveillance des machines industrielles et c'est pour cela que la fréquence de résonance est fixée autour de 900Hz. Deux types de matériaux piézoélectriques sont utilisés : le nitrure d'aluminium (AlN) et le titanate zirconate de plomb (PZT). Le premier a déjà été employé dans le premier lot et a prouvé son efficacité. Le second se caractérise par des meilleurs coefficients piézoélectriques, mais aussi par un procédé de fabrication beaucoup plus complexe. De plus, dans le cas des dispositifs PZT, la nécessité de polariser la couche permet d'introduire des concepts innovants pour augmenter l'efficacité énergétique des microgénérateurs. Nous allons présenter dans ce chapitre la modélisation de ces dispositifs et les résultats expérimentaux obtenus. Une conclusion permettra de résumer les principaux avantages et inconvénients caractéristiques de ces structures, et de les comparer avec des solutions existantes dans la littérature.

V.1. Conception des dispositifs

Après avoir fabriqué et testé les dispositifs du premier lot, nous avons fait certaines remarques :

- la fabrication des dispositifs MEMS avec une très basse fréquence de résonance est possible, mais ils sont très fragiles et la puissance qu'il délivrent est très faible.
- non seulement la robustesse, mais aussi la non-linéarité des dispositifs, liée à la déformation, limitent la puissance maximale. Puisque l'amplitude de débattement diminue avec la fréquence, ce sont les dispositifs travaillant à des fréquences plus élevées qui peuvent fournir plus de puissance.
- les structures de type poutre encastrée-libre sont les plus prometteuses et délivrent le plus de puissance.

En prenant en compte ces remarques nous avons décidé de procéder avec un seul type de structure, notamment des poutres de type encastrée-libre. Nous avons fixé leur fréquence de résonance autour de

900Hz, ce qui correspond au spectre généré par la fraiseuse industrielle présentée dans la partie II.2.4.2 de ce mémoire.

Par ailleurs une possibilité s'est présentée d'utiliser des couches minces de PZT pour fabriquer nos générateurs. Comme nous l'avons déjà présenté dans le chapitre III, le facteur de couplage piézoélectrique du PZT est beaucoup plus important que celui de l'AlN. De plus cette couche mince, préparée à l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne en Suisse, possède des propriétés proches de celles du PZT4 massif. Par contre son dépôt est beaucoup plus compliqué et nécessite des étapes de traitement thermique à des températures élevées et une étape de polarisation en utilisant des tensions de ordre de $20\text{V}/\mu\text{m}$. La nécessité de polariser la couche après son dépôt donne une possibilité d'implémenter des structures innovantes, permettant d'augmenter la tension générée et de diminuer la capacité du dispositif. Ces concepts, ainsi que le procédé de fabrication des couches piézoélectriques de PZT, vont être présentés dans la suite de ce chapitre.

V.2. Modélisation analytique

Nous avons estimé qu'un modèle analytique précis d'une poutre encastrée-libre était nécessaire pour pouvoir mener des optimisations et pour bien comprendre son comportement. Ce type de structure a déjà été analysé, mais les modèles analytiques sont très rares et simplistes. Un modèle FEM est souvent utilisé, lequel malgré sa précision, ne permet pas d'effectuer des optimisations efficaces de la structure aussi bien au niveau géométrique qu'au niveau des propriétés des matériaux utilisés. S. Roundy a proposé dans sa thèse [38] un modèle analytique basé sur un circuit électrique équivalent à une poutre macroscopique. Ce modèle a été analysé en supposant seulement que la fréquence d'excitation est identique à la fréquence de résonance du dispositif et en simplifiant le couplage piézoélectrique. D'un autre côté, il existe plusieurs modèles de structures piézoélectriques sous forme d'une poutre ([89], [90]), mais ils ne sont pas utilisés pour analyser la récolte d'énergie. Une modélisation très intéressante a été proposée par N.E. duToit [91] et [92], mais uniquement un modèle simplifié unidimensionnel est analysé en détails. De plus dans le domaine des microsystèmes, la structure active n'est plus un bimorphe symétrique comme dans des réalisations macroscopiques, mais plutôt un empilement asymétrique des couches avec une seule couche piézoélectrique. Son comportement n'est pas identique à celui de la structure symétrique et il n'a pas été encore modélisé en vue de la récolte de l'énergie des vibrations mécaniques. Nous proposons ici un modèle d'une telle structure et ensuite nous comparerons les résultats obtenus avec une modélisation FEM pris en tant que référence.

V.2.1. Présentation du modèle

Nous avons déjà présenté et analysé le modèle analytique simplifié d'une structure piézoélectrique unidimensionnelle dans le paragraphe III.2 de ce mémoire. Ce modèle est intéressant pour analyser l'influence de plusieurs facteurs, comme le niveau de pertes ou la fréquence de résonance sur l'efficacité énergétique du système. Néanmoins il ne permet pas d'optimiser la géométrie et la composition d'une structure réelle. Nous avons développé un modèle précis d'une structure que nous allons fabriquer, en prenant en compte tous les aspects spécifiques d'un dispositif MEMS. La partie suivante va présenter les points clés de la modélisation et nous invitons le lecteur à consulter l'annexe B pour les détails des calculs. De plus l'annexe A contient la liste de tous les symboles utilisés ainsi que les détails sur la notation de l'effet piézoélectrique et les valeurs effectives des paramètres des matériaux.

La structure que nous proposons est présentée sur la figure V.1. C'est une poutre encastree-libre, comme celle déjà testée dans le chapitre précédent. Une couche piézoélectrique est déposée sur la poutre et elle subit des compressions et élongations cycliques ce qui génère des charges électriques, accumulées ensuite sur les électrodes métalliques.

Nous avons défini trois axes géométriques : x en longueur, y en largeur et z selon l'épaisseur de la poutre. L'origine des axes est située à l'encastrement et au niveau de l'axe neutre de la poutre. La couche piézoélectrique est polarisée verticalement donc l'axe (3) du matériau piézoélectrique correspond à l'axe z géométrique, l'axe (1) piézoélectrique à l'axe x géométrique et finalement l'axe (2) piézoélectrique à l'axe y géométrique. Nous définissons les dimensions de la structure en utilisant l'indice P pour dénommer les dimensions de la poutre et l'indice M pour dénommer les dimensions de la masse sismique. La longueur L définit la distance entre l'encastrement et la projection du centre de gravité de la masse sismique sur l'axe x . Nous introduisons aussi les variables suivantes :

- $w(x)$: la déformation de la poutre en fonction de la position sur l'axe x ,
- w_1 : le déplacement vertical au niveau de l'attachement de la masse sismique au bout de la poutre,
- w_2 : le déplacement vertical du centre de gravité de la masse sismique.

Nous définissons aussi le moment de rotation de la masse sismique M_R par rapport à son point d'attachement sur la poutre et l'angle de rotation de la masse θ . La distance L_R définit le bras de rotation de la masse sismique. Puisque l'inertie rotationnelle de la masse sismique va s'opposer à sa rotation imposée par l'accélération, le signe de M_R va être négatif par rapport au moment induit par la force d'inertie.

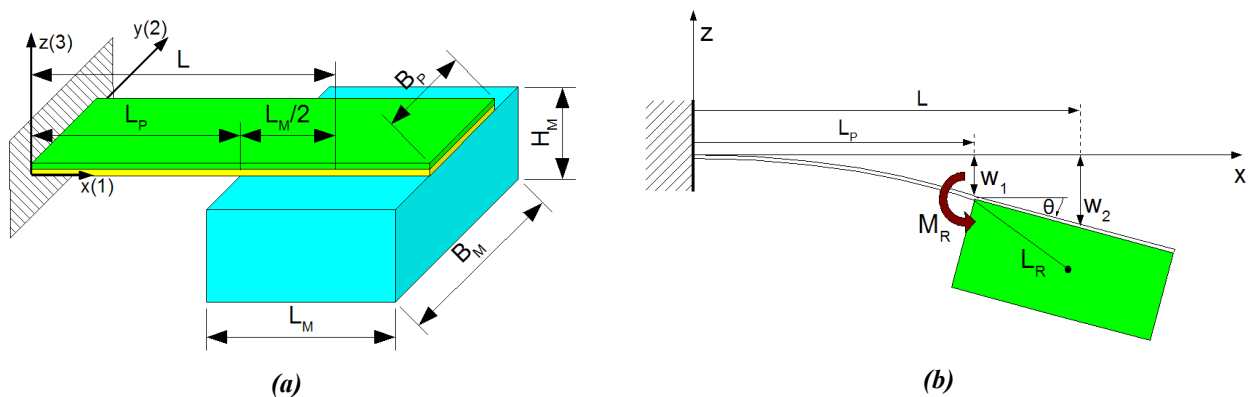


Figure V.1 : Schéma d'une poutre avec une grande masse sismique (a) et l'indication des variables utilisées dans la modélisation (b).

Le point caractéristique de cette structure est la grande masse sismique attachée sur une très fine poutre. Un tel assemblage est nécessaire pour obtenir une structure avec une fréquence de résonance basse, correspondant au spectre des vibrations environnementales présenté dans le chapitre II. Il faut donc bien considérer les points suivants :

- la masse sismique est rigide,
- l'accélération d'excitation est appliquée sur la masse sismique et non une force sur la poutre,
- les effets de rotation de la masse sismique sont pris en compte,
- la masse de la poutre est négligeable par rapport à la masse sismique,

- seul le premier mode de résonance en flexion est pris en compte.

Dans un cas réel, la composition des couches constituant la poutre est très complexe, comme nous le présentons dans le paragraphe V.3.1 de ce chapitre. Néanmoins dans notre modèle, nous allons négliger l'influence des électrodes (couches fines) qui influencent peu le comportement mécanique de la structure. Dans tous les exemples numériques, nous utilisons le silicium comme matériau structural et le PZT-4 comme matériau piézoélectrique, dont les propriétés sont détaillées dans l'annexe D. Les matrices des propriétés mécaniques et piézoélectriques sont utilisées pour prendre en compte l'anisotropie des matériaux. La poutre modélisée est fine et longue ce qui permet d'utiliser la convention de modélisation d'Euler-Bernoulli. Dans ce cas, les contraintes en cisaillement sont négligées.

V.2.2. Variables indépendantes et les conditions aux limites

Dans notre cas les variables mécaniques indépendantes sont les déformations horizontales S_1 et S_2 ainsi que les contraintes verticales T_3 . La structure est encadrée dans le substrat à une extrémité de la poutre et une masse sismique est attachée à son autre extrémité. Nous faisons une simplification des contraintes uniformes en y ce qui impose que la déformation S_2 au niveau de la largeur de la poutre est nulle. La poutre est attachée sur le substrat, donc les couches sont libres de se déformer verticalement. Les contraintes verticales T_3 sont donc nulles aussi. L'encastrement mécanique de la poutre impose aussi que le déplacement w , ainsi que la tangente de la courbure de la poutre sont nuls à l'encastrement. Au niveau électrique, le placement des électrodes impose des surfaces équipotentiels sur les deux faces de la couche piézoélectrique. Cela implique que les vecteurs du champ électrique E_1 et E_2 soient nuls. L'uniformité des déformations (uniform strain) de la couche piézoélectrique dans la direction $y(2)$ impose que le vecteur de déplacement électrique D_2 soit nul aussi. La distribution des charges sur les électrodes est uniforme selon y , mais ne l'est pas selon x . Le champ électrique par contre est uniforme en x parce que les électrodes sont des surfaces équipotentiels. En revanche il n'est pas uniforme en épaisseur (les contraintes ne sont pas uniformes en épaisseur). Le tableau V.1 résume toutes les conditions aux limites appliquées sur la structure.

<i>Condition</i>	<i>Explication</i>
$w(x=0)=0$	La déformation de la poutre est nulle à l'encastrement.
$\left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=0} = 0$	La tangente de la courbure de la poutre est nulle à l'encastrement.
$T_3=0$	Les couches sont libres de se déformer en épaisseur.
$S_2=0$	La poutre étant relativement courte et encadrée de deux cotés, sa largeur reste inchangée.
$E_1=E_2=0$	Les composantes horizontales des vecteurs de l'intensité du champ électrique sont nulles – les électrodes sont des surfaces équipotentiels.
$E_3=f(z, t)$	La valeur du champ électrique est une fonction de la coordonnée z et du temps.
$D_3=f(x, t)$	La valeur du déplacement électrique est une fonction de la coordonnée x et du temps.
$D_2=0$	La condition des contraintes uniformes en y impose que $D_2 = 0$.

Tableau V.1 : Conditions aux limites appliquées sur la structure modélisée.

En prenant en compte ces remarques, nous allons utiliser les équations constitutives V.1. Les coefficients avec l'exposant « ef » représentent les valeurs effectives des constantes respectives obtenus en prenant en compte les conditions au limites appliquées sur la structure. Les calculs aboutissants à ces équations, ainsi que la démarche pour obtenir les valeurs effectives, sont présentés dans l'annexe A.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11}^{ef} \\ c_{12}^{ef} \\ -c_{13}^{ef} \end{bmatrix} \cdot S_1 - \begin{bmatrix} e_{31}^{ef} \\ e_{31}^{ef} \\ e_{33}^{ef} \end{bmatrix} \cdot E_3 & \quad (a) \\ D_3 &= e_{31}^{ef} \cdot S_1 + \epsilon_{33}^{ef} \cdot E_3 & \quad (b) \end{aligned} \quad (V.1)$$

V.2.3. Modélisation

V.2.3.1. Axe neutre

Nous commençons par la définition de la position de l'axe neutre, c'est à dire la coordonnée pour laquelle les forces résultantes sont nulles. Pour calculer la position de l'axe neutre dans la poutre nous allons ignorer l'existence de l'effet piézoélectrique et nous allons considérer les deux couches comme des matériaux purement élastiques. Le schéma de composition des couches est présenté sur la figure V.2. De plus de l'axe vertical z (dont l'origine est situé à l'intersection avec l'axe neutre de la poutre) nous allons introduire un axe auxiliaire a dont l'origine est situé sur la face inférieure de la poutre.

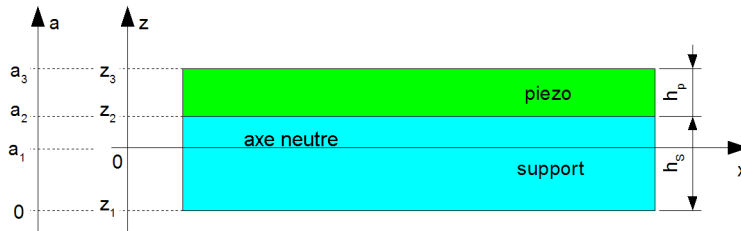


Figure V.2 : Coupe de la poutre composée de deux couches, une purement mécanique de support (silicium) et l'autre piézoélectrique.

A partir de la figure V.2 nous pouvons définir les relations entre les coordonnées selon l'axe a et les coordonnées selon l'axe z (équations V.2).

$$\begin{aligned} z_1 &= -a_1 \\ z_2 &= a_2 - a_1 = h_s - a_1 \\ z_3 &= a_3 - a_1 = h_s + h_p - a_1 \end{aligned} \quad (V.2)$$

La position a_1 de l'axe neutre sera calculée à partir de l'équilibre des forces résultantes dans la direction $x(l)$ dans la poutre, exprimée dans l'équation V.3 [90]. T_{1s} et T_{1p} sont les contraintes respectivement dans le support et dans le matériau piézoélectrique.

$$\int_0^{a_1} T_{1s} da + \int_{a_2}^{a_3} T_{1p} da = 0 \quad (V.3)$$

Les équations V.4 présentent la relation entre les contraintes T_l , la déformation S_l et la courbure κ de la poutre (formule d'Euler-Bernoulli).

$$\begin{aligned} T_{xs} &= Y_s^{ef} S_1 = Y_s^{ef} \cdot \kappa \cdot (a - a_1) \\ T_{xp} &= c_{11}^{ef} \cdot \kappa \cdot (a - a_1) \end{aligned} \quad (V.4)$$

En insérant les équations V.2 et V.4 dans l'équation V.3 et en évaluant les intégrales nous obtenons la formule définissant la position de l'axe neutre par rapport à la face inférieure de la poutre – équation V.5. Les calculs sont détaillés dans l'annexe B.

$$a_1 = \frac{Y_s^{ef} h_s^2 + c_{11}^{ef} h_p (2 h_s + h_p)}{2 (Y_s^{ef} h_s + c_{11}^{ef} h_p)} \quad (V.5)$$

V.2.3.2. Courbure de la poutre

Pour trouver l'expression de la courbure de la poutre, nous allons analyser les moments agissant sur la poutre. Nous allons négliger la gravité et nous allons prendre en compte uniquement une accélération sinusoïdale A_{in} agissant sur la masse sismique.

La masse sismique est soumise à une accélération et agit sur la poutre avec une force d'inertie et avec un moment d'inertie liée à sa rotation. Nous pouvons donc définir un moment total agissant sur la poutre pour une position x – équation V.6.

$$M_y(x) = \frac{m}{B_p} (A_{in} - \ddot{w}_2) (L - x) - \frac{M_R}{B_p} \quad (V.6)$$

Le moment de rotation de la masse sismique M_R est exprimé dans l'équation V.7, avec J_0 le moment d'inertie de rotation de la masse autour de son point d'attachement sur la poutre (calculé dans l'annexe A).

$$M_R = J_0 \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} \quad (V.7)$$

Selon l'approche d'Euler-Bernoulli, la déformation S_l de la poutre est liée à sa courbure κ par la relation V.8.

$$\begin{aligned} S_1 &= -z \kappa & (a) \\ \kappa &= \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} & (b) \end{aligned} \quad (V.8)$$

L'équilibre des moments dans la poutre est présentée dans l'équation V.9.

$$M_y(x) = - \int_{z_1}^{z_2} T_1 z dz - \int_{z_2}^{z_3} T_1 z dz \quad (V.9)$$

En introduisant l'expression de T_l de l'équation V.1a, et de S_l de l'équation V.8a, nous obtenons l'équation V.10.

$$M_y(x) = Y_s^{ef} \kappa \int_{z_1}^{z_2} z^2 dz + c_{11}^{ef} \kappa \int_{z_2}^{z_3} z^2 dz + e_{31}^{ef} \int_{z_2}^{z_3} E_3 z dz \quad (V.10)$$

Nous évaluons les intégrales et nous obtenons l'équation V.11.

$$M_y(x) = \kappa \cdot D_G + e_{31}^{ef} \int_{z_2}^{z_3} E_3 z dz \quad (V.11)$$

D_G étant la « rigidité équivalente » de la poutre définie dans l'équation V.12.

$$D_G = \frac{Y_S^{ef}}{3} (z_2^3 - z_1^3) + \frac{C_{11}^{ef}}{3} (z_3^3 - z_2^3) \quad (V.12)$$

Nous éliminons l'intensité du champ électrique E_3 de l'équation V.11 en utilisant la relation V.1b et nous arrivons à la formule V.13.

$$M_y(x) = \kappa D_G' + D_3(x) \beta \quad (V.13)$$

Avec deux constantes auxiliaires D_G' et β définies respectivement par les équations V.14 et V.15.

$$D_G' = D_G + \frac{(e_{31}^{ef})^2}{\epsilon_{33}^{ef}} \cdot \frac{z_3^3 - z_2^3}{3} \quad (V.14)$$

$$\beta = \frac{e_{31}^{ef}}{2 \epsilon_{33}^{ef}} h_p \cdot (2 h_s + h_p - 2 a_1) \quad (V.15)$$

Nous allons employer l'équation V.16, pour obtenir la relation entre la tension entre les électrodes $u_0(t)$ et l'intensité du champ électrique E_3 .

$$-\int_{z_2}^{z_3} E_3 dz = u_0(t) \quad (V.16)$$

En éliminant E_3 avec l'équation V.1b, nous obtenons l'expression de la valeur du déplacement électrique D_3 en fonction de la tension entre les électrodes u_0 et la courbure de la poutre κ .

$$D_3(x) = \frac{-\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \cdot (u_0 + \kappa \beta) \quad (V.17)$$

En introduisant cette dernière équation dans l'équation V.13, nous obtenons la relation entre le moment agissant sur la poutre, sa courbure et la tension entre les électrodes – l'équation V.18.

$$M_y(x) = D_G'' \cdot (\kappa - \xi u_0) \quad (V.18)$$

Avec :

$$D_G'' = D_G' - \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \beta^2 \quad (V.19)$$

$$\xi = \frac{\epsilon_{33}^{ef} \beta}{h_p D_G''} \quad (V.20)$$

En insérant l'équation V.18 dans l'équation V.6, nous obtenons une équation reliant la courbure de la poutre et la tension générée entre les électrodes avec l'accélération appliquée sur la structure – l'équation V.21.

$$m(A_{in} - \ddot{w}_2)(L - x) - M_R = B_p D_G'' (\kappa - \xi u_0) \quad (V.21)$$

En transformant cette équation nous arrivons à l'expression de la courbure de la poutre (équation V.22).

$$\kappa = \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} = \frac{m}{B_p D_G''} (A_{in} - \ddot{w}_2)(L - x) - \frac{M_R}{B_p D_G''} + \xi u_0 \quad (V.22)$$

V.2.3.1. Déplacement de la masse sismique

Nous allons faire deux intégrations de la formule exprimant la déformation de la poutre (équation V.22) pour aboutir à l'expression du déplacement de la masse. Pour cela, nous tiendrons en compte des conditions aux limites citées dans le tableau V.1, disant que le déplacement de la poutre, ainsi que l'angle de sa déformation sont nuls à l'encastrement. Après la première intégration nous obtenons l'équation V.23, laquelle peut conduire à la valeur de l'angle de rotation en bout de poutre (en même temps que la rotation de la masse sismique par rapport au bout de la poutre) – l'équation V.24. Pour des petits angles de rotation de la masse, la tangente θ peut être approximée par la valeur de l'angle θ , ce qui facilite considérablement les calculs.

$$\frac{\partial w}{\partial x} = \frac{m}{B_p D_G'''} (A_{in} - \ddot{w}_2) x \left(L - \frac{x}{2} \right) - \frac{M_R}{B_p D_G'''} x + \xi u_0 x \quad (V.23)$$

$$\theta \simeq \tan \theta = \left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L_p} = \frac{L_p}{B_p D_G'''} \left(m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{L_p}{2} \right) - M_R \right) + \xi u_0 L_p \quad (V.24)$$

Après la deuxième intégration nous obtenons l'expression de la déformation de la poutre en fonction de la coordonnée x , l'excitation et la tension entre les électrodes.

$$w(x) = \frac{x^2}{2 B_p D_G'''} \left[m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{x}{3} \right) - M_R \right] + \xi u_0 \frac{x^2}{2} \quad (V.25)$$

Avec cette équation nous pouvons obtenir la formule définissant la déformation au bout de la poutre.

$$w_1 = \frac{L_p^2}{2 B_p D_G'''} \left[m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{L_p}{3} \right) - M_R \right] + \xi u_0 \frac{L_p^2}{2} \quad (V.26)$$

Pour obtenir le déplacement de la masse sismique, nous allons utiliser l'expression de la rotation de la masse θ et le déplacement au bout de la poutre. Puisque la masse est rigide, le déplacement w_2 peut être défini par l'équation V.27.

$$w_2 = \tan \theta \cdot (L - L_p) + w_1 = \left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L_p} \cdot (L - L_p) + w_1 \quad (V.27)$$

Après l'introduction des équations V.24 et V.26 dans la dernière équation nous obtenons la formule définissant le déplacement de la masse sismique w_2 .

$$w_2 = \frac{L_p L_{eq}^2}{B_p D_G'''} m (A_{in} - \ddot{w}_2) - \frac{M_R L_p}{B_p D_G'''} \left(L - \frac{L_p}{2} \right) + \xi u_0 L_p \left(L - \frac{L_p}{2} \right) \quad (V.28)$$

Avec :

$$L_{eq}^2 = L^2 - L_p L + \frac{L_p^2}{3} \quad (V.29)$$

V.2.3.1. Tension entre les électrodes

Grâce au théorème de Gauss, nous pouvons calculer la charge $q(t)$ accumulée sur une électrode (avec A l'aire d'une électrode).

$$q(t) = \int_A D_3(x, t) dA = B_p \int_0^{L_p} D_3(x, t) dx \quad (V.30)$$

La variation de la charge sur les électrodes définit le courant passant par la charge Z et grâce à la loi d'Ohm fournit la tension entre les électrodes u_0 – équation V.31.

$$\frac{dq}{dt} = i(t) = \frac{u_0(t)}{Z} \quad (\text{V.31})$$

L'expression de la tension entre les électrodes peut donc être transformée de la façon suivante - équation V.32.

$$u_0(t) = Z B_P \int_0^{L_P} \frac{\partial D_3(x, t)}{\partial t} dx \quad (\text{V.32})$$

En insérant l'équation V.17 et en évaluant l'intégrale, nous obtenons une équation différentielle liant la tension entre les électrodes avec la déformation de la poutre.

$$u_0(t) = -B_P Z \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_P} \left(\frac{du_0}{dt} L_P + \beta \frac{\partial \theta}{\partial t} \right) \quad (\text{V.33})$$

Les deux équations différentielles V.28 et V.33 peuvent être réécrites pour aboutir à la forme présentée dans les équations V.34 avec les quatre variables : le déplacement de la masse sismique w_2 , la tension entre les électrodes de la couche piézoélectrique u_0 , l'angle de rotation de la masse sismique θ et l'accélération d'excitation A_{in} .

$$m \ddot{w}_2 + \frac{B_P D_G''}{L_P L_{eq}^2} w_2 - \frac{\xi B_P D_G''}{L_{eq}^2} \left(L - \frac{L_P}{2} \right) u_0 + \frac{J_0}{L_{eq}^2} \ddot{\theta} \left(L - \frac{L_P}{2} \right) = m A_{in} \quad (\text{a}) \quad (\text{V.34})$$

$$\dot{u}_0 L_P + \frac{\beta}{\xi B_P Z D_G''} u_0 + \beta \dot{\theta} = 0 \quad (\text{b})$$

V.2.4. Réponse à une excitation sinusoïdale

Nous allons analyser le comportement du système excité avec une accélération sinusoïdale en régime permanent. Dans ce cas, les équations V.34 peuvent être résolues en passant dans le domaine de Laplace. Au cours de cette analyse, les variables dans le domaine de Laplace sont présentées en gras.

L'équation V.34a peut être résolue pour w_2 dans le domaine de Laplace. Après les transformations présentées dans le paragraphe B.2.1 dans l'annexe B, nous obtenons l'équation V.35.

$$w_2 = \frac{L_P m [L_{eq}^2 + H_1 p^2] + \xi U_0 L_P \left(L - \frac{L_P}{2} \right) B_P D_G''}{B_P D_G'' + H_2 p^2 + H_1 L_P m p^4} A_{in} \quad (\text{V.35})$$

Avec :

$$H_1 = \frac{L_P^3 J_0}{12 B_P D_G''} \quad (\text{V.36})$$

$$H_2 = L_P (J_0 + L_{eq}^2 m) \quad (\text{V.37})$$

D'une manière similaire nous pouvons résoudre l'équation V.34b pour la tension entre les électrodes U_0 .

$$U_0 = -Z \xi L_P m \left(L - \frac{L_P}{2} \right) \left(A_{in} - p^2 w_2 \right) \frac{p}{1 + H_3 p + 12 \frac{H_1}{L_P^2} p^2 + H_4 p^3} \quad (\text{V.38})$$

Avec :

$$H_3 = B_p Z D_G'' \frac{\xi}{\beta} L_p (1 + \beta \xi) \quad (\text{V.39})$$

$$H_4 = Z L_p^2 J_0 \frac{\xi}{\beta} \quad (\text{V.40})$$

Finalement en insérant l'équation V.37 dans l'équation V.35 nous obtenons la formule liant l'amplitude de déplacement de la masse sismique avec l'amplitude de l'accélération d'excitation.

$$w_2 = \frac{G_{i0} + G_{i1} p + G_{i2} p^2 + G_{i3} p^3}{G_{b0} + G_{b1} p + G_{b2} p^2 + G_{b3} p^3 + G_{b4} p^4 + G_{b5} p^5 + G_{b6} p^6 + G_{b7} p^7} \cdot m L_p A_{in} \quad (\text{V.41})$$

Avec :

$$G_{i0} = 12 \beta B_p D_G'' L_{eq}^2$$

$$G_{i1} = (B_p D_G''')^2 \xi L_p Z (12 L_{eq}^2 + \xi L_p^2 \beta)$$

$$G_{i2} = \beta J_0 L_p^3$$

$$G_{i3} = B_p D_G'' Z \xi L_p^4 J_0$$

$$G_{b0} = 12 \beta (B_p D_G''')^2 \quad (\text{V.42})$$

$$G_{b1} = 12 (B_p D_G''')^3 Z \xi L_p (1 + \beta \xi)$$

$$G_{b2} = 12 \beta B_p D_G'' L_p (J_0 + m L_{eq}^2)$$

$$G_{b3} = (B_p D_G''')^2 \xi Z L_p^2 (12 m L_{eq}^2 + 12 J_0 + L_p^2 m \xi \beta)$$

$$G_{b4} = L_p^4 m \beta J_0$$

$$G_{b5} = B_p D_G'' L_p^5 m Z \xi J_0$$

Pour le régime permanent, nous pouvons substituer la variable de Laplace p par $j\omega$. L'équation V.41 devient :

$$w_2 = \frac{G_{i0} - G_{i2} \omega^2 + j(G_{i1} \omega - G_{i3} \omega^3)}{G_{b0} - G_{b2} \omega^2 + G_{b4} \omega^4 + j(G_{b1} \omega - G_{b3} \omega^3 + G_{b5} \omega^5)} \cdot m L_p A_{in} \quad (\text{V.43})$$

L'expression de la tension entre les électrodes peut être obtenue en insérant l'équation V.43 dans l'équation V.38.

V.2.4.1. Puissance générée

La puissance apparente passant par une charge quelconque Z est exprimée comme le produit de la tension par le courant passant par cette charge. Après application de la loi d'Ohm, nous obtenons donc l'équation V.44 décrivant la puissance apparente S pour les signaux sinusoïdaux.

$$S = \frac{U \cdot \bar{U}}{2 \bar{Z}} \quad (\text{V.44})$$

Si la charge est une résistance pure R , la puissance P dissipée par la charge est exprimée par l'équation V.45.

$$P = \frac{U \cdot \bar{U}}{2 R} \quad (\text{V.45})$$

V.2.5. Introduction des pertes

Nous avons démontré dans le chapitre III que le niveau des pertes présentes dans le système peut considérablement modifier son comportement. C'est non seulement le niveau de la quantité de l'énergie produite qui varie, mais aussi les valeurs optimales du circuit de récolte de l'énergie. Nous avons évalué les paramètres des pertes pour un dispositif MEMS de longueur 1,4mm (la longueur de la masse sismique est de 1mm), largeur 1mm, dont l'épaisseur de la poutre est de 10 μ m et l'épaisseur de la masse sismique est de 0,5mm, qui vibre à environ 1kHz (987Hz). Une couche piézoélectrique de 2 μ m est déposée sur la poutre dont les caractéristiques correspondent à une couche mince en PZT que nous allons employer pour la fabrication de nos dispositifs. Nous avons aussi estimé que la paroi la plus proche est parallèle et éloignée de 500 μ m. Nous invitons le lecteur à consulter l'annexe C pour les détails sur les discussions portant sur la modélisation des différents types de pertes. Nous avons analysé cinq types de pertes :

- Pertes liées avec le frottement de l'air. Nous avons pris en compte la région visqueuse et moléculaire et nous avons déterminé la variation de facteur de qualité liée avec ce type de pertes en fonction de la pression du gaz ambiant.
- Pertes structurales. Nous avons utilisé notre modèle analytique de la poutre présenté dans ce chapitre pour déterminer la valeur du facteur de qualité mécanique de la structure, correspondant aux pertes de frottement interne. Pour faire cela nous avons utilisé la valeur mesurée du facteur de qualité de mécanique de la couche PZT égal à 135 [93], et le facteur de qualité du silicium monocristallin de $2 \cdot 10^5$ [94]. Le facteur de qualité de la structure a été déterminé à partir du pic de résonance de la structure avec les électrodes court-circuitées. La largeur du pic de déplacement w_2 est égal à 1,84Hz, ce qui donne le facteur de qualité de la structure égal à 536.
- Pertes de compression. Ce sont des pertes liées avec la compression d'air entre la structure mobile et une paroi parallèle proche. Dans notre cas la paroi la plus proche est distante d'environ 500 μ m. A la pression atmosphérique (1000hPa) le facteur de qualité lié avec ce phénomène est égal à $49 \cdot 10^3$. Nous allons donc négliger ce type de pertes.
- Pertes dans le support. La poutre est élançée, donc peu d'énergie est rayonnée dans le substrat. Nous avons calculé sa valeur et nous avons obtenu le facteur de qualité correspondant égal à $1,8 \cdot 10^6$. Nous avons donc ignoré l'existence de ce type de pertes aussi.
- Pertes thermo-élastiques. Ce type de pertes est lié à l'échauffement de la structure et les contraintes induites par sa dilatation thermique. Dans notre cas, le temps de relaxation thermique dans la structure est bien inférieur à la période de vibration. En utilisant le modèle de Zener [95] nous avons estimé le facteur de qualité lié avec les pertes thermo-élastiques à environ $26 \cdot 10^6$.

La figure V.3 présente l'évolution des facteurs de qualité liés aux pertes structurales, au frottement avec l'air et pertes de support en fonction de la pression. Nous pouvons conclure, que même à la pression atmosphérique, ce sont les pertes structurales, donc la qualité de la couche piézoélectrique, qui limitent la performance du dispositif.

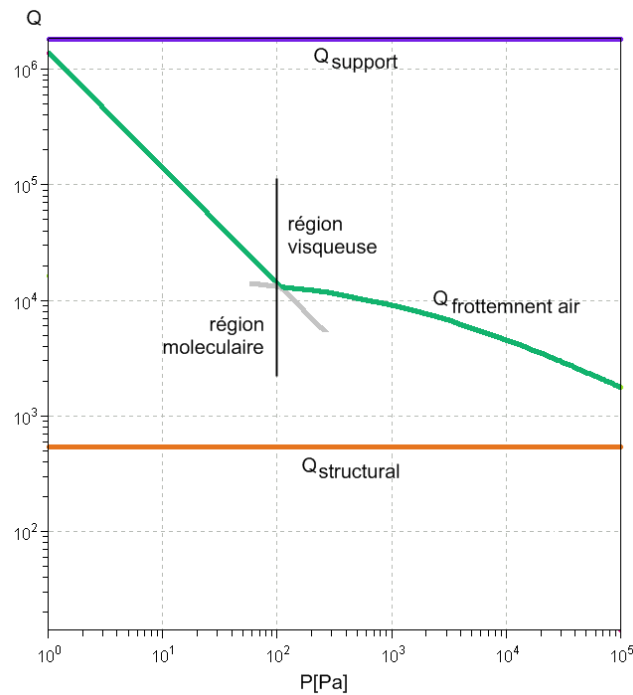


Figure V.3 : Évolution des facteurs de qualité liés avec différents types de pertes en fonction de la pression du gaz ambiant.

V.2.6. Résultats de la modélisation analytique

Nous avons évalué le comportement des structures du type poutre encastree-libre en utilisant notre modèle. Les calculs analytiques ont été fait en utilisant le logiciel de calculs formels Maple™ 10.

V.2.6.1. Puissance générée

Le but de ce modèle est d'optimiser la structure du micro générateur de puissance. Dans le système réel, le circuit de traitement de puissance est composé d'une part par le redressement (AC/DC) et d'autre part par l'adaptation du niveau de tension (DC/DC). Néanmoins dans le modèle, nous allons utiliser une simple résistance R pour représenter la charge électrique connectée au dispositif. Dans ce cas, pour une excitation sinusoïdale, l'amplitude de la puissance moyenne dissipée est exprimée par la relation V.46.

$$P = \frac{U_0 \cdot \bar{U}_0}{2R} \tag{V.46}$$

Pour analyser les valeurs de puissance nous avons modélisé un dispositif dont la longueur et la largeur de la poutre sont égales à 400µm, l'épaisseur du support mécanique en silicium est égal à 5µm et une couche fine de PZT4 de 1µm est déposée sur la poutre. La longueur et la hauteur de la masse sismique sont égales à 400µm et la largeur de la masse est égale à 410µm. Une accélération sinusoïdale de 10ms⁻² est appliquée.

Deux pics peuvent être observés sur la figure V.4 : un correspondant à la résonance (RES) et l'autre correspondant à l'antirésonance (ARES). Les deux maximums apparaissent pour deux valeurs différentes de la charge résistive. De même que dans le cas du modèle 1D analysé dans le chapitre III, la valeur optimale de la résistance est beaucoup plus faible en résonance qu'en antirésonance.

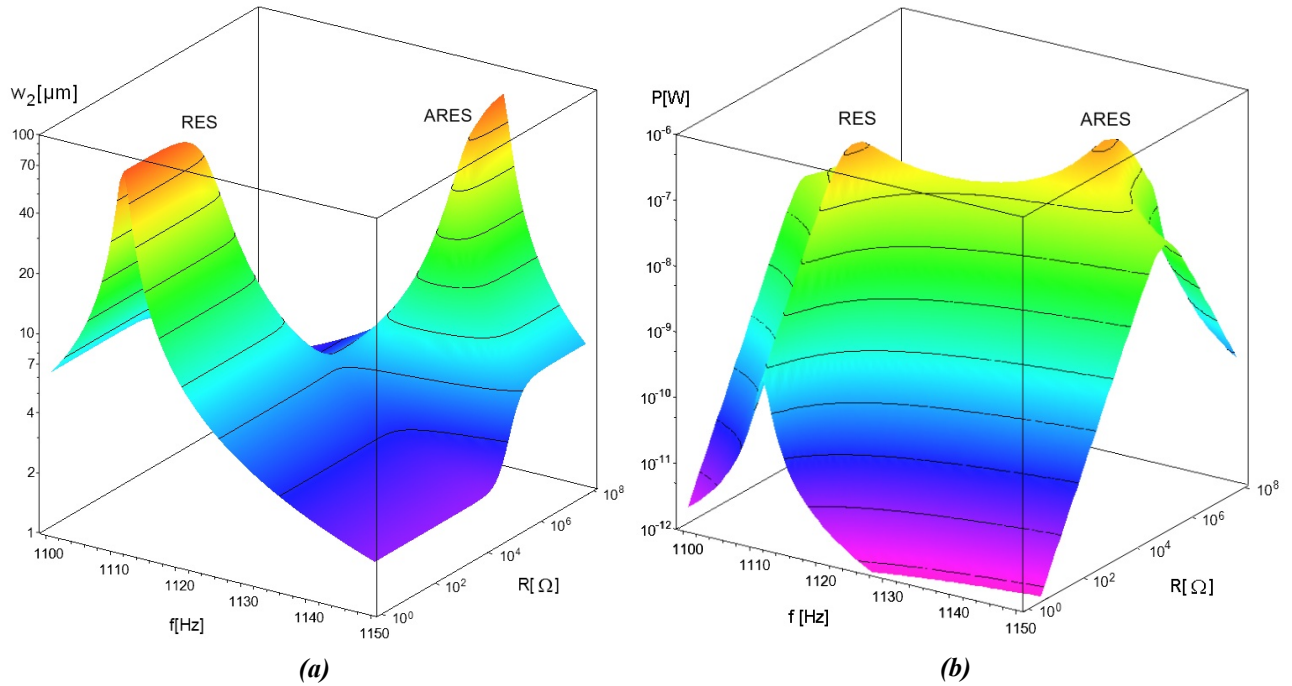


Figure V.4 : Résultats de la modélisation analytique du déplacement de la masse sismique (a) et de la puissance dissipée sur une charge résistive (b) en fonction de la valeur de la charge résistive et de la fréquence d'excitation pour une amplitude d'accélération de 10ms^{-2} et 0,1% de facteur de pertes visqueuses.

V.2.6.2. Influence des pertes

Pour récolter le maximum d'énergie, la charge résistive devrait être égale à une des valeurs optimales correspondant à la résonance ou à l'antirésonance. Néanmoins, comme nous l'avons déjà présenté dans le chapitre III pour un modèle 1D, ces valeurs changent avec le niveau de pertes présents dans le système. Les deux valeurs optimales tendent vers une seule, comme l'illustre la figure V.5. Cette valeur est égale à celle citée dans les travaux précédents [96] et dépend uniquement de la valeur de la capacité du dispositif C_0 et de la fréquence d'opération f . D'un autre côté, les études présentées par Roundy [97] prennent en considération l'influence de l'amortissement visqueux sur la valeur optimale de la résistance de charge mais ignorent son comportement fréquentiel avec deux valeurs optimales – équation V.47 (avec k – coefficient de couplage du dispositif).

$$R_{opt\infty} = \frac{1}{2\pi f C_0} \cdot \frac{2\zeta}{\sqrt{4\zeta^2 + k^4}} \quad (\text{V.47})$$

En fait le modèle proposé par S. Roundy a été validé seulement pour la fréquence d'excitation égale à la fréquence de résonance du dispositif. L'existence de l'antirésonance a été omis. Ces modèles ont été utilisés pour des dispositifs macroscopiques, assemblés à la main, donc avec des facteurs de qualité faibles. Dans le cas d'un système MEMS, la qualité des matériaux utilisés est souvent très élevée et en plus ils peuvent être mis sous vide assez facilement. Le cas des systèmes fortement amortis n'est plus valable et l'influence des pertes sur le point optimal d'opération doit être analysé prudemment.

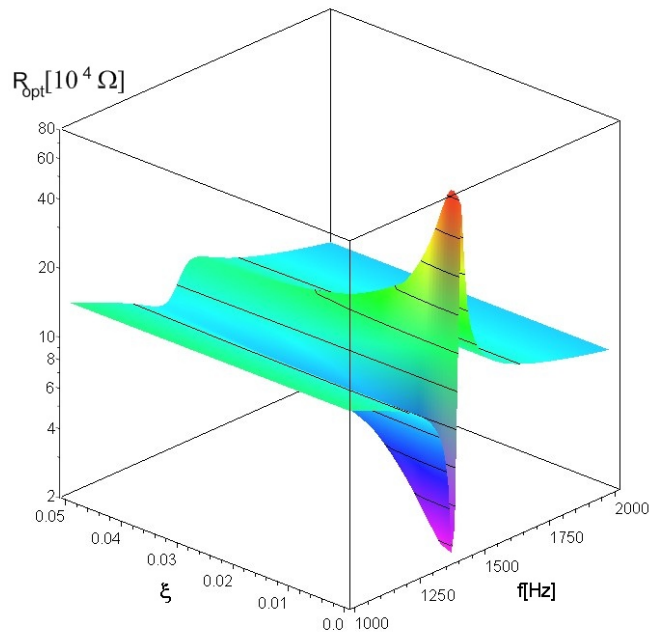


Figure V.5 : Évolution de la valeur optimale de la charge résistive en fonction de la fréquence d'excitation et du niveau des pertes visqueuses.

V.2.7. Comparaison avec les résultats de simulation FEM

Nous avons comparé les résultats de la modélisation analytique avec ceux du modèle FEM de la même structure simulée avec le logiciel ANSYS™. Nous avons comparé le comportement mécanique ainsi que la puissance délivrée.

V.2.7.1. Fréquence de résonance

Nous avons effectué des simulations modales des structures de type poutre encastree-libre avec une masse sismique avec différentes dimensions pour évaluer l'impact des dimensions sur la fréquence de résonance de la structure. Ensuite, nous avons fait les calculs avec notre modèle analytique pour comparer les résultats. La figure V.6a présente l'évolution de la fréquence de résonance de la structure en fonction de la hauteur et de la largeur de la masse sismique. Le reste des paramètres de la structure supposés constants est reporté dans le tableau V.2.

Paramètre	Valeur	Paramètre	Valeur
B _p	400µm	H _p	1µm
L _p	400µm	B _M	410µm
H _s	5µm	L _M	400µm

Tableau V.2 : Paramètres géométriques de la structure modélisée.

Nous pouvons constater que pour les masses de grandes dimensions, l'inertie rotationnelle influence de plus en plus la valeur de la fréquence de résonance. Nous avons fait des simulations FEM pour déterminer des valeurs précises de la fréquence de résonance des dispositifs avec masses sismiques dont la largeur et la longueur varient entre 100µm et 1mm. Ensuite nous avons calculé les valeurs de fréquence de résonance de ces mêmes structures avec les modèles analytiques pour les comparer en prenant les valeurs FEM en tant que

référence. Nous avons employé trois modèles analytiques. Le premier - « simple », utilise la formule présentée dans le paragraphe IV.1.1 et considère la masse sismique ponctuelle et attachée au bout de la poutre. Le suivant - « sans rotation » prend en compte les dimensions de la masse sismique et le fait qu'elle est rigide, mais ignore l'existence de l'inertie rotationnelle. Finalement le dernier utilise le modèle complet développé dans ce chapitre. La figure V.6a présente les résultats de comparaison de ces trois modèles normalisés par rapport aux valeurs obtenues avec la modélisation FEM.

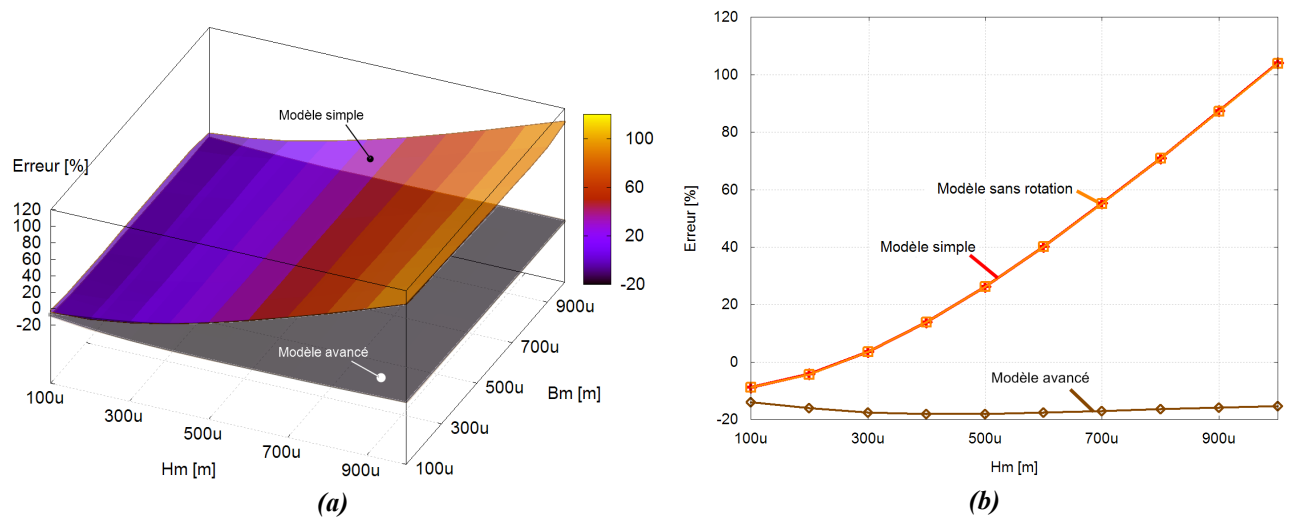


Figure V.6 : Comparaison des fréquences de résonance calculées avec les différents modèles en fonction de la taille de la masse sismique (a) et pour la largeur de la masse sismique égale à 1mm (b).

Tandis que pour le modèle simple, l'erreur va jusqu'à 120%, pour le modèle le plus complet, l'erreur ne dépasse pas 20%. La figure V.6b présente la même variation, mais pour la largeur de la masse sismique égale à 1mm. L'introduction de la rigidité de la masse ne change pas la valeur de la résonance pour des longueurs de la poutre comparables avec la longueur de la masse (les deux égales à 400 μ m dans notre cas). Par contre l'introduction de l'inertie rotationnelle de la masse sismique permet de réduire l'erreur de manière importante, mais donne toujours une valeur de fréquence légèrement inférieure à la fréquence calculée avec la méthode des éléments finis.

V.2.7.2. Puissance

Une structure de type poutre encastée-libre a été modélisée et simulée. La longueur et la largeur de la poutre ont été fixées à 400 μ m et les épaisseurs respectivement à 5 μ m et 1 μ m pour la couche de silicium et PZT4. La longueur ainsi que la hauteur de la masse sont égales à 400 μ m et la largeur est égale à 410 μ m. La fréquence de résonance d'une telle structure est égale à 1111Hz pour le modèle analytique et à 1208Hz pour le modèle FEM (8% de différence). Les résultats vont être représentés en fonction de la déviation de la fréquence d'excitation par rapport à la fréquence de résonance calculée avec les modèles analytique et FEM.

Les figures V.7 a et b présentent respectivement la variation de la valeur de la résistance optimale et la puissance dissipée sur cette résistance en fonction de la fréquence d'excitation normalisée pour trois valeurs d'amortissement visqueux. Un bon accord peut être constaté entre les deux résultats, avec une petite différence au niveau fréquentiel. Cela provient du fait que dans le modèle analytique, nous avons fait une

supposition que les déformations sont uniformes dans la largeur de la poutre, ce qui augmente le couplage dans la structure. Dans le cas du modèle FEM les encastrements sont mieux représentés et le couplage est plus faible.

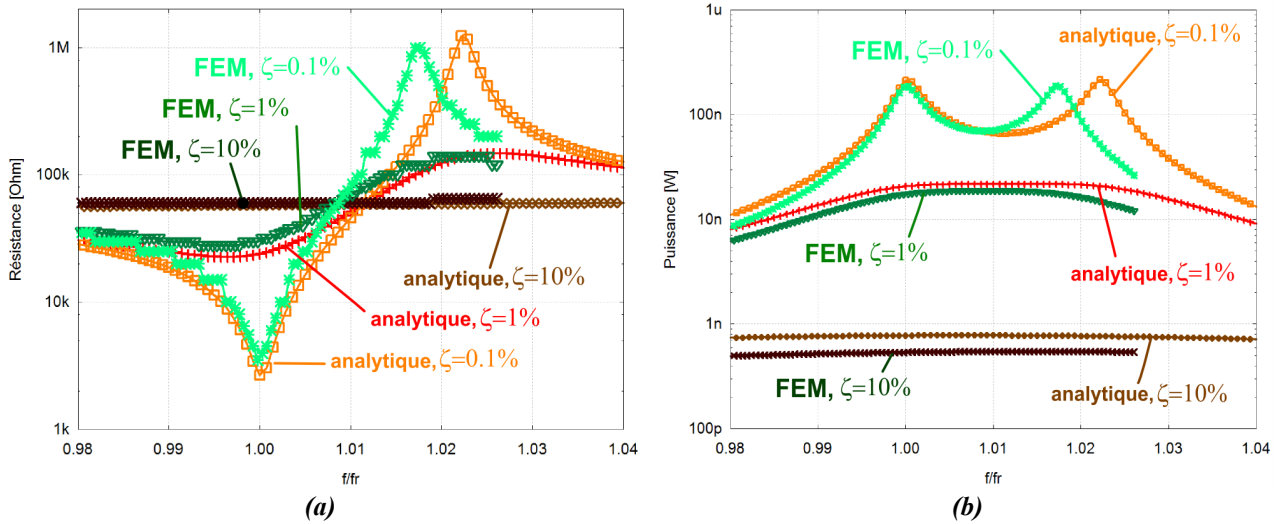


Figure V.7 : Variation de la valeur optimale de la résistance de charge (a) et de la puissance dissipée sur une charge résistive de valeur optimale (b) pour trois valeurs des pertes visqueuses, simulées en employant la méthode des éléments finis (FEM) et modélisée analytiquement.

Au niveau des résultats de la puissance, la même remarque peut être constatée. En effet, il y a un bon accord au niveau des valeurs de puissance, mais la différence entre la résonance et l'antirésonance est plus importante dans le cas de la modélisation analytique.

Suite à ces résultats, nous pouvons conclure que le modèle analytique représente bien le comportement de la structure modélisée. Les valeurs de la puissance et de la fréquence de résonance sont en bon accord avec les valeurs FEM et surtout l'impact des pertes et de la fréquence d'excitation est bien reproduit. L'imprécision de la modélisation est surtout une conséquence de la supposition des contraintes uniformes dans la poutre dans la direction y . Néanmoins, la modélisation exacte de la déformation de la poutre en largeur compliquerait les démarches dans la modélisation analytique en rendant les calculs encore plus complexes.

V.2.8. Conception et optimisation de la structure

Le but principale du modèle analytique est de permettre une optimisation poussée de la structure au niveau géométrique. Malheureusement, le degré de complexité de notre modèle dépasse le potentiel de notre outil d'optimisation et c'est pour cela que nous allons introduire quelques simplifications. Tout d'abord nous allons définir, dans quel domaine une optimisation peut être effectuée.

En prenant en compte les conclusions de la modélisation 1D du chapitre III, nous pouvons constater que pour maximiser la puissance produite par un microgénérateur il faut augmenter au maximum la taille de la masse sismique et la raideur du ressort. Nous visons à concevoir une structure de type MEMS, à partir d'une plaquette en silicium SOI. Cela impose, que l'épaisseur de la masse sismique doit être égale à l'épaisseur de la plaquette, typiquement $500\mu\text{m}$. De plus, la longueur minimal de la poutre est limitée par le distance minimal entre les parois pour garantir une bonne gravure DRIE face arrière. Après consultation avec

des personnes responsables de cet étape, nous avons fixé cette valeur à $400\mu\text{m}$, pour être sûr de la réussite des étapes de fabrication. De plus nous limitons la longueur de la structure à $1,5\text{mm}$. Pour encore simplifier notre démarche de conception, nous fixons la largeur de la structure constante, c'est à dire la largeur de la masse est identique à celle de la poutre. Finalement la fréquence d'excitation est déterminée par le milieu, alors pour une volume de la masse maximale, la raideur de la poutre doit être adaptée pour garder cette fréquence de résonance. Cela nous laisse un seul degré de liberté au niveau de la conception – le rapport entre les épaisseurs des couches structurale et piézoélectrique de la poutre. La figure V.8 présente l'évolution de la puissance en fonction de ψ pour la structure décrite, qui vibre à 900Hz .

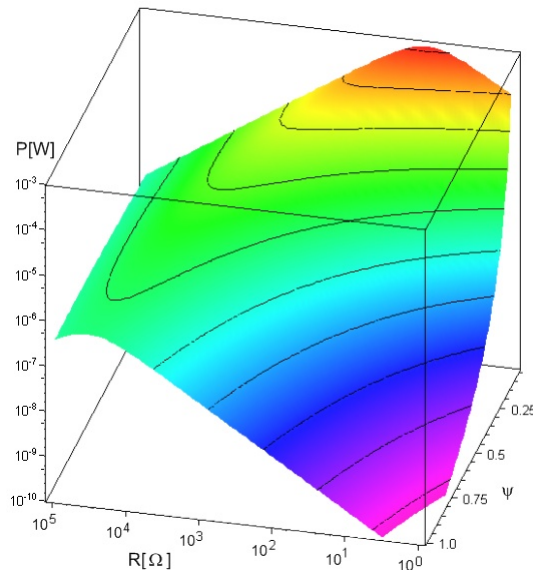


Figure V.8 : Évolution de la puissance maximale en fonction de la valeur de la charge résistive et le rapport ψ des épaisseurs des couches.

Nous constatons, que la couche piézoélectrique doit être la plus fine possible pour obtenir les meilleurs résultats. Cela est influencé aussi par le fait, que le facteur de qualité de la couche piézoélectrique est très faible (132 contre $5 \cdot 10^6$ pour silicium monocristallin) donc en diminuant l'épaisseur de cette couche le facteur de qualité de la structure augmente. Par contre, si l'épaisseur de la couche piézoélectrique diminue, la capacité du dispositif augmente, ce qui n'est pas souhaitable au niveau du circuit de gestion d'énergie.

V.3. Structure en PZT

Dans ce paragraphe nous allons présenter la conception, la fabrication et les résultats expérimentaux concernant les structures utilisant les couches minces de PZT. Nous allons commencer par l'introduction de la technologie utilisée et nous allons poursuivre en décrivant en détails les structures proposées. Nous allons finir par l'analyse des résultats expérimentaux.

V.3.1. Filière technologique utilisée

Dépôt de couches minces de PZT

L'intégration des couches minces de PZT est beaucoup plus complexe que celle des matériaux avec la structure cristalline de wurzite (AlN, ZnO) à cause de la nécessité du traitement à haute température dans des atmosphères oxydantes. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser des électrodes inertes, difficiles à graver. Plusieurs techniques de dépôt ont été testées, notamment les méthodes physiques : pulvérisation par faisceau ionique [98] pulvérisation RF magnétron [99], pulvérisation DC magnétron [100] et des méthodes chimiques : MOCVD¹ [101], CSD² [102] et de type MOD³ [103].

Les méthodes CSD semblent être les meilleures pour la fabrication des MEMS, grâce au faible coût des machines et à la très bonne uniformité des couches. Par contre, la répétabilité des paramètres piézoélectriques et leur uniformité au niveau de la plaquette reste un grand défi technologique. De plus, pour obtenir des couches épaisses, plusieurs étapes de cristallisation sont nécessaires, ce qui complique et rallonge le processus. Finalement, l'étape de recuit (annealing) est inévitable après le dépôt pour cristalliser la couche. La figure V.9 présente une coupe d'une couche de PZT de 4 μ m d'épaisseur préparée à l'Ecole Polytechnique de Lausanne [70]. La couche est de très bonne qualité; sans fêlures et avec une faible rugosité.

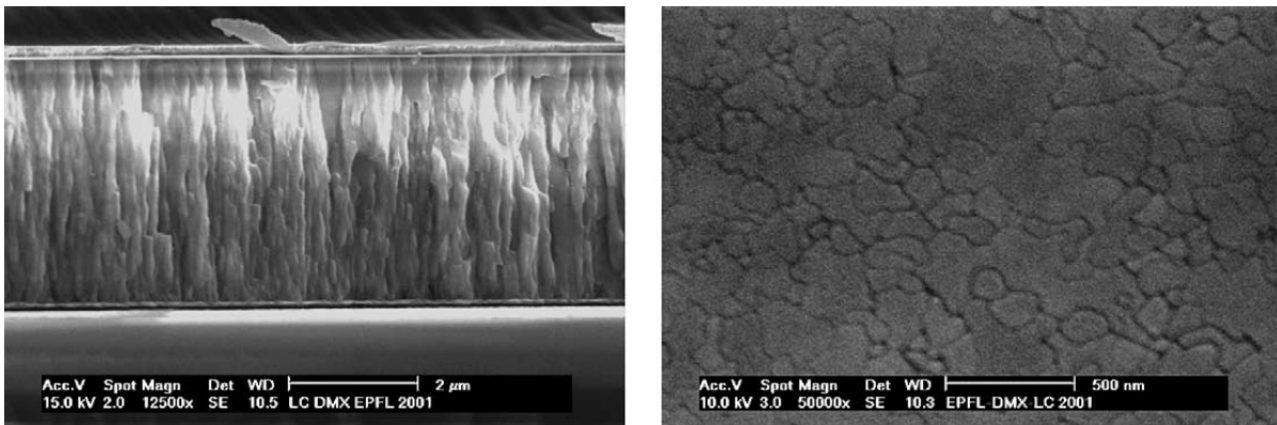


Figure V.9 : Image MEB d'une coupe et de la surface d'une couche mince de PZT {100} de 4 μ m d'épaisseur [70].

Dans la plupart des applications, les couches de PZT doivent être déposées sur une électrode, laquelle ne doit pas s'oxyder et doit garder de bonnes propriétés électriques. La combinaison des couches la plus employée est PZT/Pt/Ti/SiO₂/Si. Le titane est la couche d'adhésion, la silice est utilisée pour isoler de l'électrode et du substrat en silicium. L'empilement des couches sert aussi à empêcher l'oxyde de plomb de

¹ MOCVD : Metal Organic Chemical Vapour Deposition

² CSD : Chemical Solution Deposition

³ MOD : Metal Organic Decomposition

diffuser dans le substrat. Un grand défi est de garder la stabilité de la composition des couches de l'électrode inférieure pendant le dépôt de la couche PZT et la cristallisation à une température élevée (jusqu'à 700°C). Le PZT peut être gravé soit de manière humide en utilisant la combinaison des acides HF et HCl soit de manière sèche par RIE. La gravure humide ne garantit pas des précisions élevées et de plus une sous-gravure de 5 à 10 fois l'épaisseur de la couche doit être prévue. Pour la gravure sèche la sélectivité entre la couche PZT est très faible : 2 avec la résine et 1.56 avec le Pt [65].

Technique sol-gel

Dans notre cas, la couche de PZT a été fabriquée à l'Ecole Polytechnique de Lausanne, dans l'équipe du Professeur Paul Muralt. Une technique sol-gel a été utilisée pour créer les couches de 2µm sur une électrode inférieure en platine. Le choix de la composition de l'électrode inférieure est très important parce qu'elle influence la texture cristalline, la qualité et les propriétés de la couche piézoélectrique. Dans notre cas une couche en platine de 100nm est créée sur un substrat en titane (Ti/TiO₂) de 10nm avec une couche d'oxyde de silicium (thermique) entre silicium et titane pour empêcher toute réaction entre silicium et plomb ou platine. La couche de platine doit avoir une composition homogène {111} pour obtenir la même orientation dans la couche piézoélectrique. De plus une couche d'accrochage en PbTiO₃ de 10nm déposée par pulvérisation est employée. La figure V.10 [70] montre la relation entre la composition du Pb(Zr_x, Ti_{1-x})O₃ et ses propriétés piézoélectriques et électriques. Une couche d'orientation (100) arrive à une valeur optimale pour une composition de 53/47 de titane par rapport au zirconium (proche de la frontière de la morphotrophique phase). Une valeur moyenne de -12Cm² est reportée pour le coefficient e_{31,f} [70].

Le dépôt de PZT est composé de plusieurs étapes de cristallisation. Chaque étape commence avec le dépôt de la solution et l'uniformisation de son épaisseur sur la plaquette par centrifugation (spinning). Ensuite les solvants sont évaporés par pyrolyse à 350°C pendant 15s. Cette opération est répétée quatre fois pour obtenir une couche d'environ 240nm. Une couche ainsi créée est cristallisée par RTA¹ à 650°C sous flux d'oxygénée. Toutes ces étapes doivent être répétées huit fois pour obtenir une couche de 2µm. Les couches finisses sont denses et sans craquelures jusqu'à 4µm d'épaisseur. Les contraintes internes varient entre +110MPa pour 1µm jusqu'à +50MPa pour 4µm mais peuvent changer après polarisation. Il y a deux sources de contraintes dans les couches qui peuvent conduire à la création des fêlures : une spécifique au processus sol-gel consistant au rétrécissement de la couche pendant cristallisation et l'autre venant de la différence entre les coefficients de dilatation thermique entre le PZT (8ppm/K) et le silicium (4ppm/K). L'utilisation d'autres supports avec des coefficients de dilatation thermique plus proches du PZT pourrait permettre de créer des couches plus épaisses.

¹ Rapid Thermal Annealing

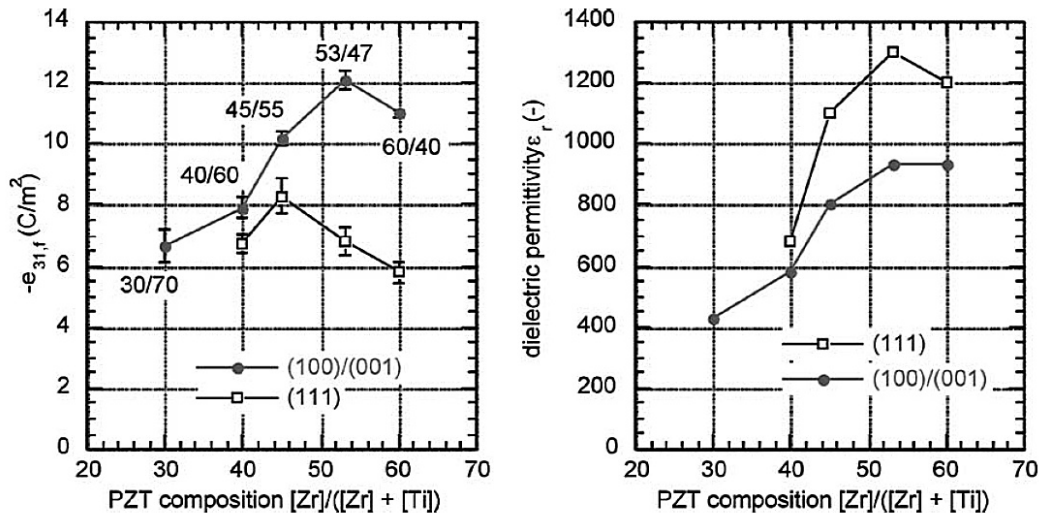
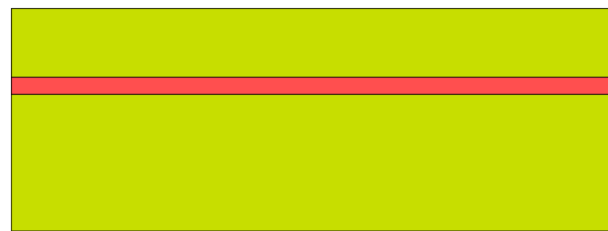


Figure V.10 : Coefficient piézoélectrique $e_{31,f}$ et la permittivité électrique ϵ_r en fonction de la concentration de zirconium par rapport au plomb pour une couche de $1\mu\text{m}$ [70].

Fabrication des dispositifs

Le processus commence avec une plaquette SOI avec $5\mu\text{m}$ de silicium en couche supérieure, 150nm d'oxyde de silicium et $525\mu\text{m}$ de silicium massif (a). La plaquette est polie des deux faces et oxydée sur la face arrière. La couche supérieure de silicium est fortement dopée au bore. Cette plaquette est oxydée thermiquement pour obtenir une couche de SiO_2 de 200nm sur la face avant.

- Chrome-or
- Silicium
- Platine-titane
- Oxyde de silicium
- Zirconate titanale de plomb



(a)

Ensuite les couches de titane (10nm), oxyde de titane et platine (100nm) sont déposées sur la face avant en utilisant la technique PVD (b). Cet empilement de couches va servir d'électrode inférieure pour la capacité piézoélectrique.



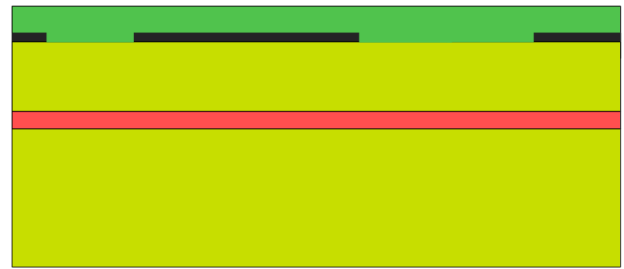
(b)

La gravure sèche est utilisée pour définir les électrodes (c). La couche est conservée presque partout pour garantir une bonne adhésion de la couche piézoélectrique.



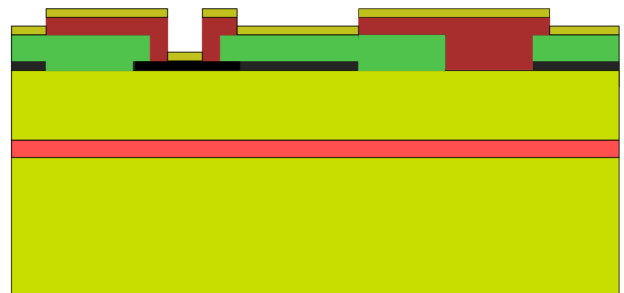
(c)

L'étape suivante consiste à déposer une couche active piézoélectrique (d). Tout d'abord une couche d'accroche¹ de 10nm en PbTiO_3 est créée (PVD) pour garantir une bonne orientation $\{100\}$. Ensuite la propre couche piézoélectrique de $2\mu\text{m}$ en PbZrTiO_3 est déposée en utilisant la technique sol-gel, précédemment décrite.



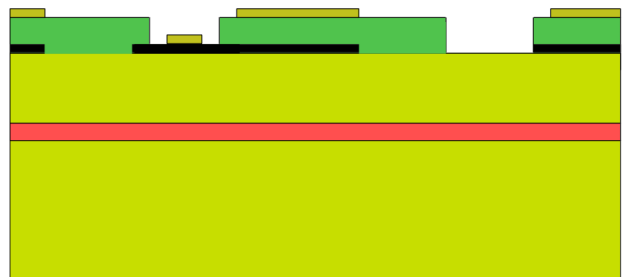
(d)

Ensuite les ouvertures dans la couche PZT sont faites par gravure humide pour prendre le contact avec l'électrode inférieure et pour découvrir la surface de silicium pour la gravure suivante (e). Le métal de l'électrode supérieure (400nm d'or sur une couche d'accrochage en chrome de 20nm) est déposé par évaporation sur résine pour définir la structure de l'électrode avec la méthode du « lift off ». Un bon accroche est obtenu sur le PZT, mais non sur le platine (électrode inférieure).



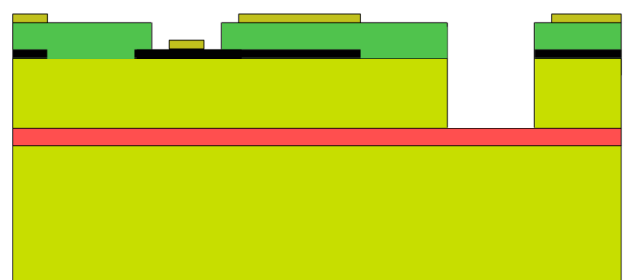
(e)

La couche piézoélectrique déjà définie (f) avec les électrodes est polarisée en appliquant une tension de l'ordre de 100 à 200kV/cm à une température de 150°C pendant 10 minutes. Cette polarisation n'étant pas suffisante, une autre polarisation est nécessaire après avoir fini les dispositifs.



(f)

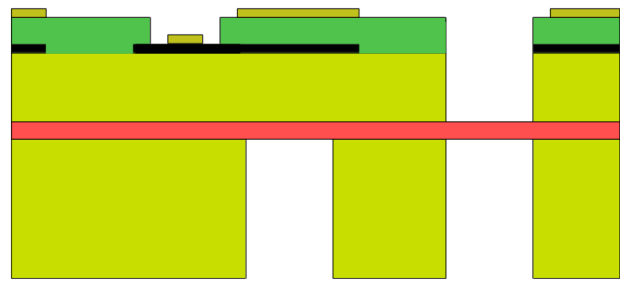
Le traitement de la face avant est fini par la gravure profonde DRIE de la couche en silicium pour définir le profil de la masse sismique et de la poutre (g). L'oxyde enterré sert à arrêter la gravure. Il est important de garder la protection avec la résine de la face avant pendant la suite du traitement.



(g)

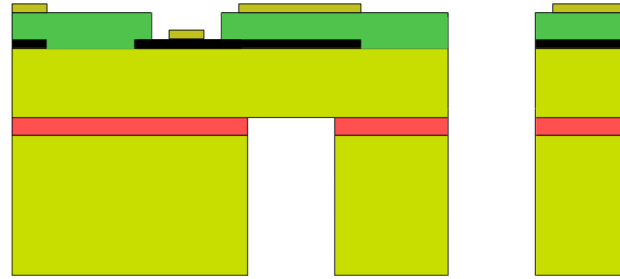
¹ Seed layer

La gravure profonde DRIE est utilisée pour définir la masse sismique en face arrière (h). Un masque « dur » en aluminium est employé pour définir le motif. Dans la conception il est important d'uniformiser la surface des ouvertures pour garantir l'uniformité de la vitesse de gravure.



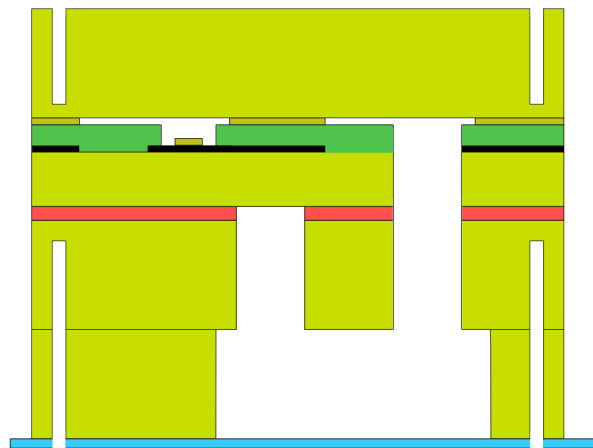
(h)

La masse sismique étant définie il reste l'étape de libération de la structure (i). Pour faire cela il faut protéger la face avant (ce qui est possible avec la résine utilisée pour la gravure DRIE face avant) et plonger la structure dans le BHF. Un problème lié aux contraintes dans les couches, similaire à celui rencontré dans le premier lot, peut apparaître.



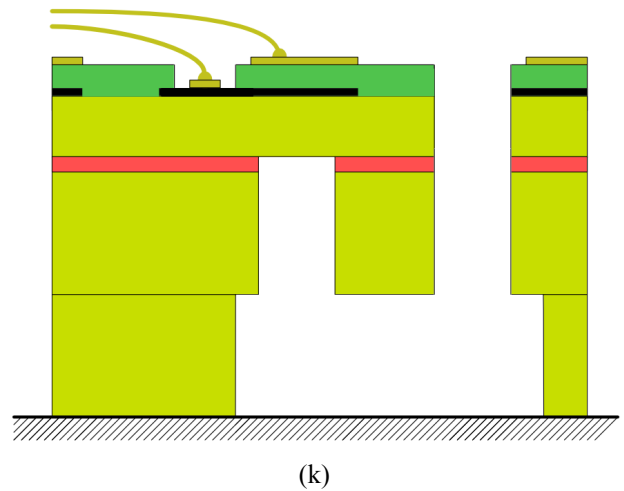
(i)

Finalement la plaquette avec les dispositifs est mise entre deux autres plaquettes de silicium, selon le procédé développé en coopération avec la société MEMSCap (j). La plaquette d'en bas (le « spacer ») est attachée avec une colle permanente pour garantir une distance entre la masse sismique et le support sur lequel la puce est montée. Des ouvertures sont définies dans cette plaquette dont le motif correspond aux ouvertures face arrière de la plaquette initiale sans la masse. Ensuite une autre plaquette est collée temporairement sur cette composition pour protéger le dispositif mobile. L'empilement des trois plaquettes est ensuite placé sur un film bleu pour découpage. Cette méthode permet de protéger les structures mobiles aussi bien de la face avant (le jet d'eau ne pénètre plus l'empilement) que de la face arrière (collage du film bleu.). Cet empilement de trois plaquettes est ensuite prédécoupé des deux côtés et cassé le long des lignes de prédécoupe (étape de « scribe and break »).



(j)

L'étape finale (k) consiste à enlever la plaquette supérieure de protection et le film bleu. Contrairement à la méthode utilisée dans le premier lot de dispositifs, ici le film bleu ne touche pas la masse mobile, il n'y a donc pas de risque de casser la poutre pendant le retrait. Finalement, les structures sont collées sur un support, soit en céramique, soit en PCB (supportant des températures élevées) et câblées avec des fils d'or. La structure avec la couche PZT peut nécessiter une étape de polarisation, malgré la polarisation collective au niveau de la plaquette. Si c'est le cas, les dispositifs finis sont polarisés un par un dans un four. Dans ce cas un problème lié à l'introduction de contraintes importantes dans les structures déjà libérées peut apparaître. La structure finie est ensuite protégée par un capot transparent en polycarbonate.



Un modèle du dispositif monté sur la plaquette en PCB est montré sur la figure V.11. Le dispositif est protégé par un capot transparent et des fiches sont soudées pour faciliter la connectique. Cette carte PCB va être attachée sur le pot vibrant avec des vis pour garantir une bonne immobilisation et pour éviter l'apparition de résonances parasites dans le montage.

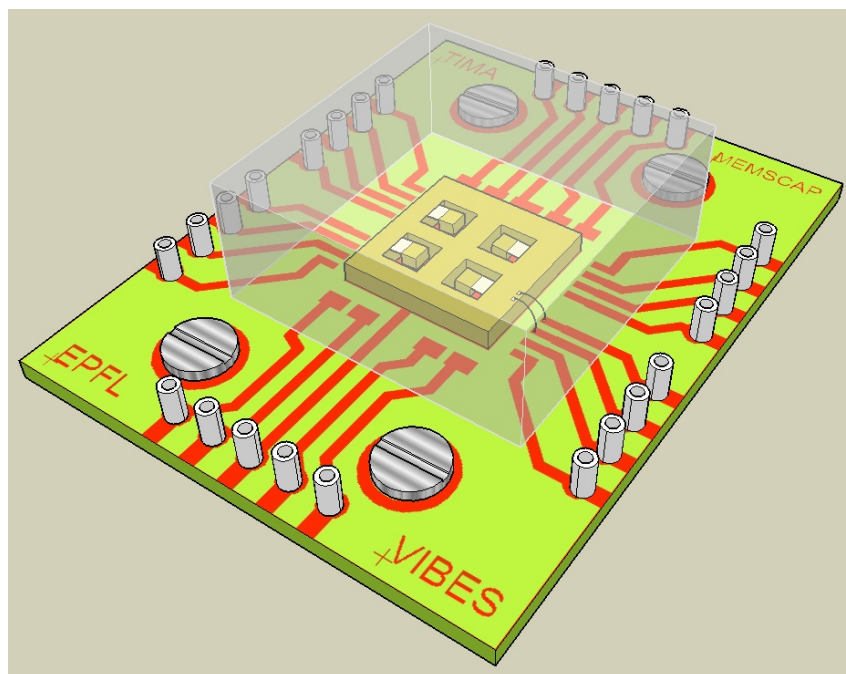


Figure V.11 : Modèle de la puce contenant les dispositifs monté sur une carte PCB.

V.3.2. Dispositifs

Nous nous sommes concentrés sur la géométrie d'une poutre encastrée-libre, déjà testée dans le premier lot. Néanmoins, la nécessité de polariser la couche piézoélectrique en PZT après son dépôt donne des possibilités intéressantes au niveau de l'arrangement des électrodes. Nous allons introduire trois types d'électrodes : un standard couvrant la totalité de la poutre et deux autres visant à augmenter l'énergie disponible et la tension générée.

V.3.2.1. Structure mécanique

Tous les dispositifs sont basés sur la même structure mécanique d'une poutre encastrée-libre avec une masse sismique au bout, vibrant à environ 900Hz. Elle est issue de l'optimisation faite avec le modèle analytique et les contraintes technologiques présentées dans le paragraphe V.2.8. La figure V.12 présente cette structure, dont la largeur est de $800\mu\text{m}$ et la longueur est de $1200\mu\text{m}$. La masse sismique est carrée de $800\mu\text{m}$ de côté. L'assemblage est placé dans une cavité de 2mm par 2mm . Des courbures sont créées à l'encastrement pour diminuer les contraintes et pour garantir un bon encastrement. Une couche piézoélectrique de PZT de $2\mu\text{m}$ est déposée sur la totalité du dispositif. La longueur de la poutre est définie par la distance minimale entre les parois qui garantit l'uniformité suffisante de gravure DRIE.

V.3.2.2. Électrodes classiques

Les dispositifs classiques sont des poutres encastrée-libres avec une grande masse sismique et une seule électrode qui recouvre la totalité de la poutre. La transduction est faite en utilisant une couche piézoélectrique en PZT polarisée verticalement et répartie d'une façon uniforme sur la totalité de sa surface active. La figure V.12 présente le schéma d'un tel arrangement, qui ressemble aux structures déjà présentées dans le chapitre IV.

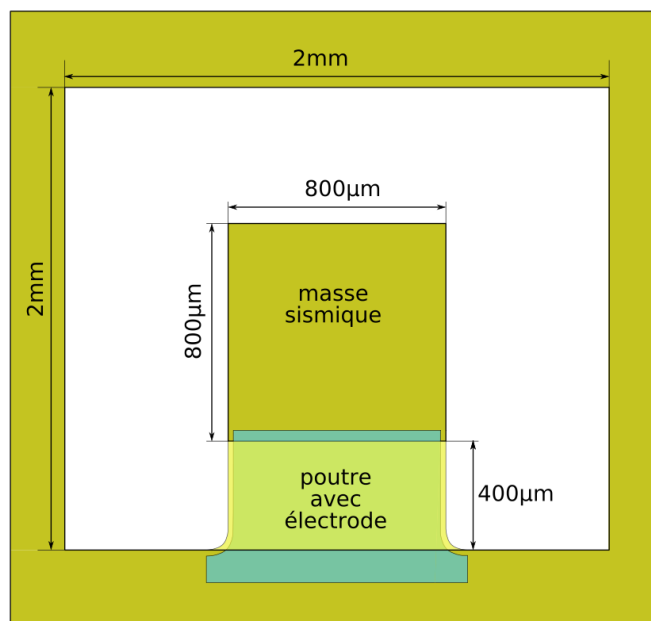


Figure V.12 : Géométrie de la poutre utilisée dans le deuxième lot de prototypes.

Modélisation FEM

Les dispositifs du type poutre encastree-libre avec une masse sismique au bout ont été modélisés en utilisant la méthode des éléments finis. La figure V.13 présente les détails du modèle, avec la disposition des couches. Les propriétés de l'or, reportées dans l'annexe D, ont été utilisées pour l'électrode supérieure, puisque la couche en chrome est très fine (couche d'accroche). De même, l'électrode inférieure est constituée de platine uniquement. Une couche de silice est conservée entre le PZT et le silicium.

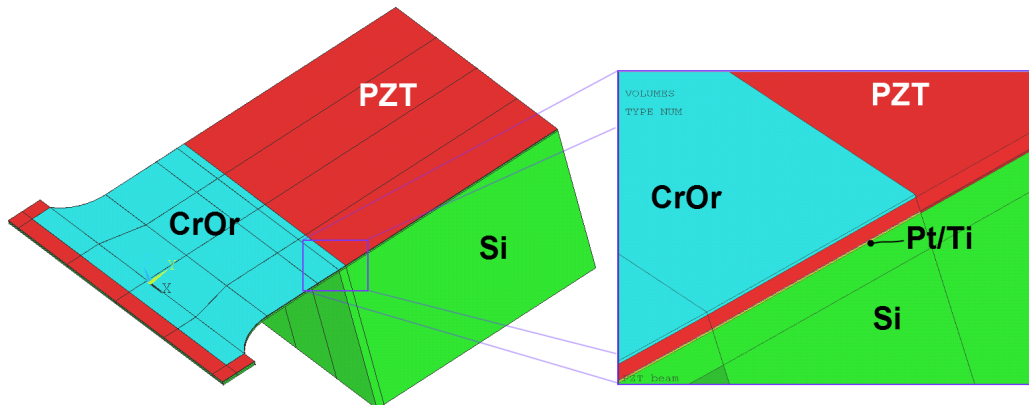


Figure V.13 : Modèle FEM de la structure du second lot de prototypes avec la couche piézoélectrique en PZT et une capacité simple.

Nous avons effectué des balayages en fréquence (analyse harmonique) pour trouver les valeurs optimales de la charge. La figure V.14 présente l'évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive pour deux valeurs de facteur de qualité mécanique de la structure. Nous voyons que dans les conditions du faible amortissement, deux valeurs optimales de résistance peuvent être distinguées – environ 11k Ω et environ 0,6M Ω . Cela est en accord avec les résultats de la modélisation analytique.

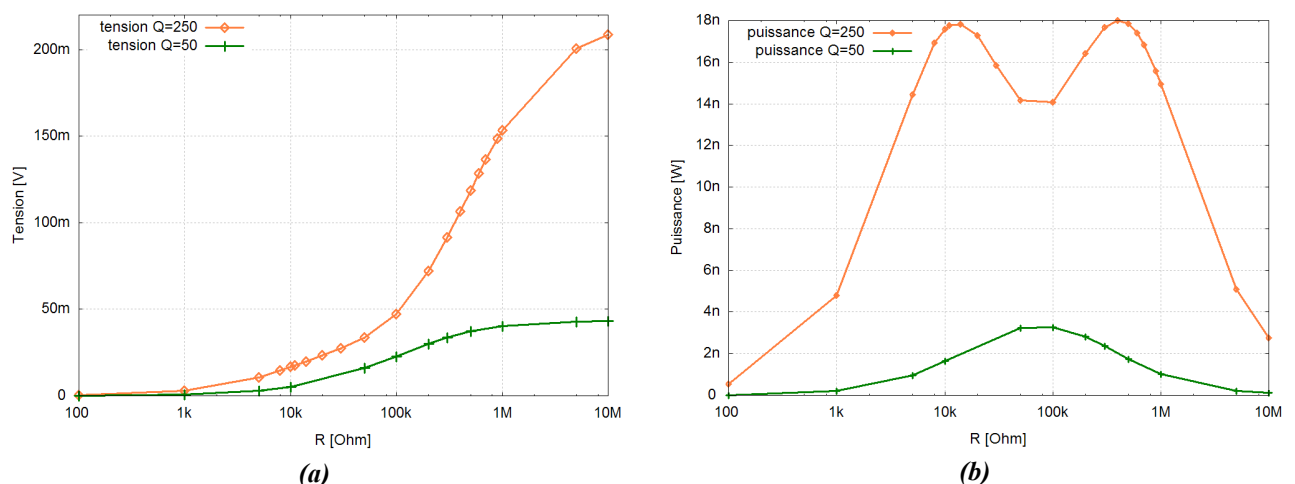


Figure V.14 : Résultats d'une simulation FEM : l'évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive pour une accélération de 0,2g d'amplitude.

Au niveau fréquentiel, la fréquences de résonance est égale à 810Hz et la fréquence d'antirésonance est égale à 819Hz. L'évolution de la fréquence pour laquelle la réponse électrique du système est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive est présenté sur la figure V.15.

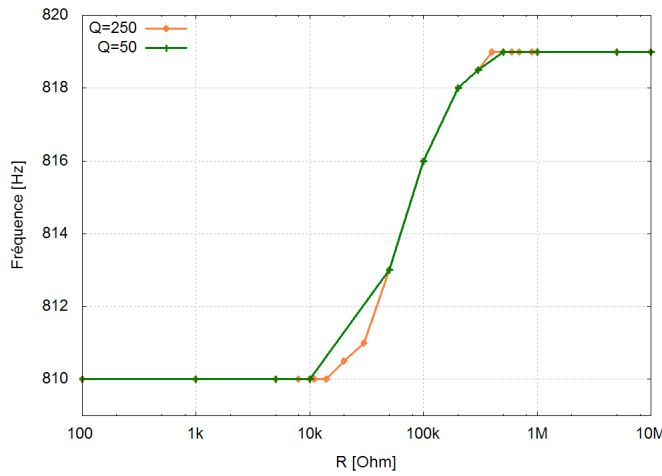


Figure V.15 : Évolution de la fréquence pour laquelle la tension dévient maximale en fonction de la valeur de la charge résistive.

Selon les modélisations FEM, pour un facteur de pertes du système de 0,2% une puissance de 18nW peut être obtenue sur une charge de 11kΩ à la résonance qui vaut 810Hz ou sur une charge de 400kΩ pour la fréquence d'antirésonance située à 819Hz.

V.3.2.3. Électrodes en série

Les dispositifs standard se caractérisent par une capacité très élevée à cause du fort coefficient de permittivité électrique du PZT (de l'ordre de 1800) et la faible épaisseur de la couche piézoélectrique. C'est pour cette raison que la tension générée reste faible malgré un coefficient de couplage piézoélectrique élevé. Nous proposons donc de connecter plusieurs capacités piézoélectriques en série pour augmenter la tension et diminuer la capacité équivalente (figure V.16).

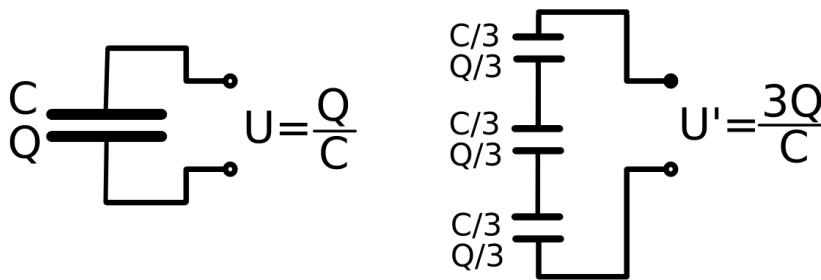


Figure V.16 : Comparaison de la tension générée sur une capacité simple et les capacités partagées connectées en série.

Un tel montage contenant plusieurs dispositifs est aussi possible, mais dans ce cas le problème du déphasage des signaux provenant des différents dispositifs peut survenir. En fait, puisque les dispositifs ne sont jamais identiques, leurs fréquences de résonance ne sont pas identiques non plus. Leur réponse à la même excitation va donc différer en phase. Les tensions générées par ces dispositifs connectés en série vont être inférieures à la somme des tensions de tous les dispositifs. Nous proposons donc de partager les

électrodes sur chaque dispositif pour créer des capacités montées en série avec les phases de signaux générées identiques.

Modélisation analytique

Nous allons comparer la tension générée sur une capacité simple de valeur C et un arrangement constitué de n capacités créées en découpant la capacité simple. En supposant que les petites capacités créées soient identiques, la charge générée va être répartie d'une manière équilibrée sur toutes les capacités. La capacité équivalente de n capacités identiques connectées en série est égale à C/n^2 . La tension de sortie d'un tel système est exprimée par l'équation V.48.

$$U' = \frac{Q}{n} \cdot \frac{n^2}{C} = \frac{n \cdot Q}{C} = nU \quad (\text{V.48})$$

La tension générée par un système monté en série va être n fois supérieure à la tension générée par un système standard. Par contre, il est facile de démontrer que l'énergie générée par ce dispositif va demeurer inchangée (l'équation V.49).

$$E' = \frac{C}{2n^2} \cdot (U')^2 = \frac{C}{n^2} \cdot n^2 \frac{Q^2}{2C^2} = \frac{Q^2}{2C} = E \quad (\text{V.49})$$

Conception

Nous proposons un dispositif contenant trois capacités identiques connectées en série. Les capacités vont être arrangées comme indiqué sur la figure V.17. Cet arrangement permet d'éviter de faire des contacts entre l'électrode inférieure (en platine) et l'électrode supérieure en or, ce qui pourrait poser des problèmes technologiques. La structure va être polarisée en utilisant les mêmes terminaisons que pour la récolte de l'énergie, comme dans le cas simple, mais avec des tensions trois fois plus élevées. Il est très important que toutes les capacités soient identiques pour que la tension de polarisation soit uniformément divisée. La direction de polarisation sera alors alternée entre les capacités – figure V.17.

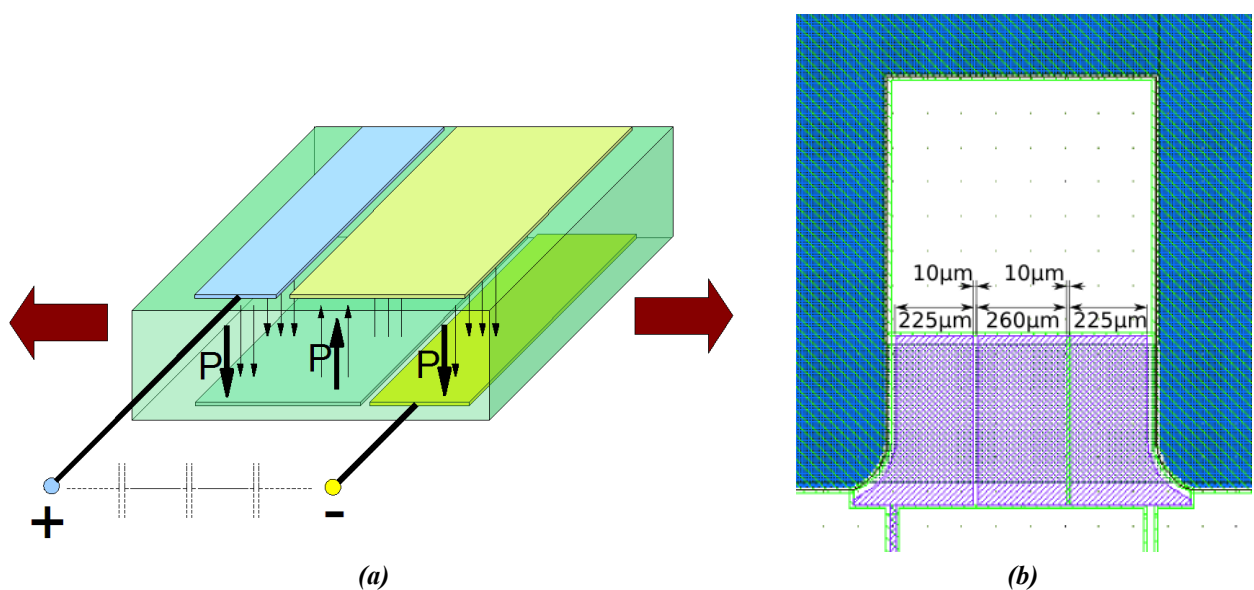


Figure V.17 : Capacités piézoélectriques connectées en série : schéma de principe (a) et layout d'un dispositif (b).

V.3.2.4. Électrodes interdigitées

Les dispositifs classiques souffrent de deux problèmes : une tension de sortie faible provoquée par la capacité du dispositif élevée et l'utilisation du mode 31 se caractérisant par le facteur de couplage plus faible que le mode 33. Il existe une solution qui permet de s'affranchir de ces deux inconvénients. Nous proposons d'utiliser des électrodes interdigitées, comme celles proposés par Jeon et al. [53] - (la figure V.18).

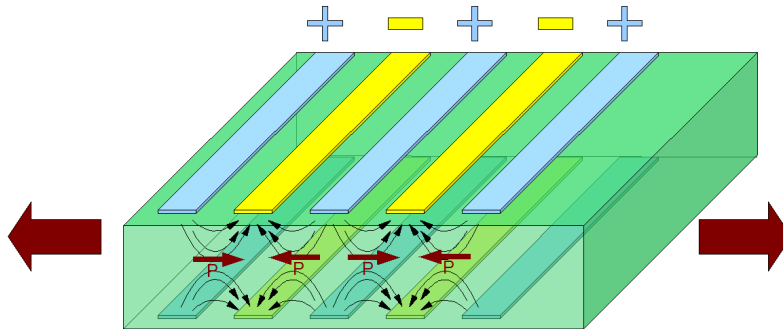


Figure V.18 : Arrangement des électrodes "interdigitées" avec le vecteur de polarisation P et les flèches des contraintes.

La polarisation de la couche piézoélectrique se fait entre les électrodes d'un même côté de la couche, donc elle est faite parallèlement à la surface de la structure. Dans le cas d'une poutre encastree-libre c'est aussi la direction des contraintes induites dans la couche pendant la déformation, donc l'utilisation du mode 33 devient possible. De plus, comme les distances entre les électrodes peuvent être très supérieures à l'épaisseur de la couche, la capacité d'un tel arrangement va être plus faible que la capacité d'un système classique. Néanmoins, puisque la couche est polarisée horizontalement, la surface en dessous des électrodes est inactive et ne génère pas de charges. Comme c'est la relation entre la largeur des pistes inchangée et la distance entre ces pistes qui définit l'efficacité du dispositif on peut imaginer augmenter la distance entre les pistes en gardant la largeur des pistes constante. Cette solution implique que la tension de polarisation de la capacité piézoélectrique augmente proportionnellement à la distance entre les doigts des électrodes¹. Il faut donc minimiser la largeur des pistes pour augmenter l'efficacité de conversion. Il y a donc un compromis à faire entre l'augmentation de la précision de fabrication pour créer des doigts fins, un risque de cassures des pistes, la tension de polarisation acceptable et l'efficacité souhaitée du dispositif.

Pour estimer la valeur de capacité des dispositifs ainsi créés, nous allons faire une simplification, qu'une capacité interdigitée est similaire à une capacité simple avec une valeur de permittivité équivalente. Cela va nous simplifier la tâche de calculer la capacité des dispositifs implémentés, où c'est seulement la valeur de la surface occupée par la capacité qui peut être facilement évaluée. Nous supposons, que le matériau en-dessous des électrodes est totalement inactif. Donc, un élément de la capacité interdigitée, présenté dans la figure V.19, peut être approximé par une capacité de taille équivalente, polarisée en épaisseur, avec une permittivité équivalente du matériau ϵ_{eq} , décrit par l'équation V.50.

$$\epsilon_{eq} = \frac{H_p^2}{d(d+e)} \epsilon_{33} \tag{V.50}$$

¹ La distance entre les doigts des électrodes peut être considéré comme une épaisseur équivalente de la couche piézoélectrique.

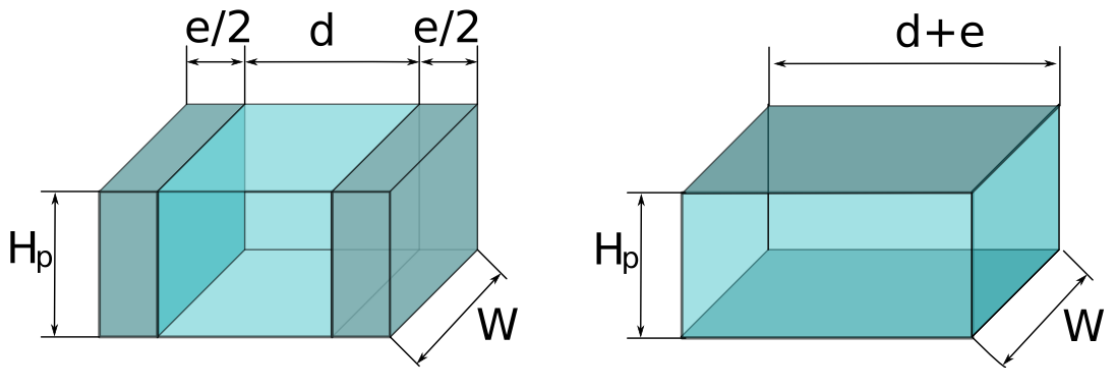


Figure V.19 : Définition de la capacité équivalente utilisée pour calcul de la valeur de la capacité IDT.

De tel façon, la capacité C_{IDT} du dispositif IDT peut être évaluée en sachant quelle est la distance entre les électrodes d , la largeur des électrodes e et la surface occupée A_{IDT} , par l'équation V.51.

$$C_{IDT} = A_{IDT} \frac{\epsilon_{eq}}{H_p} \quad (V.51)$$

Conception des dispositifs

Nous avons fabriqué deux types de structures avec les électrodes interdigitées en se basant sur la même structure géométrique de la poutre. La seule différence se situe au niveau des dimensions des électrodes. Le premier type de structure a les doigts des électrodes d'une large de $4\mu\text{m}$ et la distance entre les électrodes égale à $6\mu\text{m}$. Néanmoins dans le cas où la technique employée s'avère insuffisante pour cette précision, nous avons implémenté aussi des structures avec des motifs minimaux de $10\mu\text{m}$ (largeur des bras et des distances). La figure V.20 présente ces deux solutions avec toutes les dimensions.

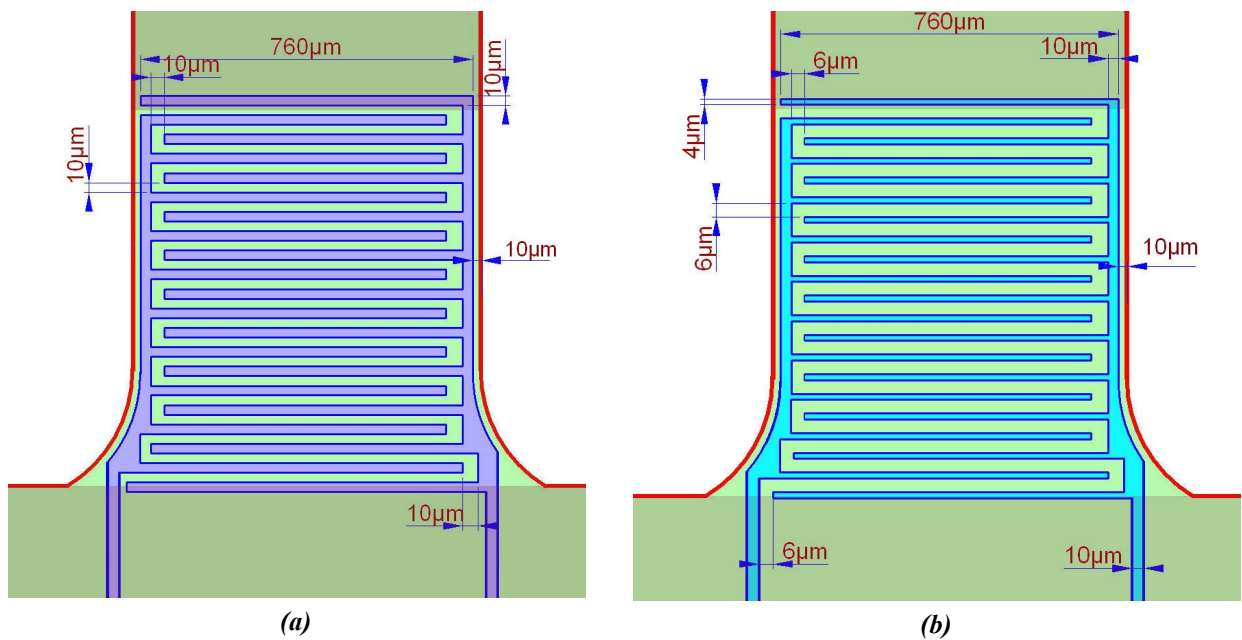


Figure V.20 : Deux propositions d'électrodes interdigitées : la version avec la largeur des pistes égale à la distance entre les pistes de $10\mu\text{m}$ (a) et la version avec la largeur des pistes de $4\mu\text{m}$ et la distance les séparant de $6\mu\text{m}$ (b).

V.3.3. Circuit de polarisation collective

Nous avons déjà mentionné que la couche piézoélectrique en PZT nécessite une étape de polarisation. Pour ce faire, une tension de l'ordre de 150 à 200kV/cm va être appliquée entre les électrodes pendant 10min à une température de 160°C. Il est important aussi de garder la tension de polarisation pendant le refroidissement des dispositifs pour garder le bon alignement des domaines. Le courant de polarisation doit être constamment surveillé pour ne pas détruire les pistes métalliques. Une méthode de polarisation de tous les dispositifs en même temps est préférable, mais plusieurs problèmes peuvent survenir :

- l'interconnexion entre les dispositifs doit être rompue pendant la découpe des plaquettes,
- il existe plusieurs types de dispositifs contenant des structures d'électrodes nécessitant des tensions de polarisation différentes,
- la suite du procédé de fabrication peut dépoleriser les structures les rendant inutilisables,
- des défauts dans les couches peuvent introduire des court-circuits entre les pistes de polarisation rendant le processus impossible.

Pour rendre possible la polarisation « pleine plaque » nous avons conçu un système d'interconnexion qui sont détruites pendant la découpe des structures. Deux circuits séparés sont mis en place : un pour polariser les dispositifs simples à environ 40V (pour 2 μ m de PZT) et l'autre pour polariser les dispositifs interdigités et avec des capacités mises en série (à environ 100V correspondant à 6 μ m de PZT). L'idée du système est présentée à la figure V.21. Les quatre plots appartiennent à une structure IDT et les deux plots d'en bas appartiennent à une structure « série », donc nécessitant une tension de polarisation élevée. Dans tous les cas, nous avons arrangé les dispositifs de telle façon que les plots des structures nécessitant la même tension de polarisation soient toujours à côté. Puisque chaque élévation de température peut détruire l'arrangement des dipôles, les deux tensions de polarisation doivent être appliquées en même temps. De plus les dispositifs peuvent être polarisés séparément en utilisant leurs plots de contact dans le cas où la polarisation collective s'avère insuffisante.

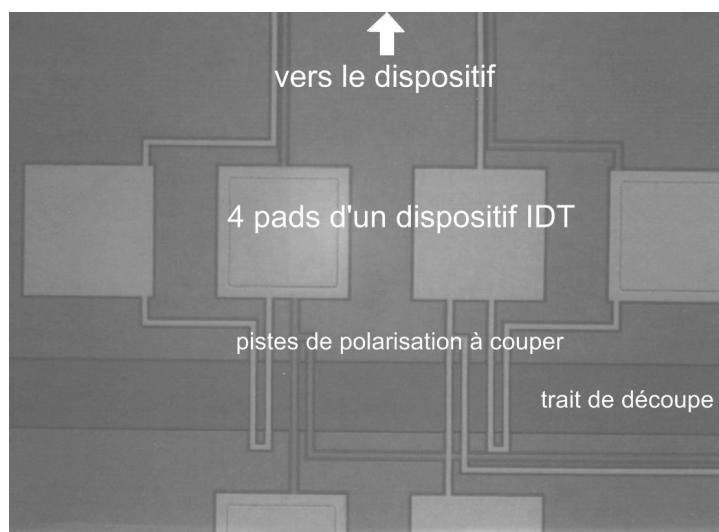


Figure V.21 : Photo MEB des pistes de polarisation collective des structures sur le bord d'une puce.

V.3.4. Fabrication

Toutes les structures présentées ont été implémentées sur une cellule de base, carrée de 10mm de côté. La disposition des motifs est présentée sur la figure V.22.

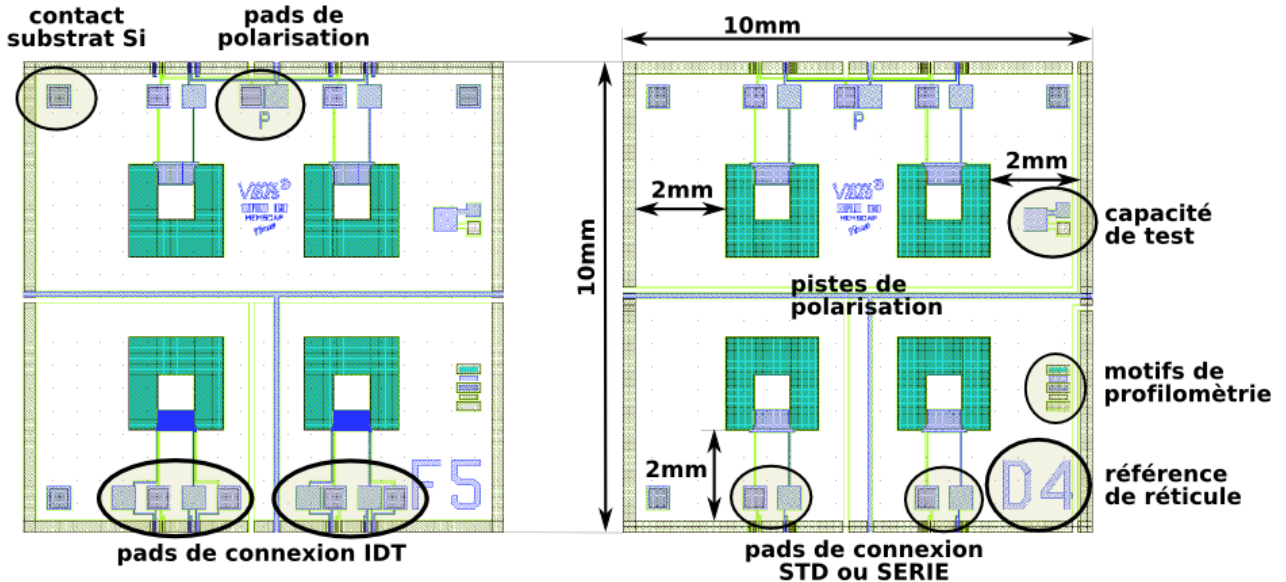


Figure V.22 : Cellules de base utilisées pour accueillir les structures conçues, avec deux et quatre pads par structure selon son type.

Chaque puce contient quatre structures, placées dans des cavités carrées de 2mm de côté. Nous avons assuré une distance minimale de 2mm entre chaque cavité et le bord de la puce, pour augmenter la robustesse et pour éviter des problèmes pendant la découpe des plaquettes. Dans le cas des structures de type IDT, il y a quatre pads par structure, puisque il y a quatre électrodes séparées : deux au-dessous de la couche piézoélectrique et deux sur cette couche. Nous avons aussi analysé la possibilité de faire la connexion entre les électrodes d'en bas et d'en haut de la couche piézoélectrique sur la puce, mais au niveau technologique un bon contact entre l'électrode inférieure et supérieure ne peut pas être assuré. Dans le cas des structures standards et avec trois électrodes en série il y a deux pads par structure. Contrairement à la technologie AlN, ici les pads ne constituent pas des capacités parasites, donc il n'est pas nécessaire de minimiser leur taille. A part les structures de microgénérateurs, chaque puce contient une capacité de test carrée de $0,25\text{mm}^2$ et des motifs de profilométrie. Les éléments du système de polarisation « pleine plaque » sont visibles sur chaque puce ainsi que les pads de polarisation qui pourraient être utilisés en cas où la connexion entre les pads principaux de polarisation collective soit rompue. Finalement, nous avons prévu quatre contacts de la couche supérieure de silicium sur chaque puce.

Les dispositifs ont été fabriqués sur des plaquettes SOI de 4 puces. Malheureusement, nous avons été obligés de lancer la fabrication très tôt pour prévoir de la marge pour des délais liés avec des problèmes technologiques. Cela ne nous a pas permis de bien choisir les valeurs optimales des plaquettes. De plus, étant donné que les délais de livraison des plaquettes SOI non standard dépassent souvent quelques mois, nous avons utilisé les plaquettes disponibles dont l'épaisseur de la couche supérieure de silicium était égale à $5\mu\text{m}$.

Dans la suite de ce paragraphe nous allons présenter les résultats de fabrication de nos structures.

V.3.4.1. Traitement face avant

Le traitement de la face avant a été effectué sans problèmes, avec une très bonne définition des électrodes. L'électrode inférieure a été gravée en utilisant la gravure sèche, ce qui garanti une bonne précision. Par contre l'électrode supérieure a été défini en utilisant la technique « lift off », mais malgré cela une très bonne précision a été obtenue. La figure V.23 présente les électrodes interdigitées de 4µm de largeur sur la poutre et les détails des doigts.

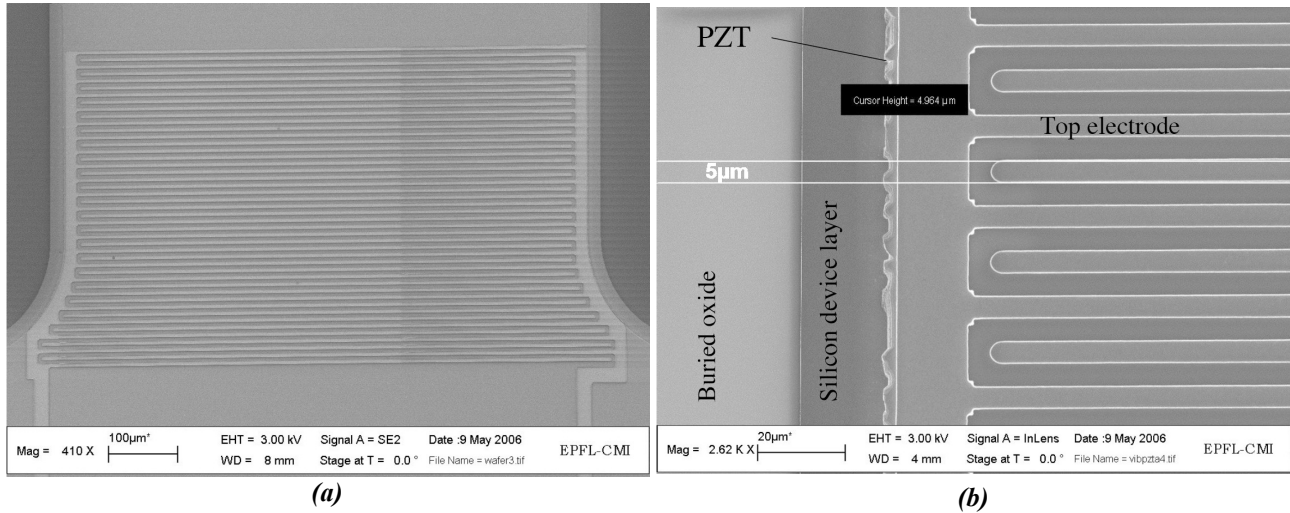


Figure V.23 : Photo MEB de l'électrode supérieure IDT sur la poutre (a) et les détails du motif (b).

La figure V.24 présente la gravure profonde de la couche de silicium sur la face avant de la plaquette.

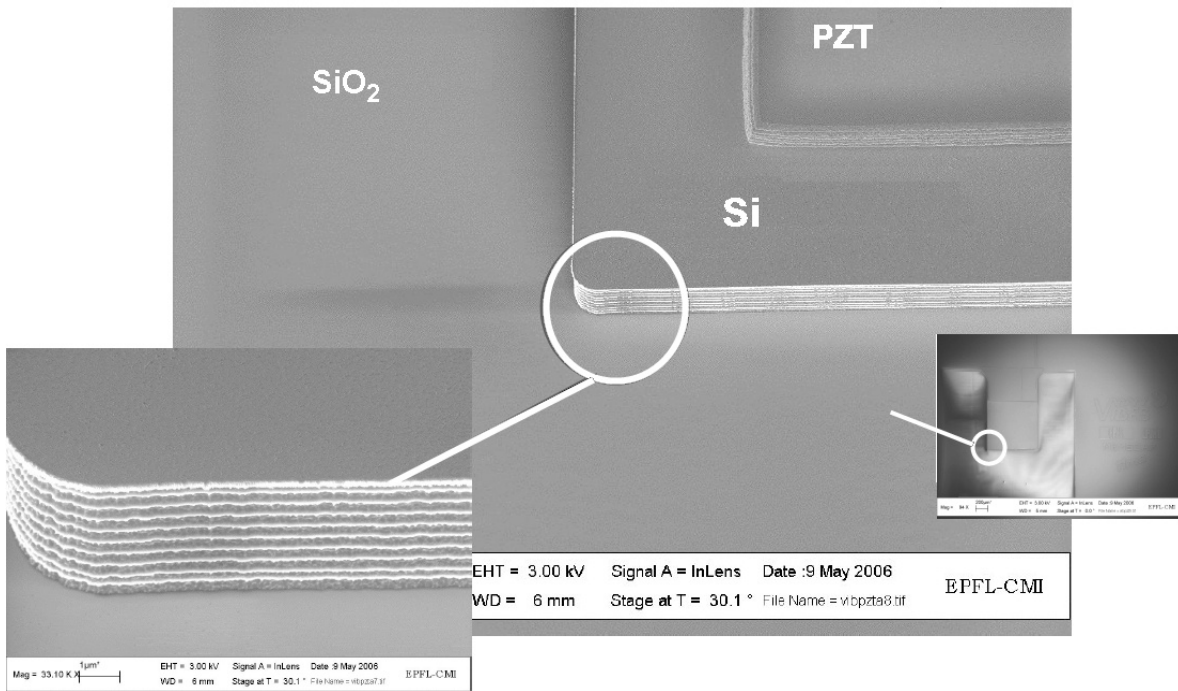


Figure V.24 : Photo de la face avant de la plaquette PZT après la gravure profonde de la couche supérieure de silicium sur le coin de la poutre (photo prise à l'EPFL).

V.3.4.2. Traitement face arrière

La dernière étape de fabrication consiste en une gravure profonde face arrière du silicium. La technique DRIE a été utilisée pour définir des ouvertures à travers toute l'épaisseur de la plaquette. La couche d'oxyde enterrée servait à arrêter la gravure. Malheureusement, la gravure n'était pas uniforme au niveau de la plaquette et certaines régions ont été gravées plus rapidement que d'autres. C'est pour cela que certaines structures ont été entièrement libérées, tandis que pour d'autres la couche de silicium n'a pas été entièrement enlevée. La figure V.25 présente les photos MEB d'une structure après la gravure face arrière avec les détails de la masse sismique pour évaluer la qualité de la gravure DRIE.

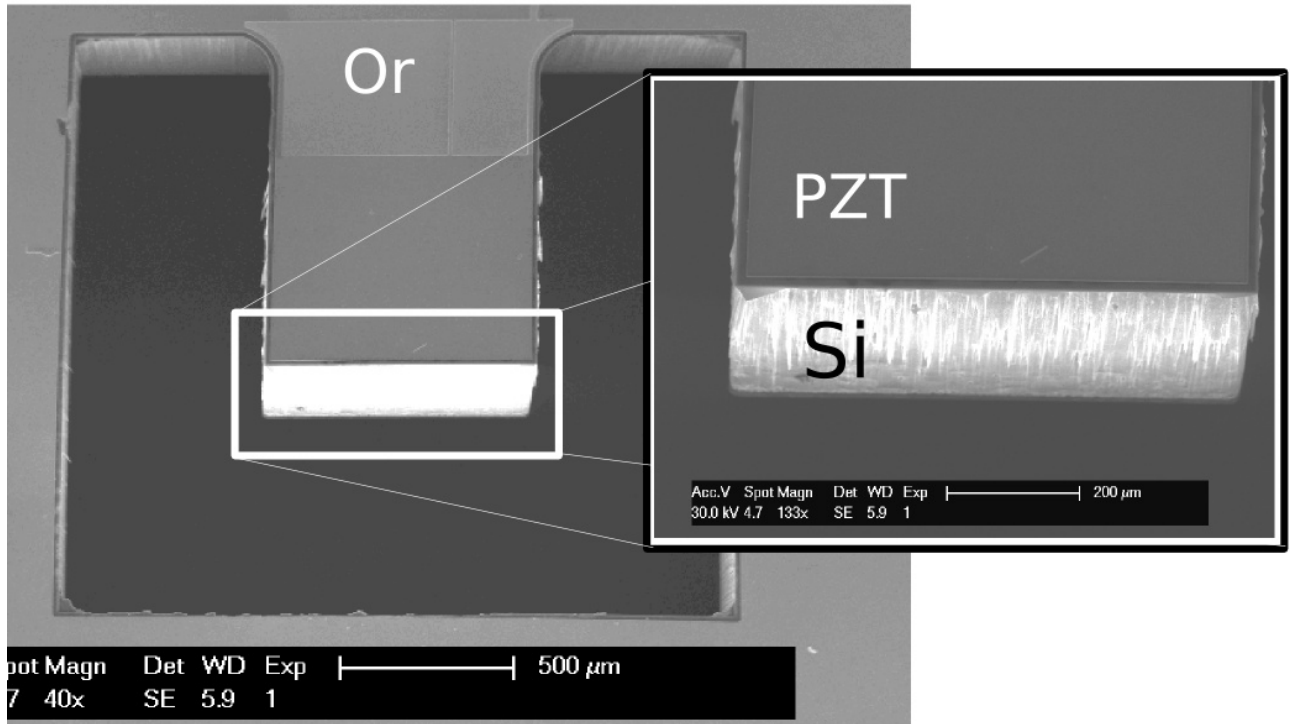


Figure V.25 : Photo MEB des dispositifs après la gravure face arrière avec un agrandissement de la masse sismique pour évaluer la qualité de gravure DRIE.

On peut constater une légère sous-gravure de la masse sismique ce qui va augmenter la fréquence de résonance de la structure. Puisque la couche d'oxyde a été déchirée, le dépôt de résine en face avant est devenu impossible. C'est pour cela que les débris d'oxyde qui restaient accroché sur les structures devaient être enlevés mécaniquement.

V.3.4.3. Analyse des couches

Nous avons analysé les épaisseurs des couches en utilisant les motifs de profilométrie placés sur chacune des structures. La figure V.26a présente l'arrangement théorique des couches et la figure V.26b présente les résultats des mesures effectuées en utilisant un interféromètre optique Fogale Zoom Surf 3D. La courbe sur la figure V.26b témoigne de l'épaisseur de la couche supérieure de silicium d'environ $5\mu\text{m}$ (plus l'épaisseur de l'électrode inférieure de 300nm). L'épaisseur de la couche piézoélectrique mesurée est de $2,20\mu\text{m}$. L'épaisseur du métal de l'électrode supérieure est de $0,39\mu\text{m}$, s'il est déposé sur du PZT et de $0,35\mu\text{m}$ s'il est déposé sur l'électrode inférieure. Toutes ces mesures sont en bon accord avec les valeurs théoriques.

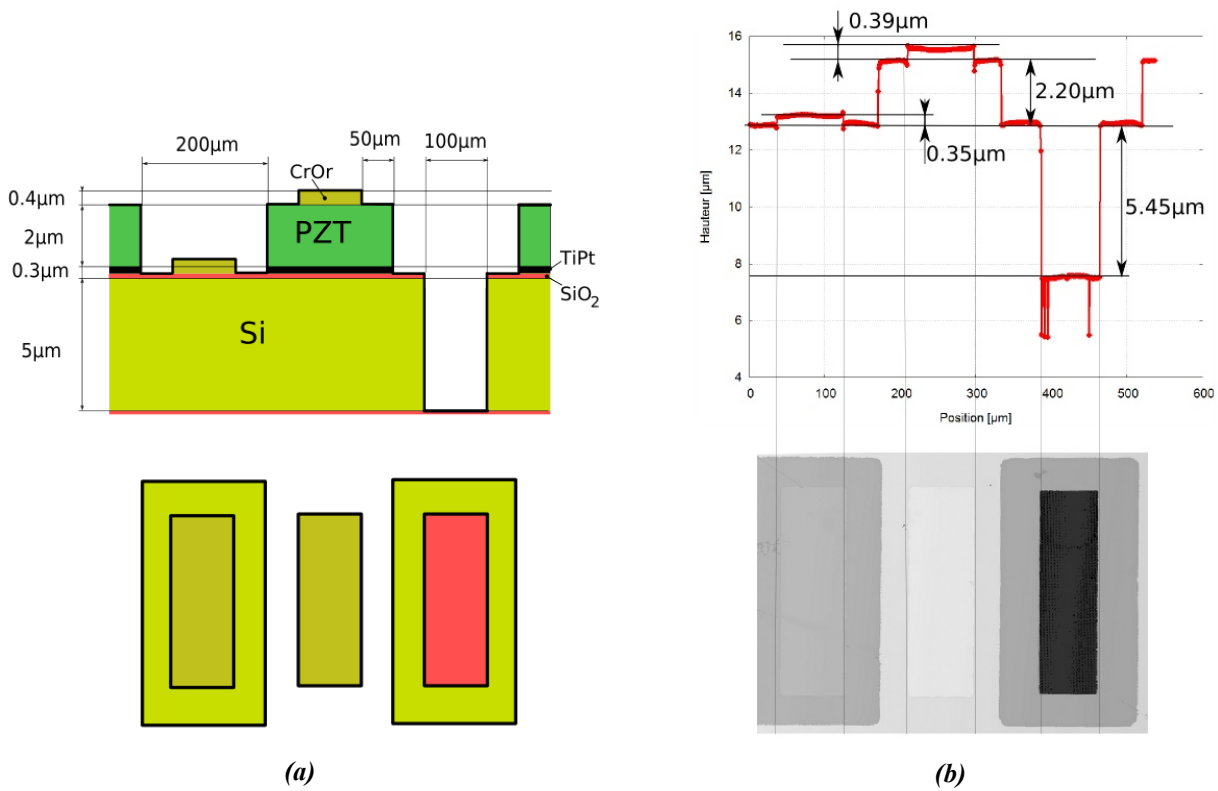


Figure V.26 : Résultats d'analyse profilométrique des dispositifs PZT : paramètres théoriques (a) et mesurés (b).

Capacités des dispositifs

Nous avons aussi mesuré les capacités statiques de tous les dispositifs ainsi que les valeurs des capacités de test. Les valeurs de toutes les capacités mesurées sont présentées dans le tableau V.3 et comparés avec les valeurs attendus en prenant en compte les épaisseurs de couches idéales . La capacité de test vaut environ 1039pF. En prenant en compte les dimensions (0.25mm²) nous pouvons en déduire le coefficient de permittivité électrique du matériau, égal à 1073 contre 1160 attendu.

La capacité mesurée d'une structure standard est d'environ 1500pF. La capacité calculée à partir du modèle FEM, en prenant en compte l'épaisseur de la couche piézoélectrique de 2,20µm est égale à 1751pF. Nous avons aussi évalué les capacités des autres structures, notamment les structures interdigitées en utilisant le modèle simplifié du paragraphe V.3.2.4. Dans tous les cas la capacité modélisée supérieure à la valeur mesurée, sauf pour le dispositif IDT10. Cela provient probablement du coefficient de permittivité électrique du matériau qui est plus faible que prévu.

Dispositif	Valeur de la capacité mesurée [pF]	Valeur modélisée [pF]
Capacité de test	1080	1284
Standard	1500	1751
Série	120	190
IDT6µm	150	175
IDT10µm	80	42

Tableau V.3 : Valeurs des capacités des dispositifs utilisant une couche mince de PZT.

V.3.5. Résultats expérimentaux

Nous avons testé les quatre types de dispositifs, notamment les structures avec les électrodes standard, les électrodes partagées et mises en série et finalement les deux types d'électrodes IDT. Le banc de mesure utilisé est le même que celui déjà présenté dans le chapitre IV pour les tests du premier lot de dispositifs. Pour chaque mesure un balayage en fréquence a été effectué à partir duquel les valeurs intéressantes ont été extraites. D'une manière identique que dans les expérimentations antérieures, le système d'excitation a toujours été contre-réactionné pour garantir une excitation d'amplitude constante pendant toute la mesure. La figure V.27 présente la photo du banc de mesure avec un dispositif monté sur le pot vibrant. Nous présentons d'abord une étude de représentants de chaque type et ensuite nous établissons une comparaison.

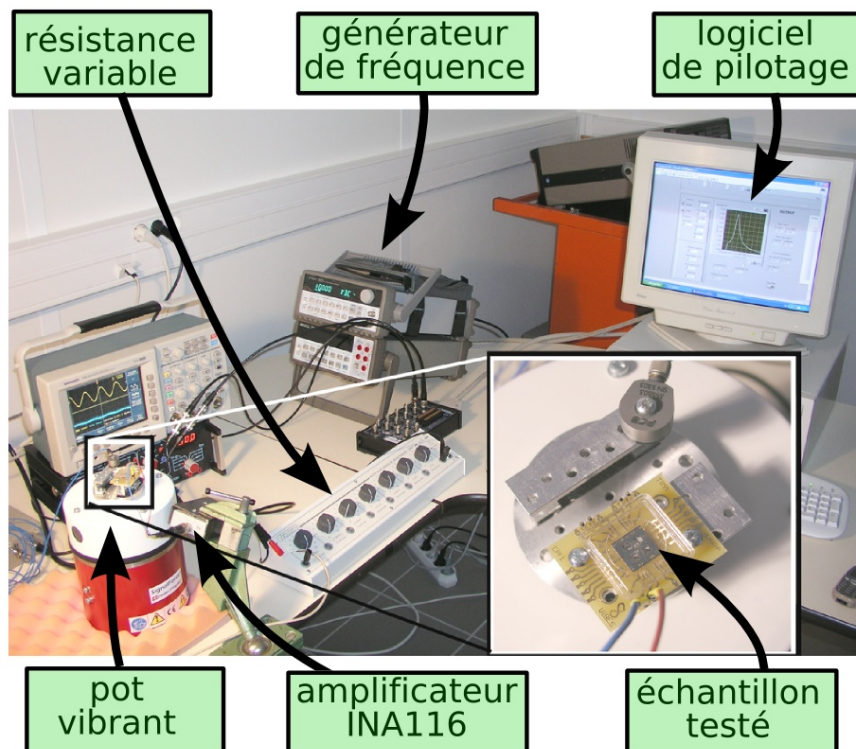


Figure V.27 : Banc de mesure utilisé pour caractériser les dispositifs.

V.3.5.1. Structures classiques

Nous avons testé la troisième structure de la puce PR2_3. C'est un dispositif standard, dont la fréquence mesurée de résonance est égale à 885Hz. Tout d'abord nous avons évalué cette structure avec différentes charges résistives dans le domaine fréquentiel. La figure V.28 présente la tension et la puissance pour différentes valeurs de la charge résistive. Les deux pics de résonance et d'antirésonance sont bien visibles dans le cas de la puissance, tandis que pour la tension les valeurs sont beaucoup moins élevées pour le pic de résonance et donc il est moins visible. Tout cela est en accord avec la modélisation présentée dans le paragraphe V.2.

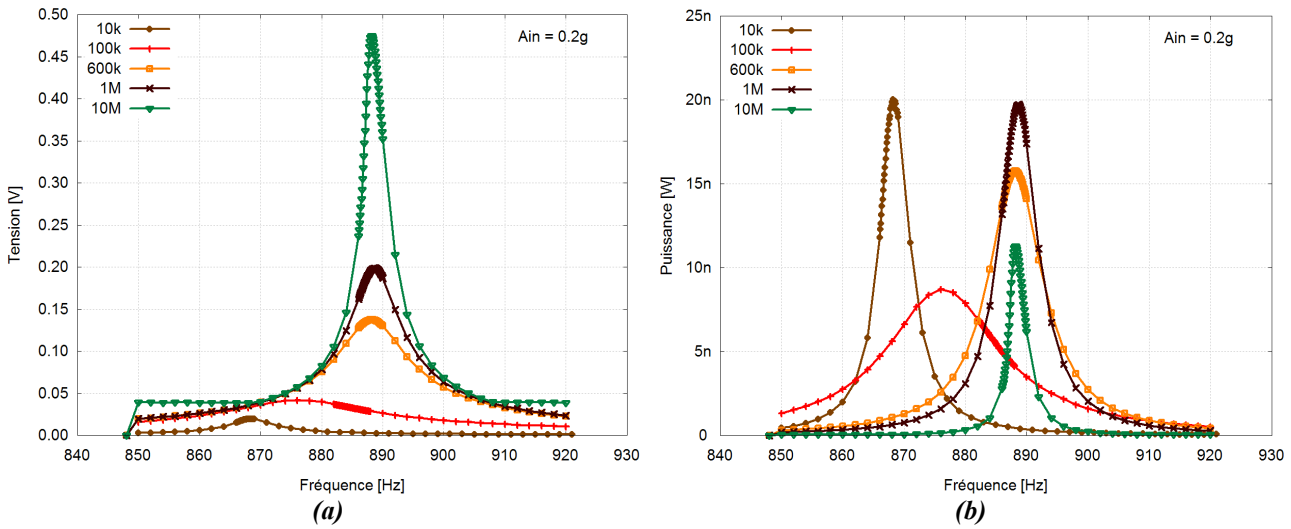


Figure V.28 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) générées par une structure en fonction de la fréquence pour différents charges résistives pour l'excitation de 0,2g d'amplitude.

Nous avons ensuite fait des balayages en fréquence pour des valeurs de la charge résistive entre 1kΩ et 10MΩ pour trouver la valeur optimale de la résistance de charge. La figure V.29 présente l'évolution de la tension et de la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive en échelle logarithmique. La tension augmente non-linéairement avec la charge tandis que l'évolution de la puissance présente, comme prévu, deux maximums. Le premier apparaît pour la charge de 10kΩ et correspond à la résonance et l'autre apparaît pour la charge de 2MΩ et correspond à l'antirésonance. Les valeurs de puissance sont comparables. Ces deux résultats sont en très bon accord avec la modélisation FEM. En fait la valeur plus faible de puissance en résonance peut provenir du fait que la tension en résonance est très faible et donc le bruit rend difficile la détection précise de son niveau.

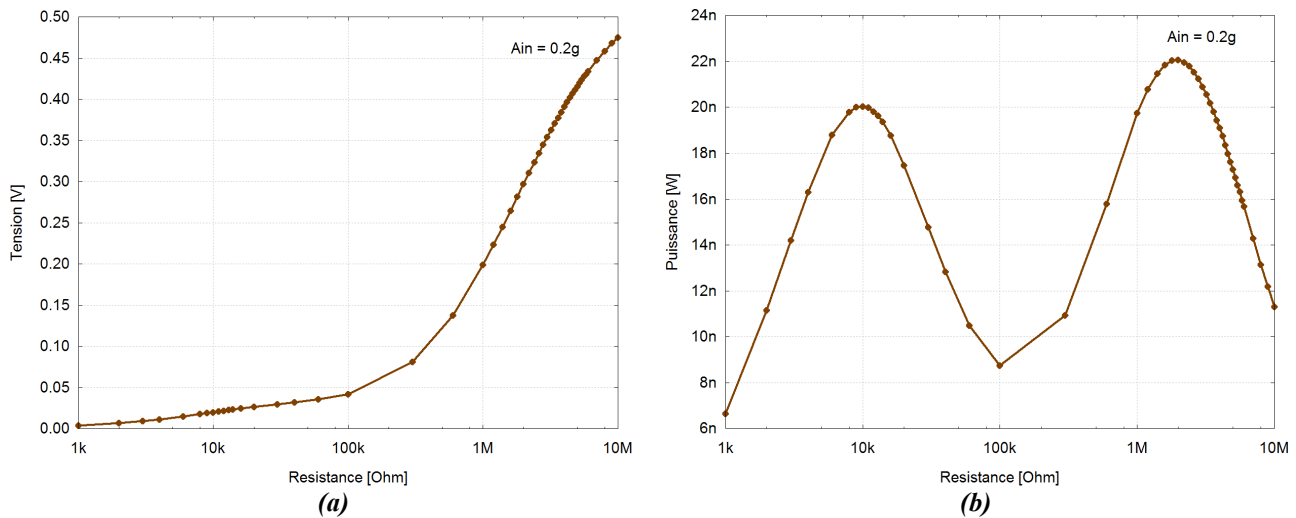


Figure V.29 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) maximales en fonction de la valeur de la charge résistive pour une excitation d'amplitude 0,2g.

Ensuite nous avons exploré le comportement de la structure pour différents niveaux d'excitation. La figure V.30 présente les résultats du balayage en fréquence respectivement pour la résonance (10kΩ) et pour

l'antirésonance ($2M\Omega$) pour différents sens de balayage. Nous pouvons remarquer grâce à cette figure V.30 que la structure est non linéaire et que la fréquence pour laquelle la puissance devient maximale diminue avec l'accroissement de l'accélération d'excitation. Ce comportement est inverse de celui observé sur des dispositifs AIN présentés dans le chapitre IV où la fréquence de résonance augmente avec le niveau de l'accélération d'excitation.

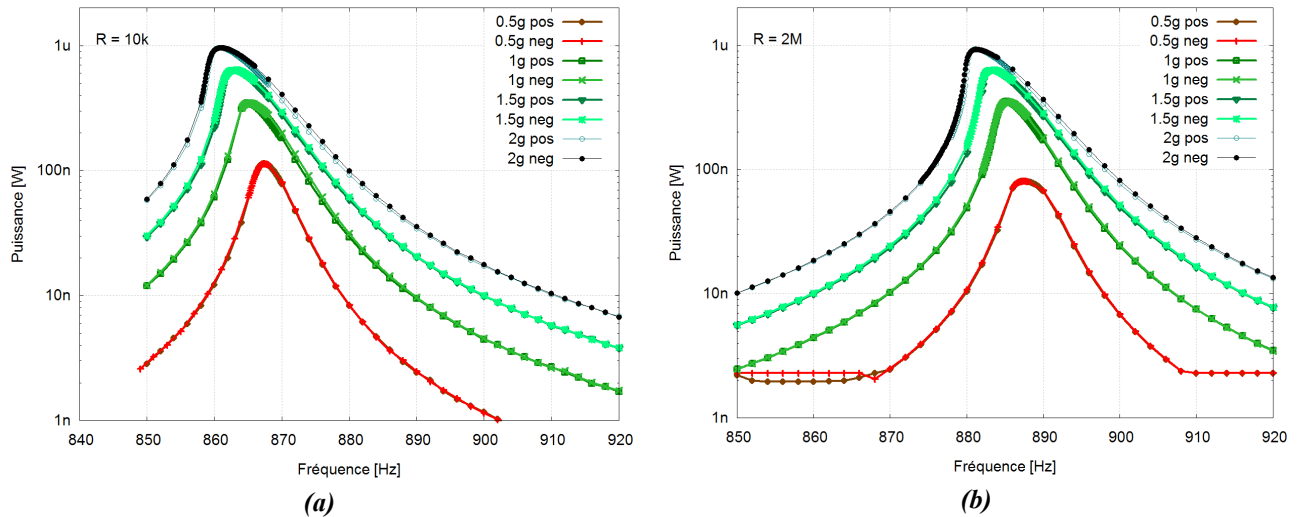


Figure V.30 : Valeurs expérimentales de la puissance pour la charge de $10k\Omega$ correspondant à la résonance (a) et pour la charge de $2M\Omega$ correspondant à l'antirésonance (b).

La figure V.31 présente l'évolution de la tension et de la puissance en fonction de l'amplitude d'accélération respectivement pour la résonance et l'antirésonance. Une puissance proche de $1\mu W$ peut être obtenue pour des excitations de 2g aussi bien en résonance qu'en antirésonance. Par contre l'intérêt de travailler en antirésonance porte sur la grande valeur de l'amplitude de tension générée sur la charge optimale, notamment presque 2V contre seulement 140mV en résonance pour la même excitation.

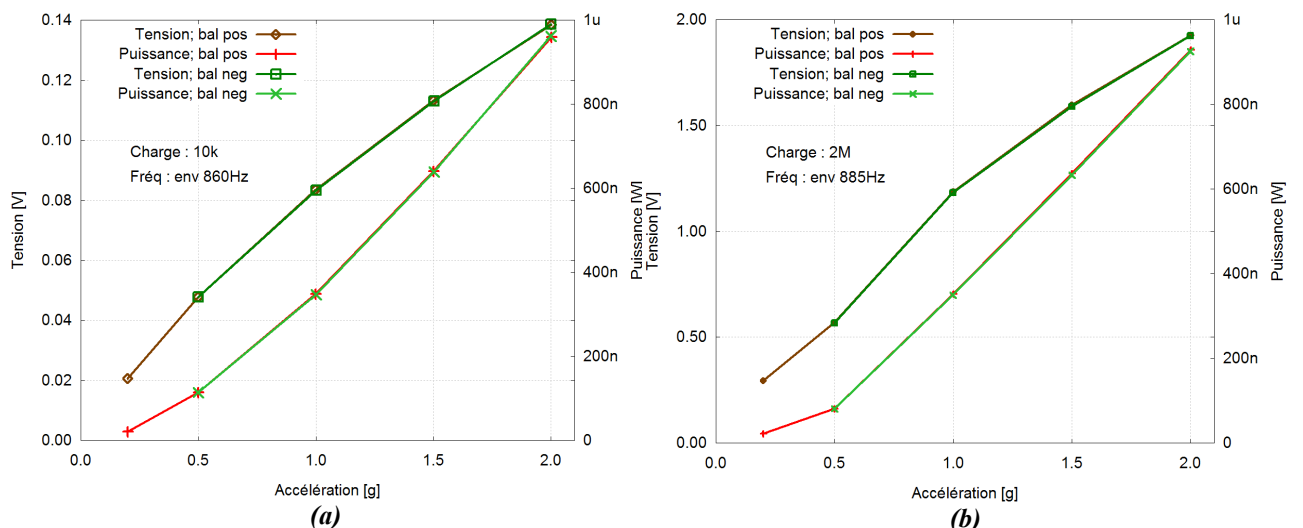


Figure V.31 : Évolution de la tension et de la puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération pour la résonance (a) et l'antirésonance (b).

Finalement la figure V.32 présente l'évolution de la fréquence pour laquelle la puissance dissipée est maximale en fonction de la valeur de la charge et le niveau de l'accélération d'excitation. En faisant varier la

charge résistive, nous changeons le fonctionnement de la structure entre la résonance (environ 868Hz) et l'antirésonance (environ 888Hz). Dans le cas de l'amplitude de l'accélération, la fréquence de résonance varie entre 868Hz pour l'accélération de 0,2g et 861Hz pour 2g. Dans le cas de l'antirésonance la fréquence varie entre 888Hz pour 0,2g et 882Hz pour 2g. Dans le deux cas la variation est linéaire et décroissante.

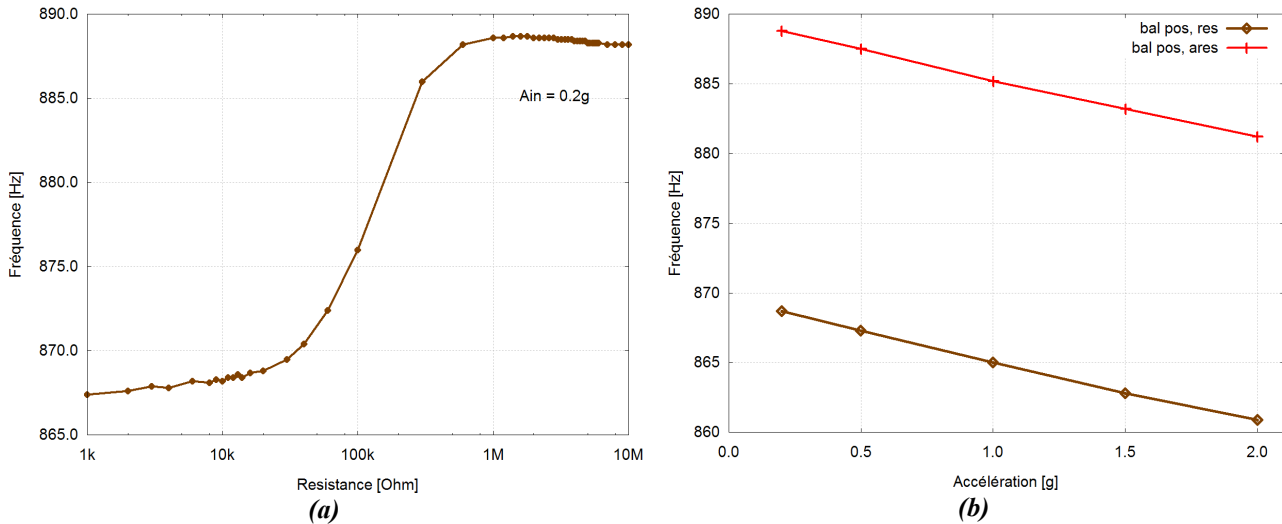


Figure V.32 : Évolution de la valeur de fréquence pour laquelle la tension générée est maximale en fonction de la résistance de charge (a) et l'amplitude d'accélération d'excitation (b).

V.3.5.2. Structures avec les électrodes en série

Nous présentons ici les résultats de test d'un dispositif de type « série ». Nous avons exploré le comportement de la structure de la même façon que dans le cas de la structure standard. La figure V.33 montre la tension (a) et la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive. Puisque la capacité de ce dispositif est inférieure à celle du dispositif « standard » (120pF contre 1500pF – tableau V.3), les valeurs optimales sont plus élevées, notamment de 130kΩ pour la résonance et de 3MΩ pour l'antirésonance.

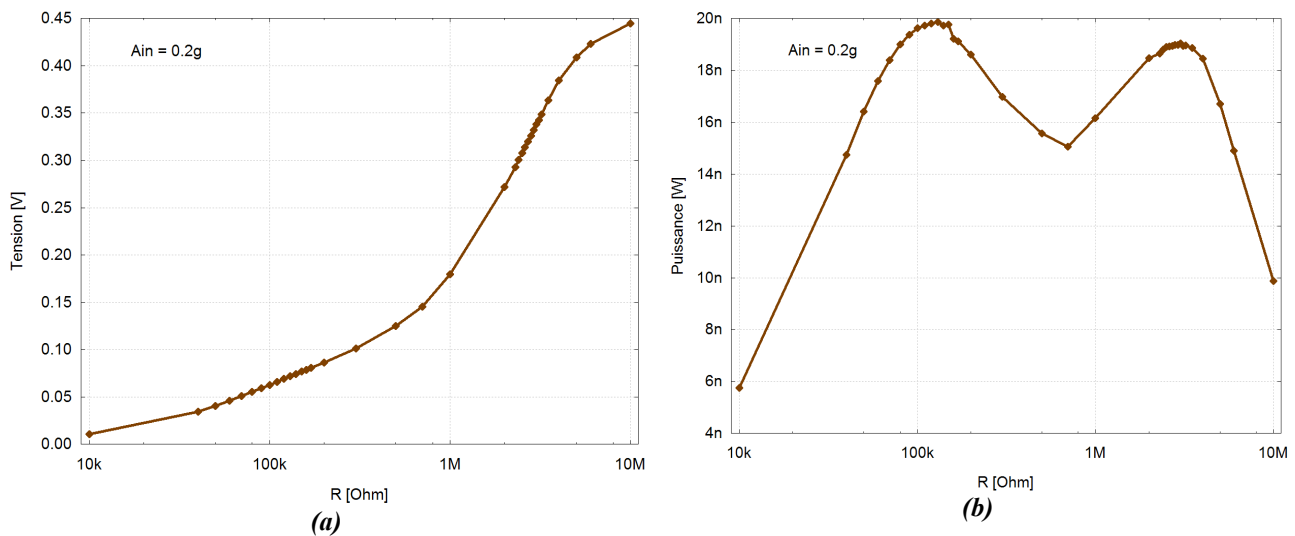


Figure V.33 : Tension et la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive.

Ensuite nous avons excité cette structure avec différents niveaux d'accélération autour de la résonance et de l'antirésonance. La figure V.34 présente les résultats, pour les deux sens de balayage en fréquence.

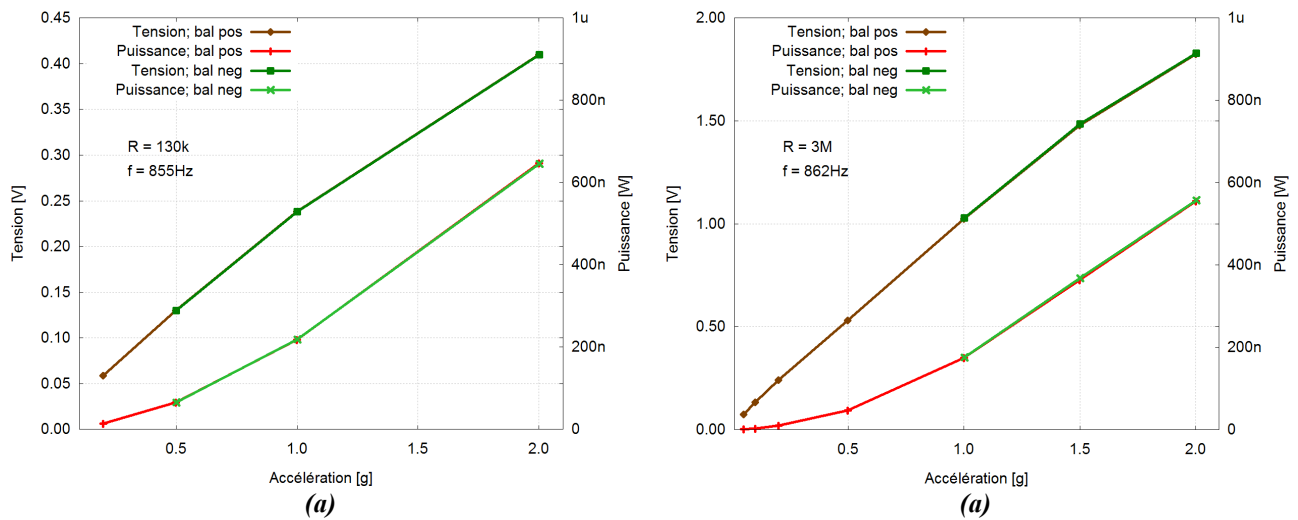


Figure V.34 : Tension et puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération pour la résonance (a) et pour l'antirésonance (b).

Malheureusement, aucun gain au niveau de la tension de sortie n'a été constaté. Le comportement est très similaire au dispositif classique. Ce sont uniquement les valeurs optimales de charge qui augmentent dans le cas de la structure avec trois capacités mises en série.

V.3.5.1. Structures avec les électrodes interdigitées

Nous avons fabriqué deux types des dispositifs avec des électrodes interdigitées. Nous présentons ici les résultats de tests des dispositifs de chaque type.

IDT 6/4

Un dispositif avec les doigts de $4\mu m$ espacés de $6\mu m$ a été testé. Nous avons connecté ensemble les électrodes inférieures et supérieures de la même polarité à l'extérieur de la puce. Nous avons fait les mêmes tests que dans le cas des structures standard. La figure V.35 montre la tension (a) et la puissance (b) maximales en fonction de la valeur de la charge résistive. Contrairement au cas de la poutre de type « standard », ici nous remarquons que les deux pics sont très peu espacés. Les deux valeurs optimales de $350k\Omega$ et de $1M\Omega$ délimitent les valeurs de résistance pour lesquels la puissance est maximale.

La variation de la tension et de la puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération d'excitation est présentée sur la figure V.36a pour le cas de la résonance et dans la figure V.36b dans le cas de l'antirésonance. Une puissance de $1,4\mu W$ peut être récoltée à partir des vibrations de $2g$ d'amplitude sur une charge optimale purement résistive. De plus les tensions générées sont très élevées, allant jusqu'à $1,7V$ d'amplitude.

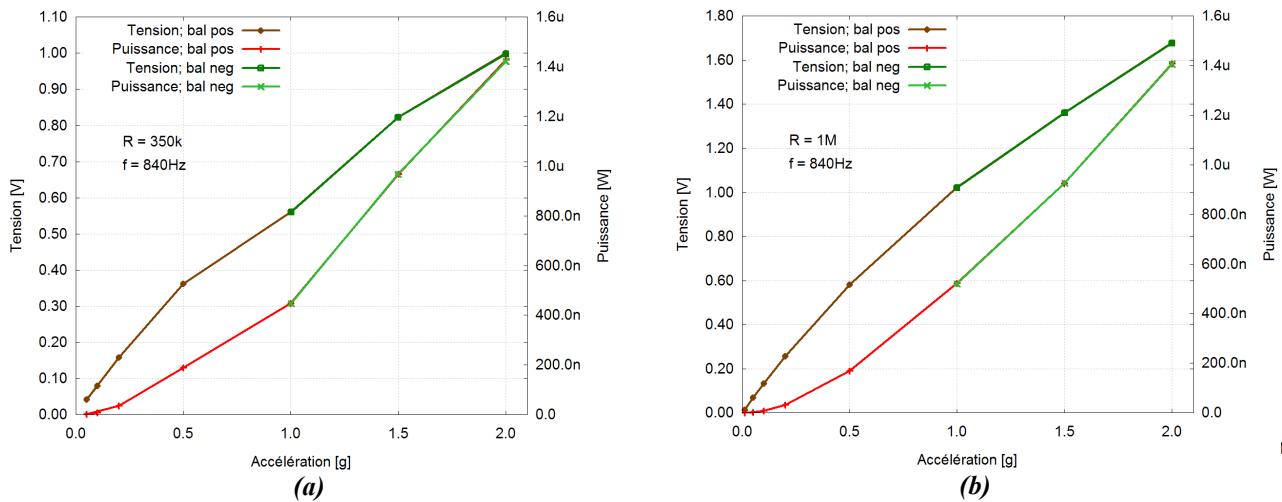


Figure V.36 : Tension et la puissance en fonction de l'amplitude d'accélération d'excitation

Finalement la figure V.37 montre l'évolution de la valeur de la fréquence pour laquelle la puissance dissipée est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive. Le rapprochement des deux pics, aussi bien au niveau fréquentiel visible sur la figure V.37, qu'au niveau de la valeur optimale de charge (figure V.35b) suggère que le couplage est plus faible dans cette structure que dans la structure standard. Ce fait est étonnant étant donné que nous avons conçu cette structure pour augmenter le couplage en utilisant le mode 33. Cela peut être expliqué en se référant aux résultats de modélisation 1D présentés dans le paragraphe III.2.2.5. En fait, ce n'est pas seulement le couplage, mais aussi le niveau des pertes qui définit la valeur critique de couplage pour lequel les deux pics apparaissent. Le plus faible facteur de qualité de cette structure peut être expliqué par le fait que pendant la polarisation des tensions très élevées ont été appliquées ce qui pourrait abîmer sa structure.

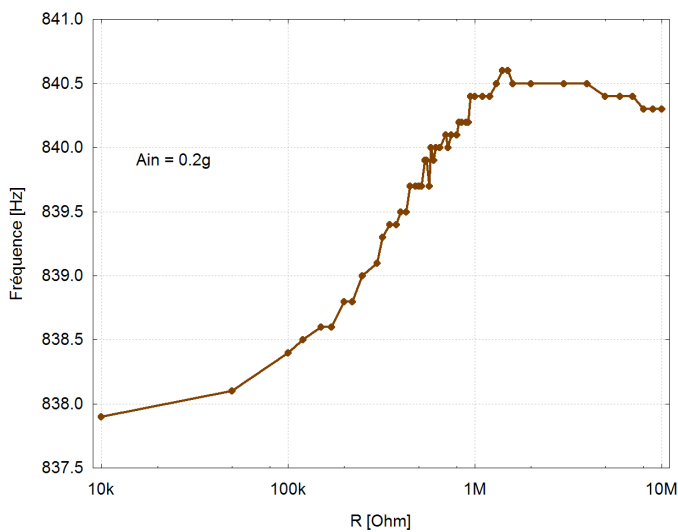


Figure V.37 : Évolution de la fréquence pour laquelle la puissance dissipé est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive.

IDT10/10

Cette puce a été conçue dans le cas où la précision des étapes de fabrication s'avérait insuffisante pour la puce avec les électrodes de $4\mu\text{m}$ de largeur. Puisque la largeur des électrodes est identique à l'espacement entre les doigts, 50% de la surface de la poutre est inactive. A cause des distances plus grandes entre les électrodes, la capacité d'un tel dispositif est inférieure à celle du dispositif IDT 6/4. La fréquence de résonance de ce dispositif a été déterminée à 846Hz . La figure V.38 montre la dépendance de la valeur de la tension et de la puissance sur la valeur de la charge résistive. Pour une accélération de $0,2\text{g}$, une amplitude maximale de la tension de 383mV peut être obtenue sur une charge de $10\text{M}\Omega$ et une puissance maximale de $25,6\text{nW}$ sur une charge optimale de $700\text{k}\Omega$.

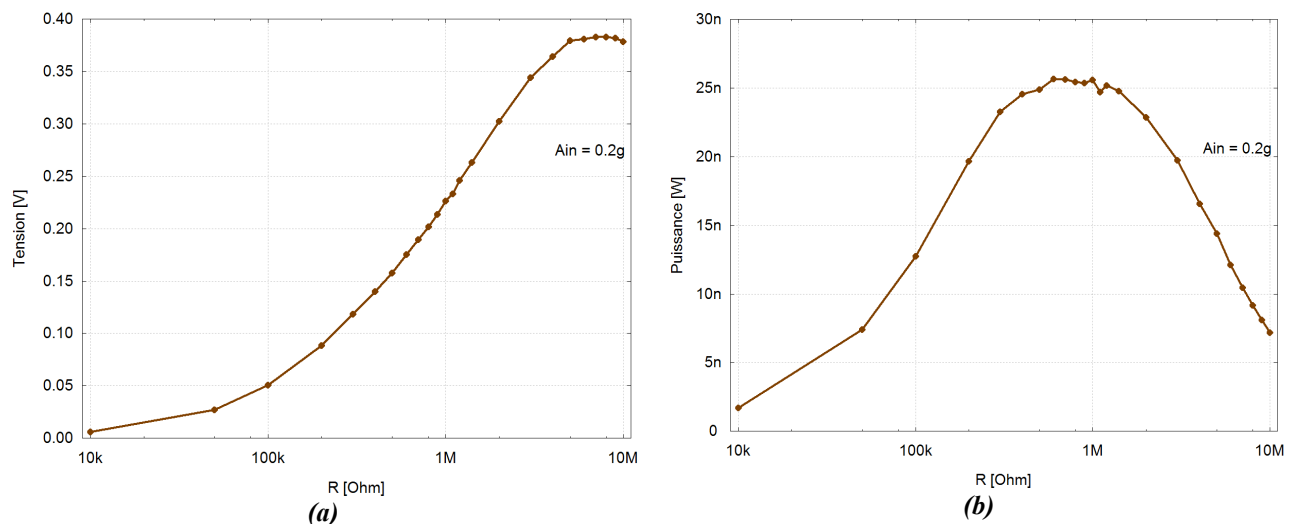


Figure V.38 : Évolution de la tension (a) et de la puissance (b) en fonction de la valeur de la charge résistive.

Pour explorer la réponse de la structure pour des excitations plus élevées, nous avons variée l'amplitude de l'accélération. Les résultats sont montrés sur la figure V.39. A 2g d'amplitude, la tension générée sur une charge optimale de $700\text{k}\Omega$ est de $1,135\text{V}$ ce qui se traduit par une puissance maximale de $0,92\mu\text{W}$.

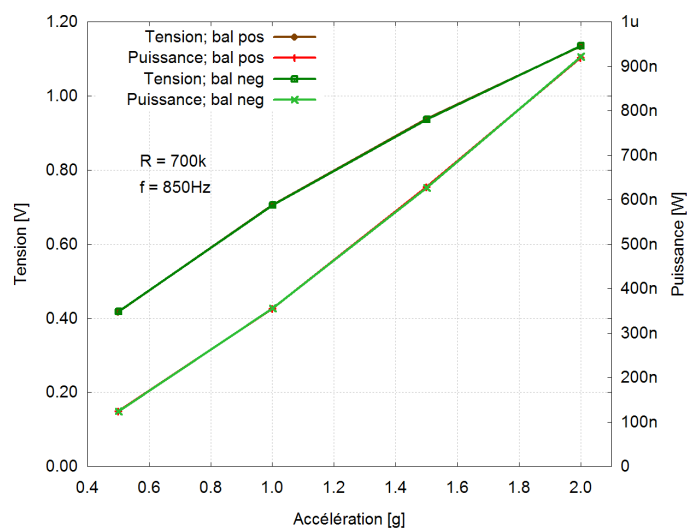


Figure V.39 : Tension de la puissance en fonction de l'amplitude de l'accélération d'excitation

Dans le cas de cette structure, les puissances générés sont moins importantes que pour la structure IDT 6/4, ce qui était prévisible. De plus l'existence d'un pic de résonance unique témoigne d'un couplage plus faible, ou des pertes plus élevées dans ce type de générateur.

V.3.5.2. Dispersion des fréquences de résonance

Nous avons mesuré les fréquences de résonance et la tension générée sur une charge résistive de $5M\Omega$ pour les dispositifs utilisant une couche mince de PZT, provenant de la même plaquette. La figure V.40 présente la tension générée en fonction de la valeur de la fréquence de résonance des dispositifs. Les types des dispositifs sont distingués par des symboles et les structures provenant de la même puce sont entourés avec des cercles identiques. De manière générale, la fréquence de résonance n'est pas liée avec le type de l'électrode utilisé et varie entre environ 810Hz et 890Hz. Cette dispersion est provoquée par la non-uniformité des épaisseurs des couches et les problèmes au niveau de la gravure face arrière. En fait, la gravure n'était pas uniforme et certaines parties ont été sous-gravée que les autres. Ces résultats témoignent de la difficulté à réaliser des dispositifs qui vibrent à une fréquence précise. Cela implique la nécessité de création des dispositifs qui peuvent s'adapter à des fréquences variables, comme celui présenté dans le paragraphe IV.3.4.

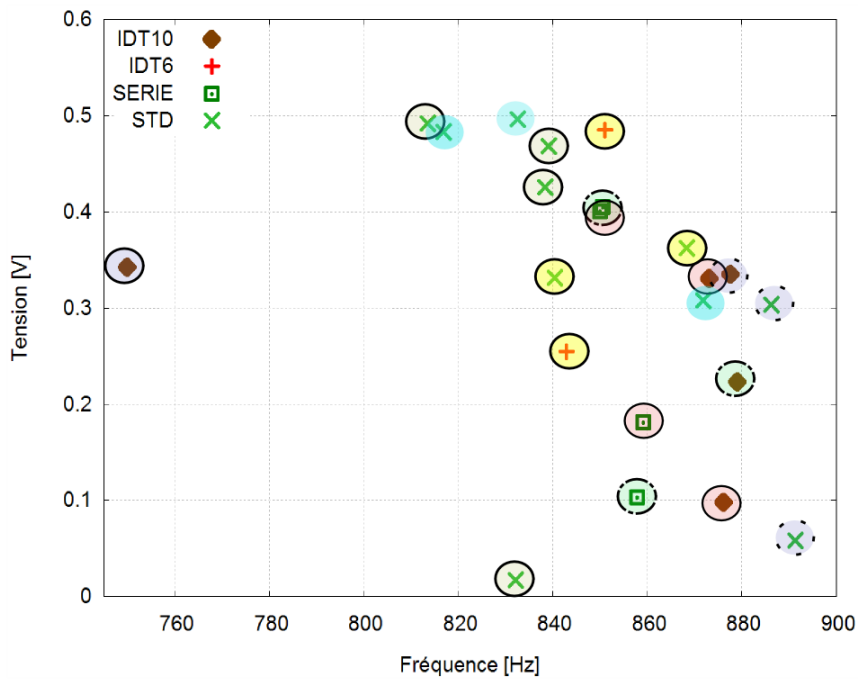


Figure V.40 : Fréquences de résonance des dispositifs et tension générée sur une charge de 5M pour une accélération sinusoïdale de 0,2g.

V.4. Dispositifs AlN

Nous avons décidé de ne pas abandonner l'utilisation de l'AlN malgré son faible facteur de couplage piézoélectrique. En fait, comme nous l'avons déjà présenté, ce matériau se caractérise par une technologie de dépôt beaucoup plus simple que dans le cas du PZT et de plus est compatible avec le procédé CMOS. Ce qui compte aussi est que la couche ne nécessite pas des étapes de polarisation à une température et tension élevées. Finalement les couches minces d'AlN possèdent des propriétés proches des matériaux massifs. Grâce à ces points positifs nous avons décidé d'implémenter des dispositifs vibrant à des fréquences plus hautes que dans le cas du premier lot en utilisant à nouveau ce matériau.

V.4.1. Technologie de dépôt de l'AlN

La technologie de dépôt de l'AlN est identique à celle décrite dans le chapitre IV de ce mémoire. Néanmoins dans cette nouvelle approche, la couche a été déposée par la société Advanced Modular Sputtering aux États Unis et une étude spéciale a été faite pour minimiser les contraintes dans les couches pour réduire la déformation des dispositifs et pour faciliter leur fabrication. De même que pour les dispositifs en PZT, des plaquettes SOI disponibles ont été utilisées, à savoir avec $10\mu\text{m}$ de silicium en couche supérieure et 150nm pour la couche de l'oxyde enterré. La fabrication de ces dispositifs a été réalisée en totalité dans la fonderie de MEMSCAP aux États Unis sur des substrats SOI de 6 pouces.

V.4.2. Dispositifs

Nous avons implémenté la même structure que dans le cas du PZT, présenté dans la figure V.41. L'épaisseur plus importante de la couche supérieure de silicium a entamé des fréquences de résonance plus élevées.

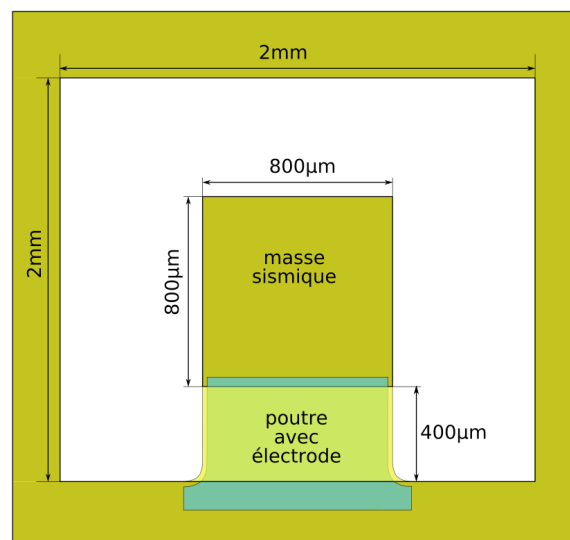


Figure V.41 : Dimension de la structure avec une couche piézoélectrique de nitrure d'aluminium.

V.4.3. Modélisation

Nous avons analysé le comportement de ce type de structure en employant le modèle analytique et une simulation FEM. La figure V.42 présente le modèle FEM utilisé, avec la poutre composée de trois couches : la couche mécanique en silicium, la couche piézoélectrique et la couche de l'électrode supérieure en aluminium. Nous avons indiqué dans la partie concernant la fabrication des dispositifs AlN, que chaque piste en métal crée des capacités parasites. Pour prendre cela en compte, nous avons fait des simulations avec une capacité de 20pF (valeur correspondant à la capacité des plots de contact) pour faire une comparaison.

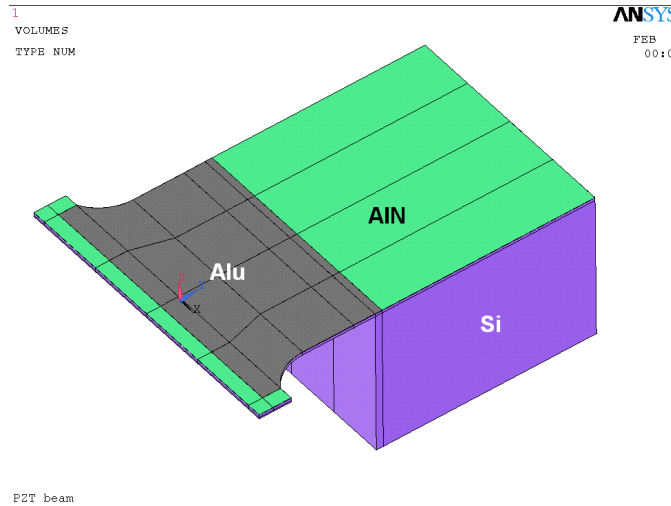


Figure V.42 : Le modèle FEM de la structure utilisant la couche en nitrure d'aluminium.

Nous avons effectué des simulations en régime harmonique pour différentes valeurs de charge résistive et pour deux valeurs du coefficient d'amortissement. La figure V.43a montre l'évolution de la tension et la figure V.43b présente la puissance.

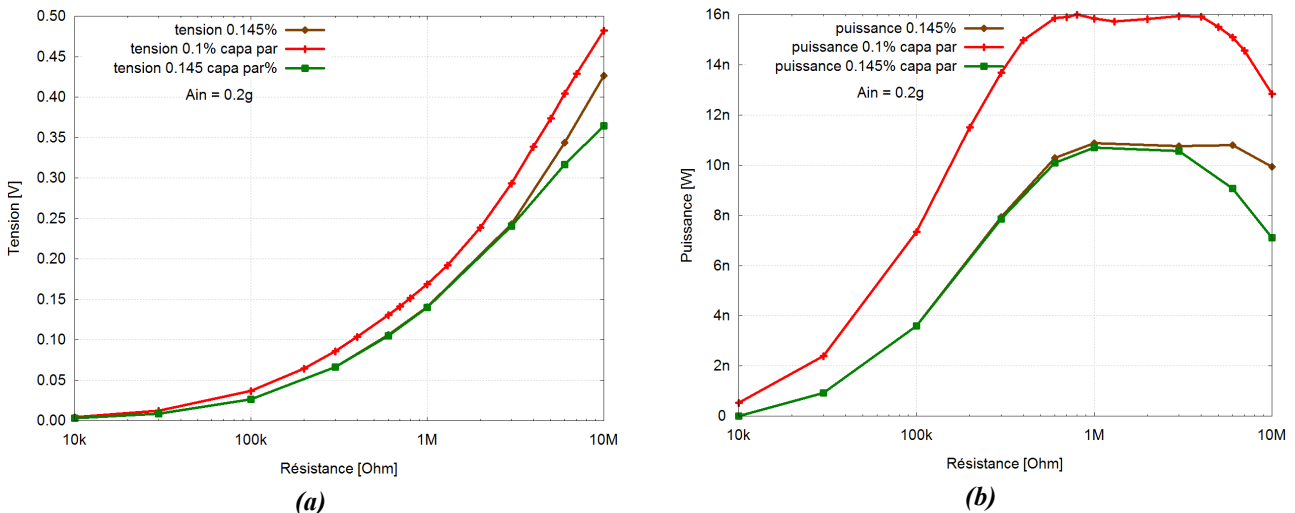


Figure V.43 : Évolution de la tension générée sur l'électrode (a) et la puissance dissipée (b) en fonction de la valeur de la charge résistive.

Pour un faible amortissement, deux valeurs optimales peuvent être distinguées, tandis que pour l'amortissement élevé, seulement un pic est visible. La présence de la capacité parasite des plots diminue la tension générée et la valeur optimale de la charge résistive.

La figure V.44 présente l'évolution de la fréquence pour laquelle la puissance générée est maximale en fonction de la valeur de la charge résistive. La fréquence de résonance est égale à environ 1577,5Hz et la fréquence d'antirésonance est égale à environ 1583,5Hz.

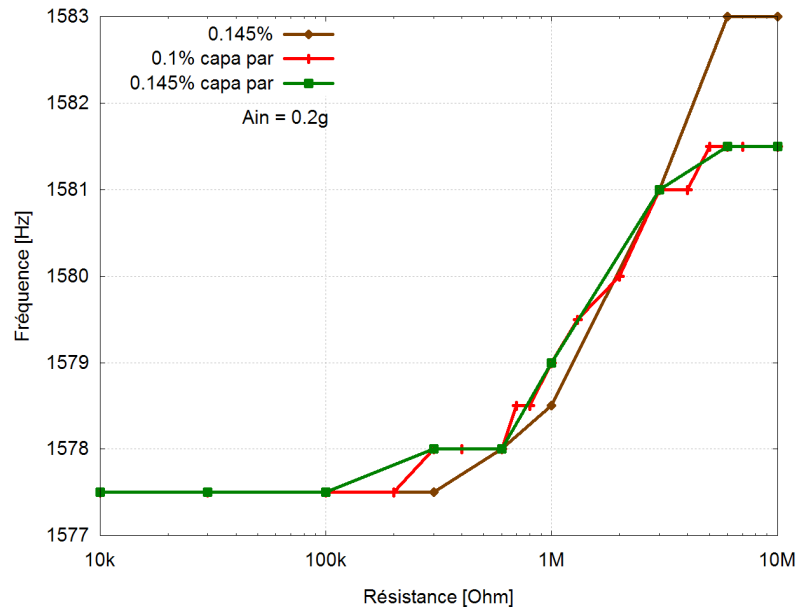


Figure V.44 : Évolution de la valeur de la fréquence pour laquelle la puissance générée est maximale en fonction de la charge résistive.

V.4.3.1. Fabrication

La fabrication de ces dispositifs n'a pas posé de problèmes surtout grâce à l'annulation des contraintes dans les couches et la nouvelle méthode de découpe des plaquettes, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe V.3.1, pour les dispositifs PZT. Le seul problème consiste en une sous-gravure très importante de la masse sismique, qui va entamer l'augmentation de la fréquence de résonance de la structure. La figure V.45 présente une photo MEB avec un agrandissement du bout de la masse sismique. Une sous-gravure d'environ 70 μ m est visible.

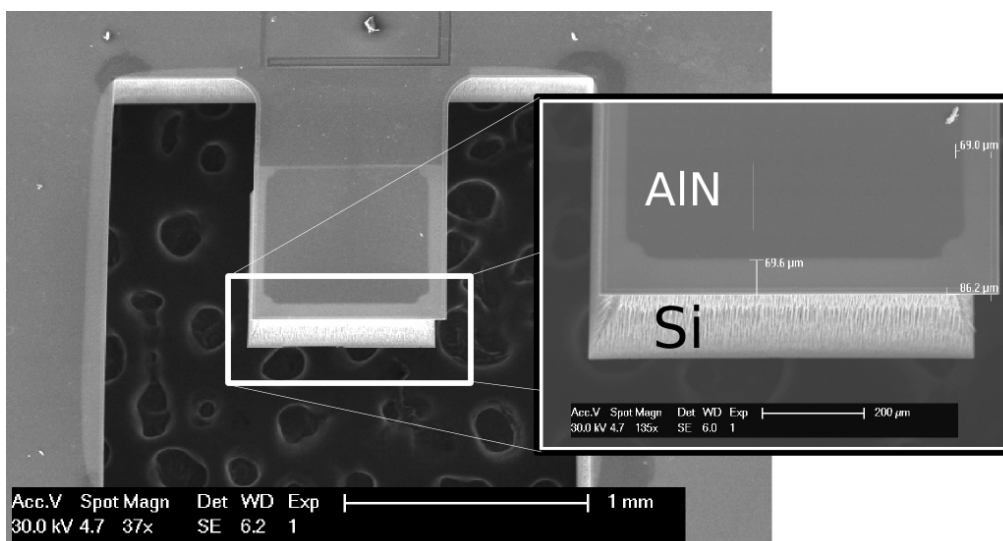


Figure V.45 : Photo MEB du dispositif AIN du deuxième lot avec un agrandissement de la masse sismique.

Nous avons analysé les épaisseurs des couches avec un profilomètre optique (Fogale Zoom Surf 3D). La figure V.46 présente les résultats, comparés avec les données de conception, pour une puce du centre de la plaquette.

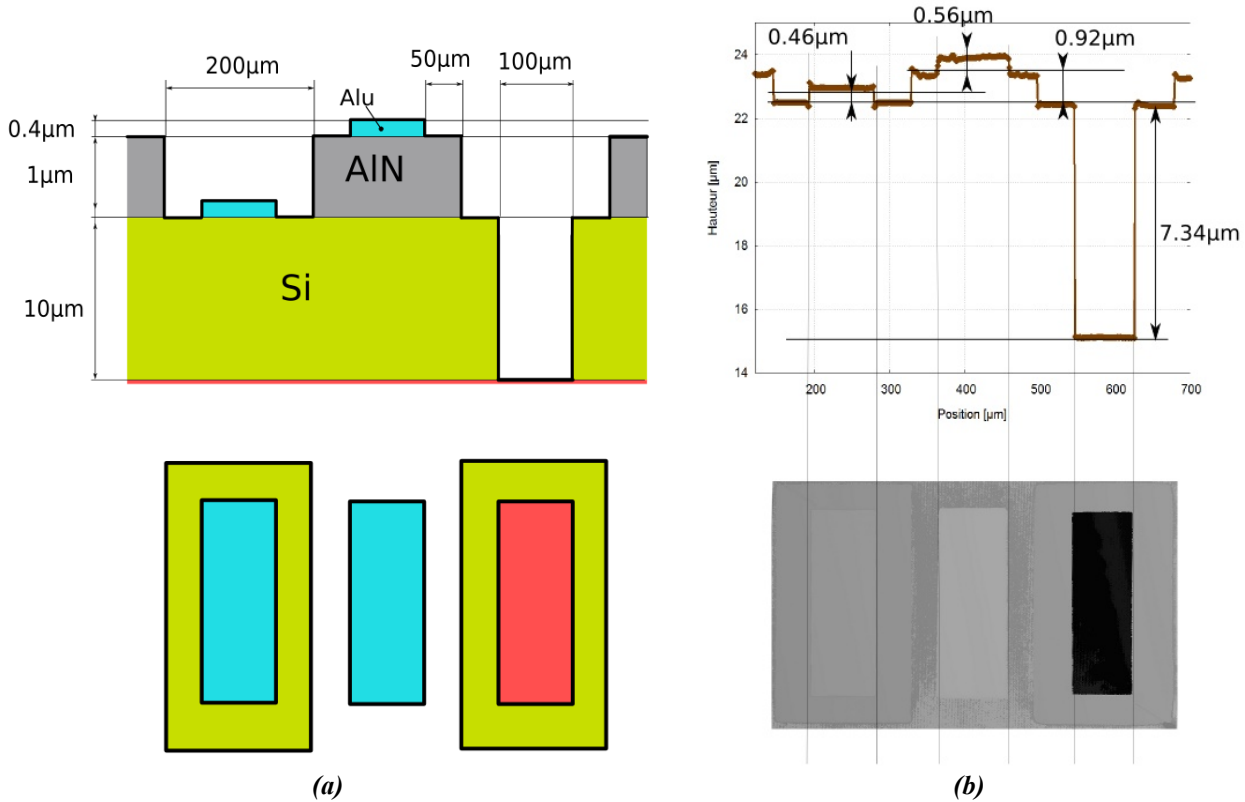


Figure V.46 : Épaisseurs de couches sur les motifs de test pour le second lot AlN : données de conception (a) et résultats d'analyse profilométrique (b).

Nous constatons que l'épaisseur de la couche piézoélectrique est égale à environ 920nm, contre 1µm visée. Les couches d'aluminium sont légèrement plus épaisses que prévu. Il est visible par contre, que la couche de silicium mesure 7,34µm en épaisseur contre 10µm pris pour la conception. Pour vérifier ce résultat nous avons analysé une autre puce, du bord de la plaquette. Nous avons trouvé la valeur de 10,96µm ce qui confirme la non-uniformité de l'épaisseur de la couche de silicium au niveau de la plaquette. Nous avons utilisé une plaquette SOI de 6 pouces, avec une épaisseur initiale de la couche supérieure de silicium de 10µm. La variation au centre peut provenir du fait que la plaquette a été polie sur les deux faces ce qui pourrait impliquer une non-uniformité des épaisseurs de cette couche si la plaquette était initialement déformée.

La sous-gravure de la masse sismique et la non-uniformité de l'épaisseur de la couche en silicium peuvent provoquer une dispersion importante des fréquences de résonance des structures. Nous avons modélisé l'influence de ces deux facteurs sur la fréquence de résonance. A partir d'une simulation FEM, nous avons trouvé, que pour l'épaisseur de la couche de silicium de 7µm, la fréquence de résonance de la structure étudiée est égale à 1016Hz contre 1583Hz pour 10µm de silicium.

Pour estimer l'impact de la sous-gravure, nous avons déterminé la variation de la valeur de la masse sismique en fonction du niveau de sous-gravure η , défini comme le rapport entre la largeur de sous-gravure

et la largeur de la masse sismique (qui est carrée) – équation V.52. Nous avons fait la supposition que la sous-gravure est uniforme dans toutes les directions.

$$M' = M \left[(1 - \eta)^2 + \eta^2 / 3 \right] \quad (\text{V.52})$$

Pour estimer l'impact sur la fréquence de résonance il faut remarquer aussi que la sous-gravure existe aussi au niveau de l'encastrement de la poutre. Tandis que au niveau de la masse, cet effet augmente la fréquence de résonance, il la diminue pour la sous-gravure de l'encastrement. Nous avons utilisé le modèle analytique, développé dans la première partie de ce chapitre pour évaluer cette variation. Pour faciliter la représentation, nous définissons une hauteur équivalente de la masse H_{eq} , pour lequel la valeur de la masse sismique est égale à M' avec la largeur B_M et la longueur L_M inchangées et égales à $800\mu\text{m}$. A partir de l'équation V.52 nous pouvons définir cette valeur – équation V.53.

$$H_{eq} = H_M \left[(1 - \eta)^2 + \eta^2 / 3 \right] \quad (\text{V.53})$$

La figure V.47 présente l'évolution de fréquence de résonance normalisée par rapport au cas sans sous-gravure, en fonction du niveau de la sous-gravure η .

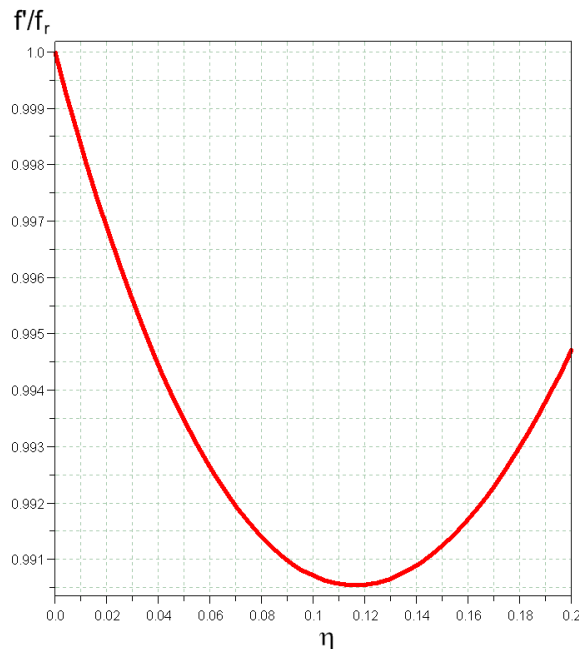


Figure V.47 : Évolution de la fréquence de résonance normalisée, en fonction du niveau de sous-gravure.

Nous constatons que ces deux phénomènes entraînent une variation opposée et donc une très faible modification de la fréquence de résonance est observée. En réalité l'influence de la sous-gravure au niveau de l'encastrement est moins importante car c'est la matière qui est au-dessous de la poutre qui est enlevée. La forme de la couche supérieure de silicium reste inchangée, donc la partie découverte de la poutre reste très rigide.

Selon l'analyse présentée, la non-uniformité de l'épaisseur de la couche en silicium va influencer le plus le comportement de la structure et donc les fréquences de résonance seront inférieures à la valeur visée.

V.4.3.2. Tests expérimentaux

Le dispositif testé provient de la puce AR2_1. Sa fréquence de résonance constatée expérimentalement est égale à 1368Hz. La figure V.48 présente l'évolution de la tension et la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive. Une tension de 165,48mV peut être obtenue sur une charge de 10MΩ. La puissance dissipée sur une charge optimale de 650kΩ à 0,2g est égale à environ 6nW pour une tension de 88,4mV.

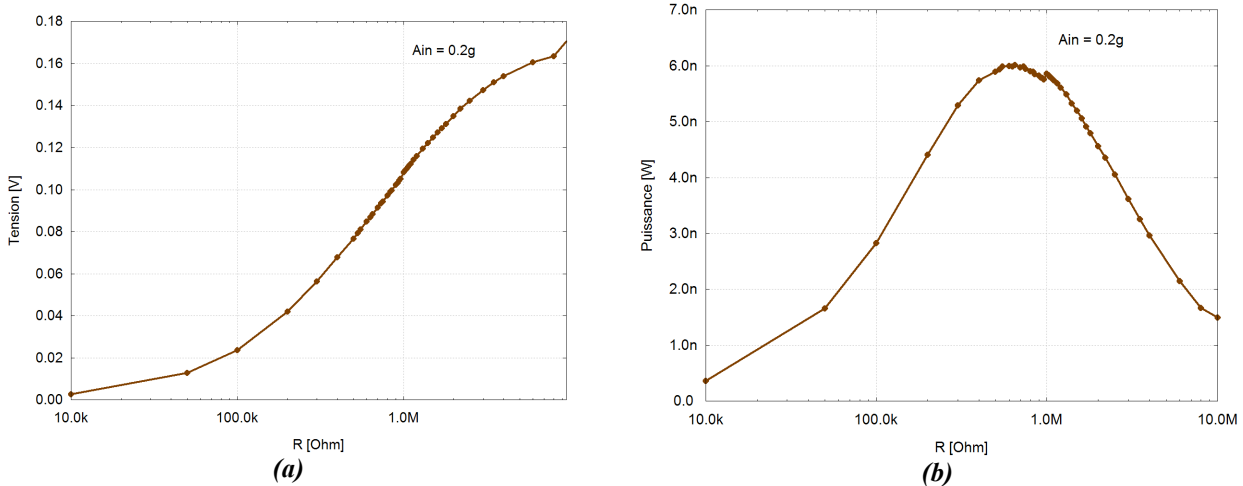


Figure V.48 : Évolution de la tension et la puissance en fonction de la valeur de la charge résistive.

Nous avons aussi fait les mesures de la réponse des structures en fonction de l'amplitude de l'excitation. Puisque ces structures vibrent à une fréquence supérieure que dans les cas précédents, leur débattement est inférieur à la même excitation et donc ils peuvent supporter des accélérations plus importantes. Nous avons fait des tests avec des amplitudes d'excitation allant jusqu'à 4g. La figure V.49a présente les spectres de puissance pour différentes amplitudes d'accélération.

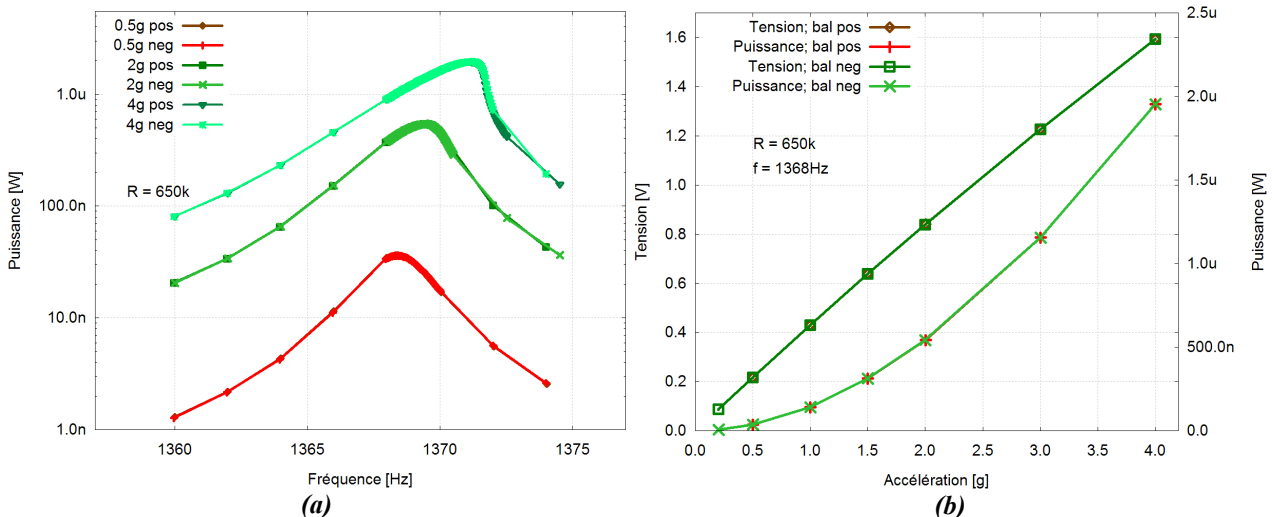


Figure V.49 : Évolution de la puissance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l'accélération d'excitation (a), tension et puissance en fonction de l'amplitude d'excitation.

Les dispositifs sont non-linéaires avec les fréquences de résonance qui augmentent avec l'amplitude d'excitation. C'est l'effet inverse de celui observé dans le cas des dispositifs intégrant une couche PZT où la fréquence pour laquelle la puissance est maximale diminue avec l'amplitude de l'accélération. La figure V.49b présente l'évolution de la tension et la puissance en fonction de l'amplitude de l'excitation. Pour cette excitation une puissance proche de $2\mu\text{W}$ peut être obtenue sur une charge optimale résistive avec une tension de 1,6V.

V.4.3.3. Dispersion des fréquences de résonances

Nous avons comparé les fréquences de résonance et les tensions générées par les structures fabriquées. La figure V.50 présente la tension générée par les dispositifs sur une charge de $5M\Omega$ et une excitation de 0,2g, en fonction de la valeur de leur fréquence de résonance. Les dispositifs provenant de la même puce sont montrés sur la figure en utilisant les mêmes symboles.

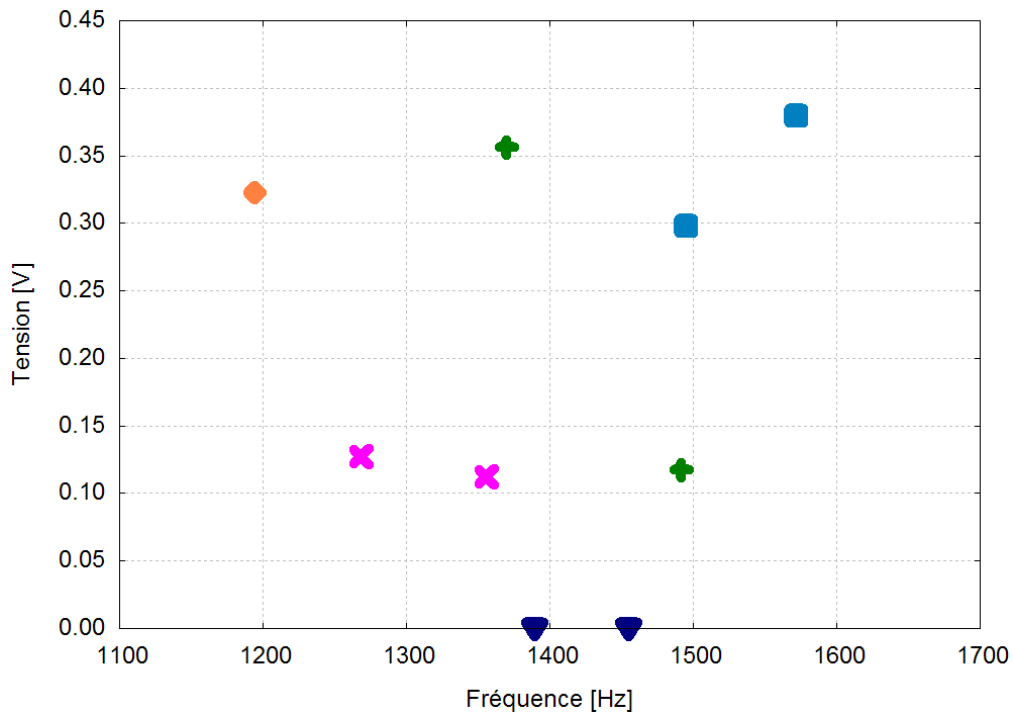


Figure V.50 : Tension générée sur une charge de $5M\Omega$ et pour une accélération de 0,2g en fonction de la valeur de la fréquence de résonance pour les dispositifs AlN fabriqués.

Comme prévu, une dispersion très importante aussi bien de la fréquence de résonance que de la tension générée, peut être constatée, même entre les dispositifs de la même puce. Cela provient très probablement de la non-uniformité de l'épaisseur de la couche en silicium et aussi de la non-uniformité de la gravure profonde de la face arrière. Des problèmes de fabrication similaires peuvent rendre impossible la création de dispositifs prévus pour vibrer à une fréquence précise.

V.5. Bilan des performances de microgénérateurs

Les dispositifs PZT

Nous avons fabriqué et testé quatre types de dispositifs PZT. Le tableau comparatif contenant toutes les valeurs caractéristiques mesurées pour tous les dispositifs peut être trouvé dans l'annexe E. **De manière générale, un dispositif peut produire une puissance supérieure à 25nW (maximum 36,4nW) pour une très faible accélération de 0,2g et presque 1 μ W pour une accélération de 2g d'amplitude (maximum 1,4 μ W).** Comme prévu, les tensions générées en résonance et en antirésonance sont très différentes. Dans tous les cas, la tension maximale en circuit ouvert est entre 300mV et 500mV pour une accélération de 0,2g. Des tensions maximales proches de 2V d'amplitude ont été obtenues sur les charges résistives optimales pour une accélération de 2g. La structure de type IDT avec les électrodes de 4 μ m de largeur a produit le plus de puissance et la tension la plus élevée, ce que nous avons visé dans la phase de conception.

Finalement nous avons constaté que les tensions générées par les dispositifs standards à l'antirésonance sont comparables avec celles produites par les structures « spécifiques » (IDT et série).

Les dispositifs AlN

Nous avons fabriqué et testé les microgénérateurs piézoélectriques utilisant les couches minces de nitrure d'aluminium. A cause d'une trop forte sous-gravure de la masse sismique, les fréquences de résonance des dispositifs sont supérieures de celles modélisées. De plus nous avons constaté une très forte dispersion de cette grandeur physique même sur une même puce. Grâce au fonctionnement à une fréquence plus élevée, nous avons pu tester les dispositifs à des accélérations d'amplitudes plus importantes, allant jusqu'à 4g. **Pour des accélérations faibles de 0,2g, les tensions générées par ces dispositifs varient entre environ 160mV en circuit ouvert et 100mV sur une résistance optimale de 650k Ω . La tension maximale que nous avons pu obtenir sur une charge résistive optimale s'élève à 1,6V ce qui correspond à une puissance de 2 μ W.**

V.6. Conclusion

Ce chapitre présente la conception, la modélisation, la fabrication et le test du deuxième lot de microgénérateurs piézoélectriques. Contrairement au premier lot de prototypes, nous nous sommes concentrés sur un seul type de structure au niveau mécanique, visant des fréquences élevées. Nous avons développé et vérifié un modèle analytique détaillé, avec lequel nous avons pu optimiser la structure et explorer son comportement.

Nous avons utilisé deux matériaux piézoélectriques : le nitrure d'aluminium et le titanate zirconate de plomb. Grâce à notre expérience acquise avec le premier lot, nous avons rencontré beaucoup moins de problèmes technologiques au niveau de la fabrication et nous avons réussi à obtenir plusieurs échantillons que nous avons caractérisés. Des puissances élevées ont été obtenues, supérieures à 1 μ W pour des excitations de 2g d'amplitude pour le cas des dispositifs PZT et de 2 μ W pour 4g pour les dispositifs AlN. Cela est suffisant pour alimenter un noeud sans fil, qui nécessite environ 370nW de puissance moyenne pour

fonctionner chaque 60s. En revanche, la dispersion des fréquences de résonance de structures complique la conception des systèmes résonant à une fréquence précise et implique l'utilisation des systèmes adaptables.

La figure de mérite des ces structures, calculée selon la méthode détaillée dans le paragraphe II.2.6 est très proche des meilleures structures macroscopiques reportées dans la littérature, notamment de $51,5 \cdot 10^3$ pour les dispositifs PZT et $13,4 \cdot 10^3$ pour les dispositifs AlN contre $55 \cdot 10^3$ pour le meilleur dispositif macroscopique proposé par S. Roundy [104]. **Les microgénérateurs piézoélectriques présentés dans ce mémoire sont à ce jour les seuls dispositifs MEMS adaptés aux fréquences de vibrations ambiantes.**

Les dispositifs AlN fournissent des puissances plus faibles que les dispositifs en PZT. Néanmoins pour l'industrialisation éventuelle de ce type de microgénérateurs, le nitrure d'aluminium est beaucoup plus intéressant surtout pour sa facilité de dépôt (compatible CMOS) et sa compatibilité écologique.

Chapitre VI : Système de gestion de l'énergie

Jusqu'à présent nous avons montré les potentialités des microgénérateurs piézoélectriques, en utilisant une charge purement résistive pour évaluer l'énergie disponible. Dans ce chapitre nous présentons la thématique de transfert de l'énergie produite entre le générateur et une unité de stockage. Ce sujet est détaillé dans le travail de thèse de Yasser Ammar [37] avec qui nous avons travaillé dans le cadre du projet VIBES. Nous détaillons ici la problématique de couplage du système mécano-électrique avec le circuit électronique de conditionnement de l'énergie électrique. Finalement nous présentons des résultats expérimentaux obtenus en utilisant notre générateur piézoélectrique couplé soit avec un circuit simple de redressement et régulation de tension, soit avec les circuits développés par Y. Ammar.

VI.1. Introduction

Les générateurs présentés dans ce manuscrit fournissent un signal alternatif de faible amplitude et très faible intensité de courant. Comme dans la plupart des cas, le système de gestion d'énergie est composé d'une partie de rectification du signal (AC/DC) et d'une partie d'adaptation à la charge (DC/DC) comme montre le schéma de la figure VI.1. Les approches peuvent être divisées en passives et actives. Les premières ne nécessitent pas d'alimentation tandis que les systèmes actifs doivent être alimentés pour pouvoir fonctionner.

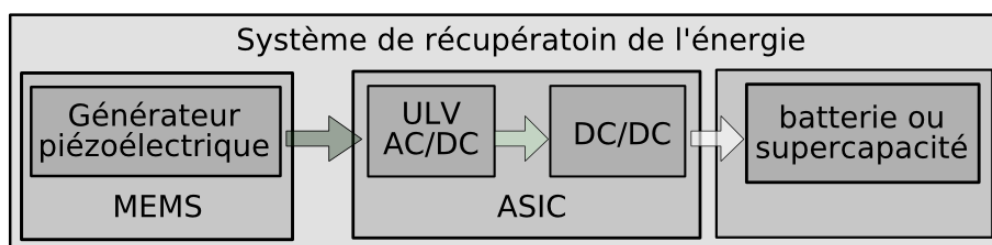


Figure VI.1 : Schéma du système de gestion de l'énergie utilisé dans les microsystèmes autonomes.

Le but de fonctionnement du microgénérateur est de charger un élément de stockage de l'énergie électrique. La solution la plus souvent utilisée est une batterie rechargeable dont les caractéristiques sont énumérées dans le tableau VI.1.

Type	Tension [V]	Densité d'énergie [Wh/kg]	Durée de vie	Coût
Ni-Cd	1,2	40	longue	faible
Ni-MH	1,2	90	moyenne	moyen
Li-ion	3,6	125	longue	élevé
Li-polymère	3,1	300	longue	très élevé

Tableau VI.1 : Comparaison des types de batteries rechargeables [105][106].

Les batteries de type lithium-polymère présentent les densités d'énergie les plus intéressantes, leur cycle de charge est simple et de plus, ils devient possible de les déposer en couche mince [107]. C'est pour cela qu'elles sont de très bons candidats pour le microsystème autonome

Récemment une autre solution est apparue, notamment des supercapacités. Par rapport aux batteries ils présentent un taux très élevé de puissance en charge et décharge et un temps de dégradations très long. De plus leur fonctionnement est beaucoup moins influencé par la température et les matériaux utilisés sont moins toxiques que dans le cas des batteries classiques. Par contre, la densité d'énergie est beaucoup plus faible (3 à 5 Wh/kg) et la tension délivrée dépend de la quantité de la charge. Ce type de stockage est en développement intensif, notamment au niveau de l'utilisation des nanotubes de carbone pour augmenter la surface des électrodes à MIT [108].

Dans le cas de l'application dans un microsystème autonome, l'utilisation des supercapacités est très intéressante surtout pour la longue durée de vie et la non-toxicité des matériaux utilisés. La densité d'énergie faible n'est pas un handicap majeur dans les systèmes contenant un dispositif de récupération de l'énergie. En effet, il est nécessaire de garder uniquement une quantité limitée d'énergie pour faire fonctionner le circuit pendant quelques secondes au maximum et ensuite le réservoir est rechargé, contrairement aux systèmes traditionnels où l'énergie pour toute la durée de vie doit être emmagasinée.

VI.2. Approche passive

L'approche passive la plus utilisée est le pont de Graëtz avec des diodes de redressement. Dans notre cas, cet approche est peu intéressante à cause de la tension de seuil des diodes d'environ 0,7V, ce qui est comparable avec les tensions générées par nos dispositifs. En fait, même si on utilise des diodes avec tension de seuil faible et la tension générée dépasse cette valeur, la plupart de l'énergie va être perdue dans la diode. L'approche passive est intéressante uniquement dans le cas, où une diode avec une très faible tension de seuil peut être employée.

Y. Ammar a développé dans le cadre de sa thèse des diodes à très faible tension de seuil à partir des transistors DTMOS¹. L'évolution du courant en fonction de la tension appliquée sur le dispositif est montrée sur la figure VI.2. La tension de seuil de cette diode est égale à environ 200mV. Nous allons utiliser ce dispositif pour rectifier le signal provenant du générateur.

Par ailleurs, une méthode passive peut être utilisée pour augmenter et rectifier la tension en même temps. Une structure de type multiplicateur de tension (Villard) qui permet de faire cela est présentée sur la

¹ DTMOS – Dynamic Threshold Metal Oxide Semiconductor Transistor

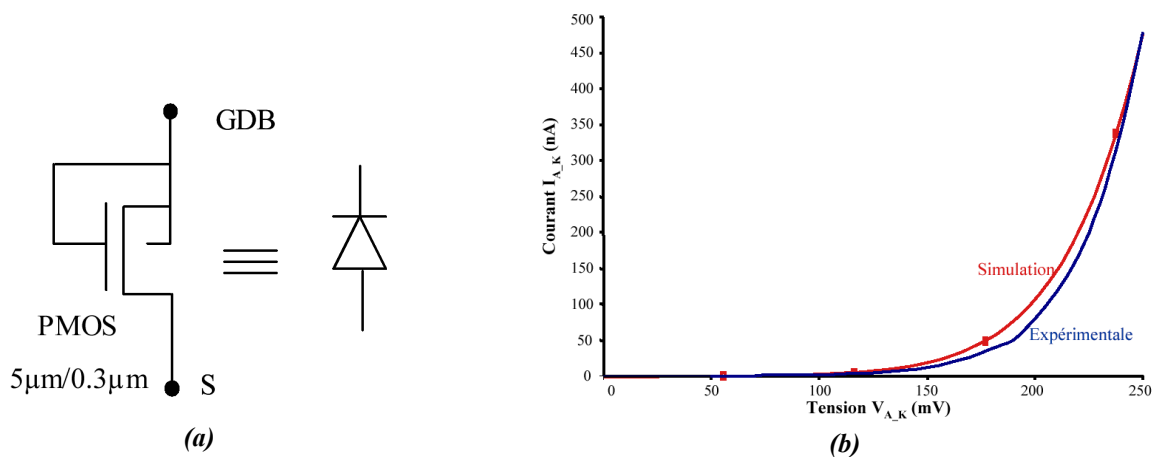


Figure VI.2 : Schéma de la diode développée par Y. Ammar (a) et sa caractéristique courant – tension (b).

figure VI.3. L'inconvénient intrinsèque de ce type de circuit est son faible rendement provenant de la nécessité de charger plusieurs capacités.

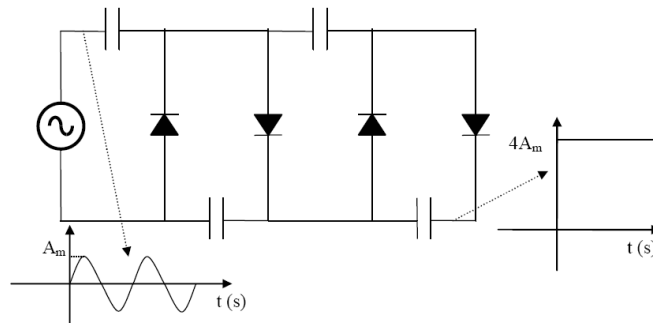


Figure VI.3 : Structure de Villard de multiplicateur de tension - pompe de charge.

En remplaçant les diodes classiques par les DTMOS, un système capable de rectifier et amplifier la tension peut être conçu. Nous allons tester nos générateurs avec un tel système implémenté dans la technologie ST 0,12µm. Le circuit contient six étages avec deux capacités et deux diodes chacun.

VI.3. L'approche active

L'approche active consiste à utiliser des circuits de pilotage pour augmenter le rendement énergétique du système. Pour faire fonctionner de tels systèmes, il est nécessaire de fournir une source d'alimentation externe. Cela peut être garanti par le dispositif de stockage, qui est rechargé par le système. Pour que le rendement énergétique du système soit positif, l'énergie consommée par ces circuits doit être inférieure à l'énergie générée.

VI.3.1. DC/DC adaptatif

Le système présenté par Lesieutre et al. [109] propose un système adaptatif pour maximiser le transfert d'énergie vers une batterie. Il est composé d'un pont de Graëtz et un convertisseur DCM¹ DC/DC piloté par un circuit de contrôle adaptatif. (figure VI.4). Pour des tensions de sortie élevées, le convertisseur permet de tripler la puissance générée. Néanmoins, comme le montre la figure VI.5, cela n'est pas le cas pour des

¹ DCM : Discontinuous Current Conduction Mode

tensions faibles. Au dessous de 25V et de la puissance de 2,5mW des circuits simples, sans contrôle s'avèrent plus efficaces.

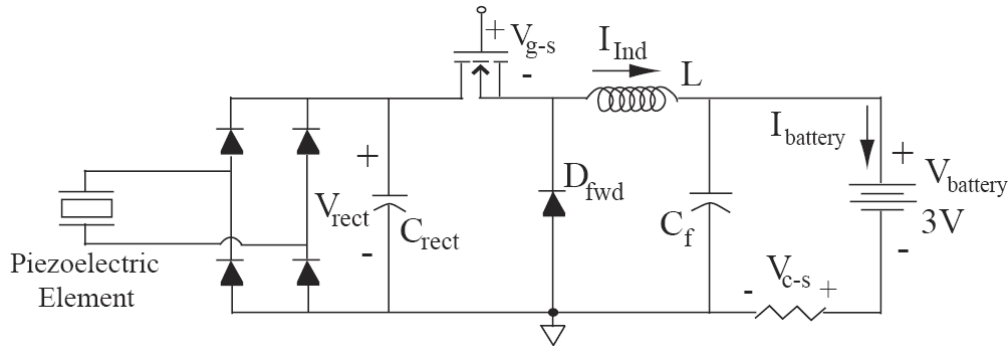


Figure VI.4 : Le schéma du système proposé par Ottman et al.[110].

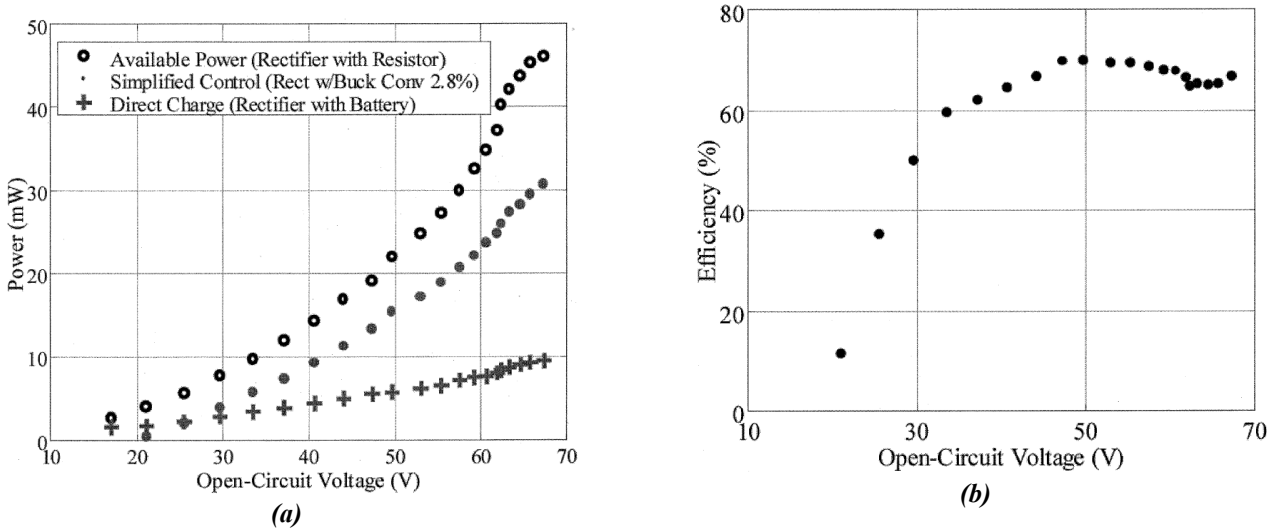


Figure VI.5 : Évolution de la puissance générée (a) et l'efficacité du transfert de énergie (b) en fonction de l'amplitude de tension en circuit ouvert [109].

VI.3.2. Techniques non-linéaires

Les techniques non-linéaires utilisées dans les applications de récolte de l'énergie sont dérivées de la technique semi passive d'amortissement structural SSDI¹ développée au laboratoire LGEF [111]. Sa variante utilisée pour la récolte d'énergie est appelée SSHI², qui n'a plus pour but d'amortir des vibrations mais plutôt d'augmenter la quantité d'énergie fournie dans un réservoir [92]. Ces techniques s'avèrent très efficaces dans les structures où une déformation est imposée et le couplage est relativement faible. La figure VI.6 compare les résultats obtenus avec des techniques actives et un circuit simple contenant uniquement un pont des diodes.

Nous constatons, que pour les facteurs de couplage k^2 plus importantes que $6 \cdot 10^{-3}$, les approches actives sont équivalents, voire pires, que des approches passif avec un pont de diodes simple. De plus la consommation du circuit de commande détériore le bilan énergétique des systèmes actives.

¹ SSDI : Synchronised Switch Damping on Inductor

² SSHI : Synchronised Switch Harvesting of Inductor

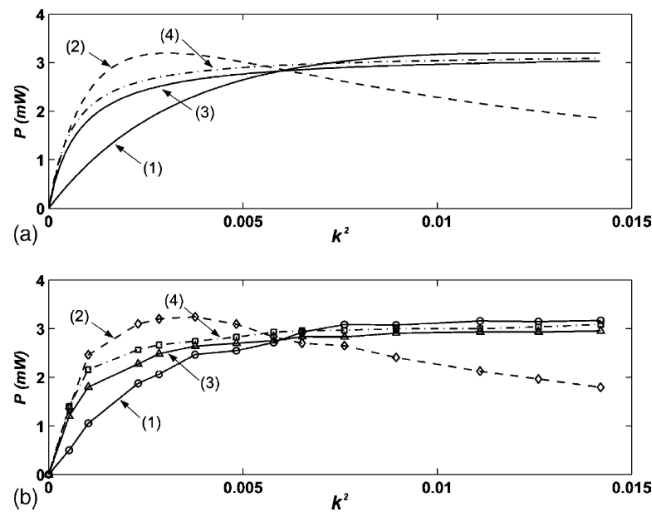


Figure VI.6 : La puissance théorique (a) et expérimentale (b) en fonction du coefficient de couplage au carré, obtenue avec un générateur excité par une force de 45mN en résonance avec un interface simple avec un pont de diodes (1) et trois types d'interfaces SSHI (2) à (4).

VI.3.3. AC/DC actif

Comme nous l'avons expliqué, le plus grand problème au niveau du redressement du signal généré par le microgénérateur est l'existence de la tension de seuil des diodes, ce qui exclut leur utilisation. Pour enlever ce handicap, un système actif de redressement a été proposé [37]. Les diodes sont remplacées par des portes de transmission pilotées par des comparateurs. Les comparateurs détectent la différence de potentiel entre la sortie et le générateur et quand ce dernier est plus grand ils ouvrent les portes de transmission adéquates. Cela permet de redresser des signaux de très faibles valeurs, théoriquement sans tension de seuil. Pour que cette approche soit efficace il est indispensable d'avoir des comparateurs de très faible consommation pour que le rendement énergétique du fonctionnement du système soit positif.

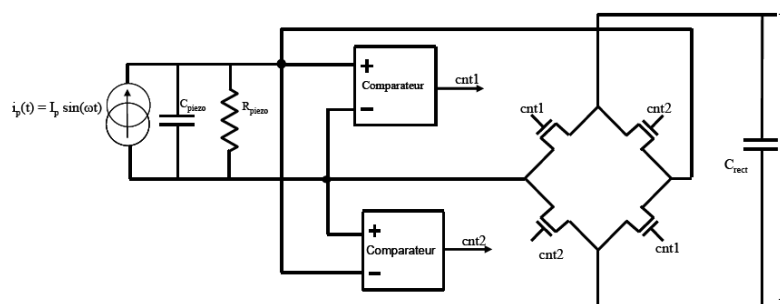


Figure VI.7 : Schéma d'un système de redressement actif.

Un tel circuit a été conçu et fabriqué dans notre équipe pour être utilisé avec les microgénérateurs. Les résultats expérimentaux témoignent d'une très faible consommation de ce circuit d'environ 60nW pour une alimentation de 3,3V.

VI.4. Résultats expérimentaux

Nous avons utilisé les circuits présentés, réalisés par Y.Ammar, avec notre microgénérateur piézoélectrique. Pendant les mesures nous avons utilisé un boîtier blindé pour accueillir le système pour

éliminer l'influence des signaux parasites. Nous avons aussi vérifié, en faisant varier la fréquence d'excitation, que le signal fourni au multiplicateur de tension provient uniquement du microgénérateur.

Dans la première phase, nous avons utilisé un circuit multiplicateur de tension monté sur une carte de test. La puissance était fournie par un microgénérateur du deuxième lot utilisant une couche piézoélectrique en AlN dont la fréquence de résonance est égale à 1610Hz. Une capacité de 10nF a été choisie pour évaluer la performance du système. L'amplitude du signal produit par le générateur en circuit ouvert est de 150mV. La figure VI.8a présente les résultats expérimentaux de charge de la capacité. Nous constatons, que la tension sature à une valeur d'environ 1V après quatre minutes de charge. La figure VI.8b montre la tension générée par le système en fonction de l'amplitude fournie par le générateur. Une amplification d'environ 8 fois peut être constatée.

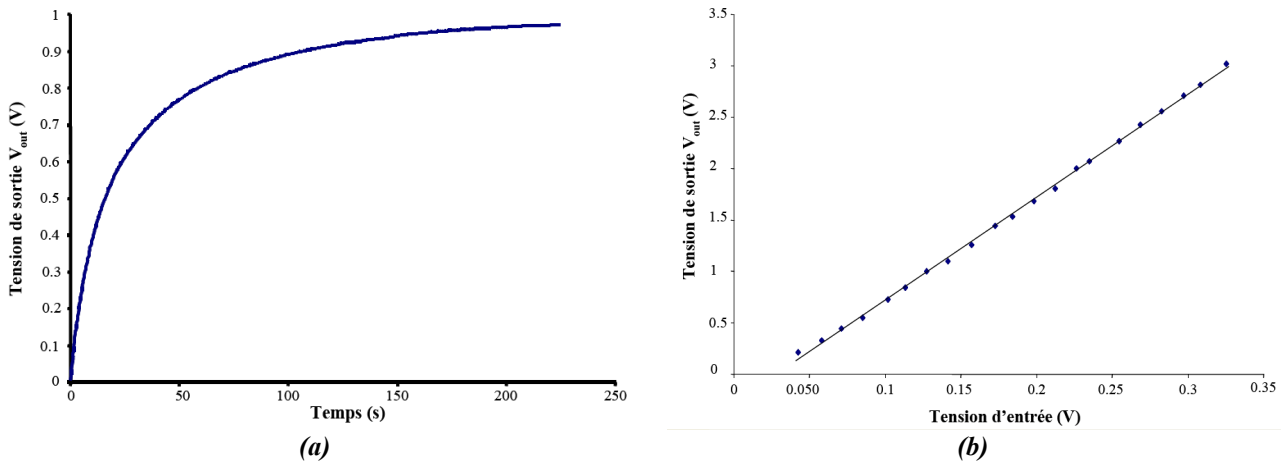


Figure VI.8 : Caractéristiques du système contenant un microgénérateur piézoélectrique AlN : évolution de la tension sur une capacité de 10nF pour la tension d'entrée de 150mV (a) et la tension de sortie en fonction de la tension fournie par le générateur (b).

Les mesures faites avec une carte de test ont soufferts des signaux parasites, surtout du 50Hz, ce qui diminue l'efficacité du système. Pour remédier à ce problème, nous avons réalisé un système dans un boîtier (System On a Package – SoP) contenant une structure du microgénérateur AlN et une puce de multiplicateur de tension. Le montage est présenté sur la figure VI.9.

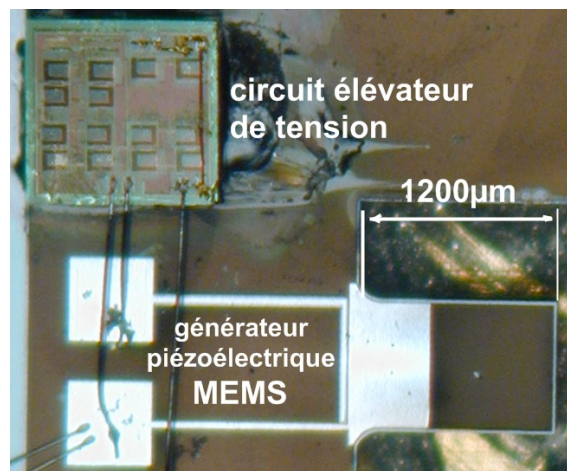


Figure VI.9 : Photo du système de gestion d'énergie réalisé en tant que système dans un boîtier (SoP).

La structure a été excitée à sa fréquence de résonance de 1512Hz avec une excitation de 50mg d'amplitude. Dans ces conditions, en circuit ouvert, la structure fournit un signal d'une dizaine de millivolts. Nous avons utilisé un tel montage pour charger une capacité de $1\mu\text{F}$. Les résultats expérimentaux du chargement de cette capacité sont reportés sur la figure VI.10a. La figure VI.10b montre l'évolution de la tension pour deux valeurs de capacité de charge pour l'accélération d'excitation de 100mg. Ces résultats prouvent, qu'il est possible de générer des tensions élevées avec des niveaux d'excitation très faibles.

Finalement nous avons assemblé un système autoalimenté présenté sur la figure VI.11, composé du multiplicateur de tension VM et le AC/DC actif décrit précédemment. Le multiplicateur de tension charge une capacité $C_{V_{\text{dd}}}$ ($1\mu\text{F}$) qui fournit ensuite l'énergie nécessaire pour le fonctionnement du AC/DC actif. Ce dernier est utilisé pour charger une capacité C_{charge} de 80nF.

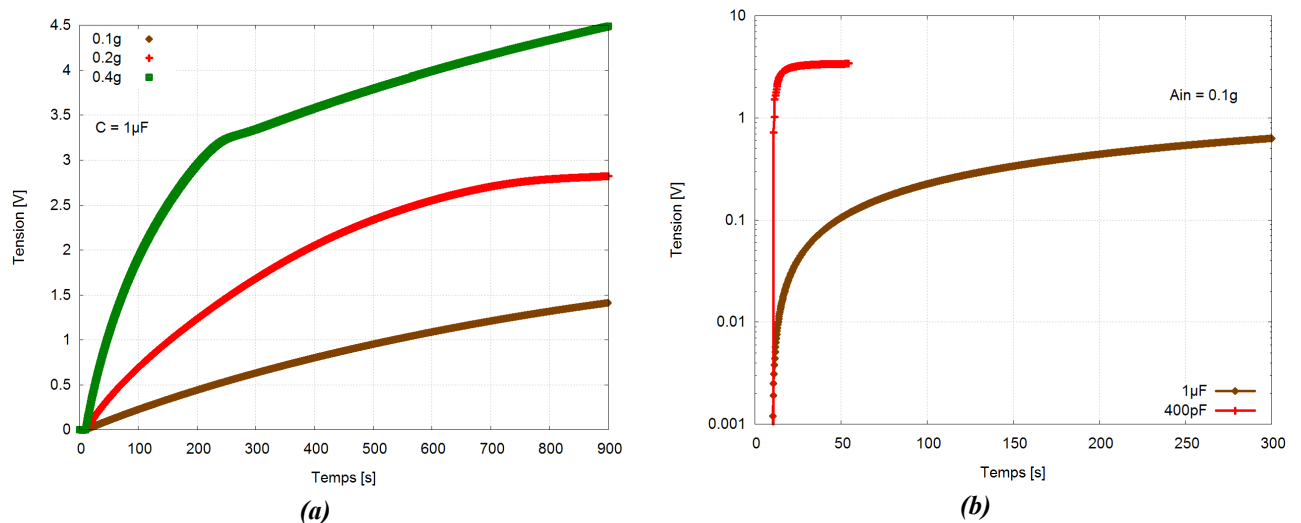


Figure VI.10 : Chargement d'une capacité de $1\mu\text{F}$ avec un multiplicateur de tension et un générateur AlN pour différents niveaux d'excitation (a) et évolution de la tension sur les capacités de $1\mu\text{F}$ et 400pF pour l'accélération de 0,1g (b).

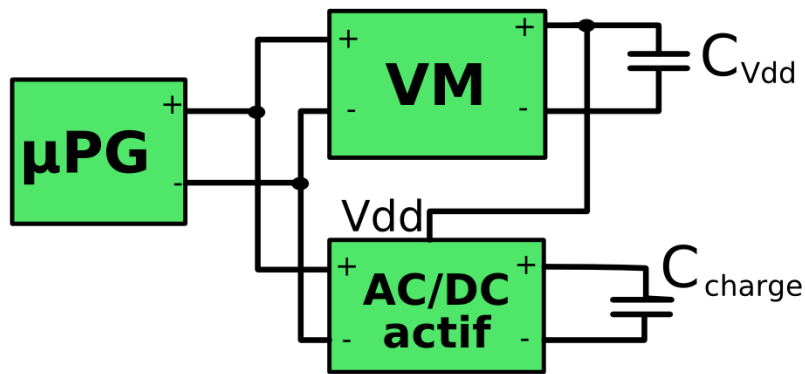


Figure VI.11 : Schéma du système autoalimenté.

La figure VI.12 présente des résultats expérimentaux obtenus en utilisant ce système. L'amplitude de tension générée par le microgénérateur est égale à 140mV et l'amplitude obtenue sur la capacité de sortie C_{charge} est égale à environ 130mV. Le système ne nécessite pas de l'alimentation externe et grâce au convertisseur AC/DC actif son rendement est élevé.

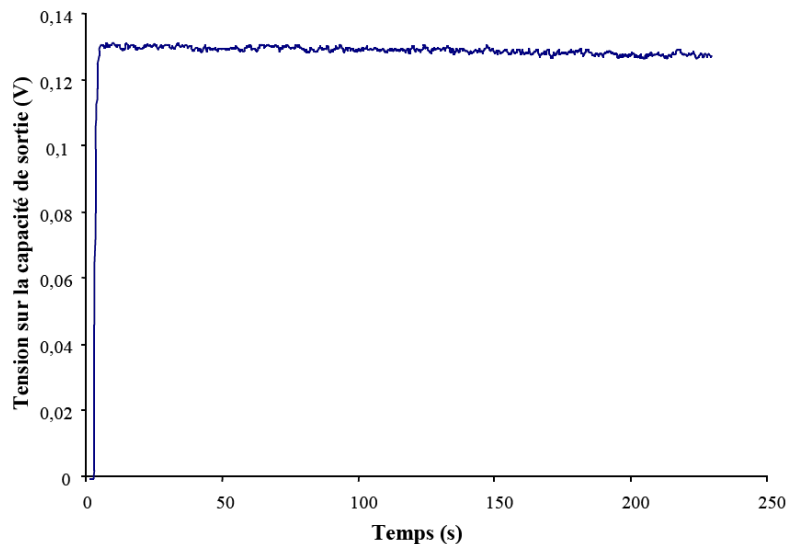


Figure VI.12 : L'évolution de la tension sur la capacité C_{charge} de 80nF alimentée avec la tension fournie par le microgénérateur de 140mV.

VI.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la problématique liée au transfert de l'énergie entre le microgénérateur piézoélectrique et un réservoir électrique. Nous avons distingué deux types d'approches : un actif et l'autre passif. L'utilisation des systèmes actifs est limitée par leur consommation, laquelle doit être très inférieure à l'énergie récoltée par le dispositif. C'est pour cela, que l'utilisation des techniques adaptatives ainsi que non-linéaires est à exclure dans les microgénérateurs.

Nous avons réalisé et testé un système contenant le microgénérateur et le multiplicateur de tension connectés au niveau de la puce. Ce montage est capable de générer des tensions de plusieurs volts avec des accélérations d'entrée inférieures à 100mg. L'énergie fournie à la capacité après 200s de charge varie entre 4,2μJ pour 0,4g et 125nJ pour 0,1g, ce qui résulte en puissance moyenne respectivement de 21nW et 0,6nW.

Nous avons aussi testé un système autoalimenté, dans lequel un multiplicateur de tension fournit l'énergie nécessaire pour un AC/DC actif qui charge une capacité de sortie.

Une travail d'optimisation sera fait pour augmenter la puissance générée. Pour continuer ce travail nous allons aussi tester la performance du générateur sur des supercapacités pour différents variations de tension sur la charge (charge à partir de zéro et augmentation de tension).

Chapitre VII : Conclusion générale et perspectives

Nous avons présenté dans cette thèse, une étude visant à la réalisation des microgénérateurs de puissance. Nous avons modélisé, conçu, et testé des microgénérateurs piézoélectriques réalisés en utilisant des techniques de microfabrication (MEMS). Deux approches ont été comparées : une utilisant un matériau avec des coefficients de couplage élevés – PZT, mais dont la technologie de dépôt est très difficile à maîtriser et l'autre – l'AlN avec des propriétés piézoélectriques moins bonnes, mais qui par contre, peut être relativement facile à déposer, présente une bonne qualité mécanique et n'est pas toxique. Nous avons créé des modèles analytiques précis de la structure que nous avons ensuite utilisé pour comprendre le comportement des structures et pour optimiser leur géométrie. Nous avons réalisé deux types de dispositifs, répondant au cahier des charges présenté dans le chapitre I.

- Le premier visant les fréquences relativement basses de 200Hz et de faibles amplitudes d'accélération présentes dans l'environnement. Des problèmes de nature technologique nous ont empêché de bien tester toutes les structures conçues. Néanmoins des résultats intéressants ont été obtenus qui confirmaient nos attentes. Nous avons démontré qu'un dispositif occupant une surface inférieure à 4mm² d'une plaquette SOI, peut générer une puissance entre une dizaine de nanowatts pour une accélération très faible de 0,2g jusqu'à presque 300nW pour une accélération de 1,5g.

- L'autre type de structures a été prévu pour vibrer à des fréquences plus élevés, autour de 1kHz correspondant au spectre des vibrations générées par des machines outils industrielles. Dans ce cas deux types de matériaux piézoélectriques ont été utilisés et leur performances ont été comparés. Les dispositifs proposés, qui occupent une surface d'environ 1mm² de la surface d'une plaquette SOI, délivrent des puissances allant jusqu'à 2μW pour des excitations de 2g à 900Hz (PZT) et 4g à 1500Hz (AlN).

La figure de mérite de ces dispositifs, selon la définition présentée dans le chapitre II, est très proche des valeurs reportées dans la littérature pour les meilleurs dispositifs macroscopiques. De plus les structures présentées sont les seuls microsystèmes piézoélectriques dont la fréquence de vibration correspond à une application réelle. La puissance générée par les dispositifs est suffisante pour alimenter un petit nœud sans fil d'un réseau de capteurs, selon les spécifications détaillées dans le chapitre II de ce mémoire. D'ailleurs la

petite taille de ces dispositifs permet d'en utiliser plusieurs dans le cas d'accélération d'excitation plus basses.

Par ailleurs, nous avons étudié le problème très important mais souvent ignoré, de l'adaptation de la fréquence de résonance des dispositifs à la fréquence d'excitation. Nous avons utilisé pour cela des structures dont le comportement est fortement non-linéaire.

Finalement, grâce aux circuits spécifiques de gestion de l'énergie, développés par Y. Ammar dans le cadre de sa thèse, nous avons pu tester un système complet de génération d'énergie. Nous avons démontré, que même avec des accélérations d'entrée très faibles, le système peut fournir des tensions relativement élevées, nécessaires pour charger une capacité ou une batterie utilisée ensuite pour alimenter un nœud de capteurs sans fil. Un système autoalimenté a pu générer environ $6\mu\text{J}$ pendant 200 secondes à partir d'une accélération de $0,4g$, ce qui donne une puissance moyenne de 30nW . Nous pouvons imaginer que plusieurs dispositifs de ce type peuvent être utilisés pour fournir de l'énergie aux systèmes électroniques.

Nous avons aussi pu réaliser un système sur boîtier (System On Package) contenant les microgénérateurs et le système de gestion de l'énergie, ce qui représente un dispositif qui génère une tension continue, de valeur relativement élevée, à partir des vibrations mécaniques.

Le système proposé est une alternative pour les batteries électrochimiques, présentant des avantages considérables, notamment une durée de vie limitée uniquement par la fiabilité du dispositif et présentant une composition favorable pour l'environnement.

Dans la perspective d'une poursuite de ce travail, il nous semble pertinent d'approfondir le problème de l'optimisation de la structure en prenant en compte non seulement une charge purement résistive, mais un système complet de gestion d'énergie. Cela va être réalisé en mettant en œuvre un modèle VHDL-AMS de l'ensemble du système. Ce modèle contiendrait la modélisation analytique du générateur, le modèle du circuit de gestion d'énergie et finalement un modèle comportemental d'une supercapacité ou une batterie. Au niveau de la conception et de la fabrication des dispositifs, nous pourrions réaliser un autre lot de dispositifs, dans lequel nous prendrions en compte les conclusions de la modélisation analytique, lesquelles ne pourraient pas être obtenus avant le début de fabrication des masques pour les dispositifs ainsi que les conclusions des tests expérimentaux conduits. De plus nous voudrions explorer en détail le sujet des systèmes non-résonants et non-linéaires répondant au problème de l'adaptation de la fréquence optimale d'opération du système à la fréquence d'excitation.

Finalement nous envisageons de tester nos dispositifs sur un outil industriel pour vérifier leur performance dans les conditions d'une application réelle.

Bibliographie

- [1] **D. Culler, D. Estrin, M. Srivastava**, Overview of Sensor Networks, *Computer*, Vol. 37(8) : 41 - 49, Août 2004
- [2] **T. E. Starner**, Powerful Change Part 1: Batteries and Possible Alternatives for the Mobile Market, *Pervasive Computing*, Vol. 4(1), 2005
- [3] **S. Roundy et al.**, A 1,9GHz RF Transmit Beacon using Environmentally Scavenged Energy, In Proc. of *IEEE International Symposium on Low Power Electronic Devices*, Seoul Korea, , 2003
- [4] **I. F. Akyildiz et al.**, Wireless sensor networks: a survey, *Computer Networks*, Vol. (38) : 393 - 422, 2002
- [5] **M. Maroti et al.**, Shooter Localization in Urban Terrain, *Computer*, Vol. 37(8) : 2004
- [6] **Crossbow**, www.xbow.com
- [7] **C. C. Enz**, WiseNET: An Ultralow Power Wireless Sensor Network Solution, *Computer*, Vol. 37(8) : 62 - 70, 2004
- [8] **Jan M. Rabaey**, PicoRadio Supports Ad Hoc Ultra-Low Power Wireless Networking, *Computer*, Vol. 33(7) : 42 - 48, Juillet 2000
- [9] Datasheet of XE1201A 300-500MHz Low-Power UHF Transceiver, SEMTECH, 2005
- [10] Datasheet of ZL70100 Medical Implantable RF Transceiver, Zarlink Semiconductor, 2005
- [11] Datasheet of Ultra-low power microcontroller with 4 high drive outputs, EM Microelectronics - Marin SA, 2006
- [12] **Toumaz Technology Limited**, www.toumaz.com
- [13] **D. V. Thiel, P. Lisner**, Sensor Networks and Micro-systems: get smarter!, In Proc. of *Proceedings of SPIE*, 2005
- [14] Datasheet of Single chip 2,4GHz Transceiver nRF24L01, Nordic Semiconductor, 2006
- [15] Datasheet of MEMS Inertial Sensor 3-Axis - 2g/6g Digital Output Low Voltage Linear Accelerometer, ST Microelectronics, 2005
- [16] Datasheet of 10-Bit Temperature Sensor in 6-Lead SOT-23, Analog Devices, 2004
- [17] **R.J. Brodd et al.**, Batteries, 1977 to 2002, *Journal of The Electrochemical Society*, Vol. 3(151) : K1 - K11, 2004
- [18] Datasheet of Solid State Rechargeable Battery for Non-Volatile SRAM, Real-Time Clock, and Other Low Power Applications, Cymbet Corporation, 2005
- [19] **Firas S., Ki B.L., Liwei L.**, Water-activated disposable and long shelf life microbatteries, *Sensors and Actuators A*, Vol. (111) : 79-86, 2004
- [20] **R. Hahn et al.**, Assembly of Wafer Level Secondary Batteries, In Proc. of *PowerMEMS 2005*, pp. 17-20, Tokyo, Japon, Novembre 28-30, 2005
- [21] **G. Despesse**, Etude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des micro-systèmes communicants, Thèse de doctorat de l'INPG, 2005
- [22] **M. Strasser et al.**, Miniaturized thermoelectric generators based on poly-Si and poly-SiGe surface

- micromachining, , Vol. 97-98 : 535-542, 2002
- [23] **E.M. Yeatman**, Advances In Power Sources For Wireless Sensor Nodes, In Proc. of *1st International Workshop on Body Sensor Networks*, pp. , Londres, Angleterre, 6-7 Avril, 2004
- [24] **E. D. Mantipliy**, Summary of measured radiofrequency electric and magnetic fields (10 kHz to 30 GHz) in the general and work environment, *Bioelectromagnetics*, Vol. 8(18) : 563-577, 1997
- [25] <http://www.mimosa-fp6.com/>
- [26] **A. Lal, R. Duggirala, H. Li**, Pervasive Power: A Radioisotope - Powered Piezoelectric Generator, *Pervasive Computing*, Vol. 4(1) : 53-61, 2005
- [27] **H. Guo et al.**, Nanopower Betavoltaic Microbatteries, In Proc. of *Transducers 2003*, Boston, États-Unis, Juin 8-12, 2003
- [28] **Applied Innovative Technologies, Inc.**, www.appliedinnotech.com
- [29] **Seiko**, www.seiko.fr
- [30] **S. Roundy, P.K. Wright, J. Rabaey**, A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes, *Computer Communications*, Vol. (26) : 1131-1144, 2003
- [31] **D. Graham-Rowe**, Self-sustaining killer robot creates a stink, *New Scientist*, 2004
- [32] **A. Heller**, Implantable Biofuel Cell Electrodes, *Université de Texas*, A277304
- [33] **G. Poulin**, Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades, Thèse de doctorat de l'Université Paris XI Orsay, 2004
- [34] **N. S. Shenck, J. A. Paradiso**, Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics, *IEEE Micro*, Vol. 21(3) : 30-42, 2001
- [35] **EnOcean**, <http://www.enocean.com/indexe.html>
- [36] **P. D. Mitcheson**, Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 13(3) : 429-440, Juin 2004
- [37] **Y. Ammar**, Conception de systèmes de gestion d'énergie pour les microsystèmes autonomes, Thèse de doctorat de l'UJF, 2007
- [38] **S. Roundy**, Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion, Thèse de doctorat de l'Université de Californie à Berkeley, 2003
- [39] **J. O. Mur-Miranda**, Electrostatic Vibration-to-Electric Energy Conversion, Thèse de doctorat de MIT, 2004
- [40] **Meninger et al.**, Vibration-to-Electric Energy Conversion, *IEEE Transactions on VLSI Systems*, Vol. (9) : 64-76, 2001
- [41] **T. Sterken et al.**, An Electret-Based Electrostatic μ -Generator, In Proc. of *Transducers'03*, 1291-1294, Boston, États-Unis, Juin 8-12, 2003
- [42] **F. Peano, T. Tambosso**, Design and Optimization of a MEMS Electret-Based Capacitive Energy Scavenger, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. (3) : 429-435, Juin 2005
- [43] **Y. Chiu, C.-T. Kuo, Y.-S. Chu**, Design and fabrication of a micro electrostatic vibration-to-electricity energy converter, In Proc. of *DTIP 2006*, pp. 298-303, Stresa, Italie, 26-28 Avril, 2006
- [44] **R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan**, Self-Powered Signal Processing Using Vibration-Based Power Generation, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33(5) : 687-695, Mai 1998
- [45] **C. Shearwood, R.B. Yates**, Development of an electromagnetic microgenerator, *Electronics Letters*, Vol. 33(22) : 1883-1884, Octobre 1997
- [46] **J.M.H. Lee et al.**, Development of an AA Size Energy Transducer with Micro Resonators, In Proc. of *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. , Bangkok, Thailand, Mai 25-28, 2003
- [47] **C. Serre et al.**, Vibrational Energy Scavenging With Si Technology electromagnetic inertial microgenerators, In Proc. of , pp. 292-297, Stresa, Italie, 26-28 Avril, 2006
- [48] **D. Spremann et al.**, Tunable transducer for low frequency vibrational energy scavenging, In Proc. of

- Euroensors XX*, pp. 132-133, Goteburg, Suède, 17-20 Septembre, 2006
- [49] **P. Glynne-Jones et al.**, An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems, *Sensors and Actuators A*, Vol. (110) : 344-349, 2004
- [50] **Perpetuum Ltd**, perpetuum.co.uk
- [51] **P. Glynne-Jones, S.P. Beeby, N. M. White**, Towards a piezoelectric vibration-powered microgenerator, *IEE Proc. Sci. Meas. Technol*, Vol. 148(2) : 68-72, 2001
- [52] **S. Roundy, P.K. Wright**, A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics, *Smart Materials and Structures*, Vol. 13(0) : 1131-1142, 2004
- [53] **Y.B. Yeon et al.**, MEMS power generator with transverse mode thin film PZT, *Sensors and Actuators A*, Vol. (122) : 16-22, 2005
- [54] **N.E. duToit, B.L. Wardle, S-G. Kim**, Design Considerations for MEMS-Scale Piezoelectric Mechanical Vibration Energy Harvesters, *Integrated Ferroelectrics*, Vol. (71) : 121-160, 2005
- [55] **C.B. Williams, R.B. Yates**, Analysis of a micro-electric generator for microsystems, *Sensors and Actuators A*, Vol. (52) : 8-11, 1996
- [56] **S. Roundy, P. K. Wright, K. S. J. Pister**, Micro-electrostatic Vibration-to-electricity converters, In Proc. of *ASME International Mechanical Engineering Congress*, New Orleans, Louisiana, États-Unis, 2002
- [57] **P. Miao et al.**, Micro-Machined Variable Capacitors for Power Generation, In Proc. of *Electrostatics'03*, Edinburgh, Grande Bretagne, Mars, 2003
- [58] **S. Roundy, P.K. Wright, J. Rabaey**, A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes, *Computer Communications*, Vol. (26) : 1131-1144, 2003
- [59] **N. M. White, P. Glynne-Jones, S. P. Beeby**, A novel thick-film piezoelectric micro-generator, *Smart Materials and Structures*, Vol. (10) : 850-852, 2001
- [60] **S.J. Roundy**, Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion, Thèse de doctorat de l'Université de Californie à Berkeley, 2003
- [61] **S.R. Platt, S. Farritor, H.Haider**, On Low-Frequency Electric Power Generation With PZT Ceramics, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 10(2) : 240-252, Avril 2005
- [62] Datasheet of 176 IEEE Standard on Piezoelectricity, IEEE/ANSI, 1987
- [63] **R. Zhang et al.**, Elastic, piezoelectric, and dielectric properties of multidomain 0,67Pb(Mg1/3Nb2/3)O3-0,33PbTiO3 single crystals., *Journal of Applied Physics*, Vol. 90(7) : Octobre 2001
- [64] **APC International Ltd.**, http://americanpiezo.com/products_services/
- [65] **N. Setter et al.**, Piezoelectric Materials in Devices, EPFL Swiss Federal Institute of Technology, 2002, 2-9700346-0-3
- [66] **Y. Guo, K. Kakimoto, H.Ohsato**, (Na0,5K0,5)NbO3-LiTaO3 lead-free piezoelectric ceramics, *Materials Letters*, Vol. 59 : 241-244, 2005
- [67] **S.P.Beeby, A.Blackbourn, N.M.White**, Processing of PZT piezoelectric thin films on silicon for microelectromechanical systems, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 9 : 218-229, 1999
- [68] **F. Semond et al.**, Epitaxy of AlN and GaN thin films on silicon or sapphire for the development of high frequency SAW devices, *Ann. Chim. Sci. Mat.*, Vol. 26(177) : 2001
- [69] **R. Lanz, P. Carazzetti, P. Murali**, Surface Micromachined BAW Resonators Based on AlN, In Proc. of IEEE Ultrasonics Symposium, pp. 981-983, 2002
- [70] **N. Ledermann**, {100}-Textured, piezoelectric Pb(Zr(x), Ti(1-x))O3 thin films for MEMS: integration, deposition and properties, *Sensors and Actuators A*, Vol. 105 : 162-170, 2003
- [71] **A. Petchsuk**, Ferroelectric terpolymers, based on semicrystalline VDF/TRFE/CHLORO-containing termonomers: synthesis, electrical properties, and functionalization reactions, Thèse de doctorat, 2003
- [72] **F. Martin et al.**, Thickness dependence of the properties of highly c-axis textured AlN thin films, *Journal of Vacuum Science & Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films*, Vol. 22(2) : 361-365,

- [73] **E. Lefeuvre et al.**, A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems, *Sensors and Actuators A*, Vol. (126) : 405-416, 2006
- [74] **J. Plusquellec**, <http://www.techniques-ingenieur.fr>
- [75] **J. Peng et al.**, Elastic, dielectric, and piezoelectric characterization of 0.70Pb(Mg_{1/3}Nb_{2/3})O₃-0.30PbTiO₃ single crystals, *Material Letters*, Vol. 59 : 640-643, 2005
- [76] **P. Marin-Franch, S. Cochran, K.Kirk**, Progress towards ultrasound applications of new single crystal materials, *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, Vol. 15 : 715-720, 2004
- [77] **Z. Hao, A. Erbil, F. Ayazi**, An analytical model for support loss in micromachined beam resonators with in-plane flexural vibrations, *Sensors and Actuators A*, Vol. 109 : 156-164, 2003
- [78] **Piezo Systems**, <http://www.piezo.com/>
- [79] **S.M. Shahruz**, Design of mechanical band-pass filters for energy scavenging, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 292() : 987-998, 2006
- [80] **S.M. Shahruz**, Limits of performance of mechanical band-pass filters used in energy scavenging, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 293() : 449-461, 2006
- [81] **G. Piazza et al.**, Voltage-tunable piezoelectrically-transduced single crystal silicon micromechanical resonators, *Sensors and Actuators A*, Vol. 111 : 71-78, 2004
- [82] **S. Roundy, Y. Zhang**, Toward self-tuning adaptive vibration based micro-generators, In Proc. of *Proceedings of SPIE*, pp. 373-384, Bellingham, WA, États-Unis, 2005
- [83] **P.D. Mitcheson et al.**, MEMS electrostatic micropower generator for low frequency operation, *Sensors and Actuators A*, Vol. 115 : 523-529, 2004
- [84] **V. Kaajakari**, <http://www.kaajakari.net/~ville/research/tutorials>
- [85] **D. Spreemann et al.**, Tunable transducer for low frequency vibrational energy scavenging, In Proc. of , pp. 132-133, Goteburg, Suède, 17-20 Septembre, 2006
- [86] **F. Lu, H.P. Lee, S.P. Lim**, Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical-systems applications, *Smart Materials and Structures*, Vol. 13 : 57-63, 2004
- [87] **G.K. Ottman et al.**, Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17(5) : 669-676, Septembre 2002
- [88] **L. Valbin**, Elaboration des couches de nitrure d'aluminium par pulvérisation cathodique pour la réalisation de micro transducteurs ultrasonores, Thèse de doctorat de l'ESIEE, 2004
- [89] **E. Elka, D.Elata, H.Abramovich**, The electromechanical response of multilayered piezoelectric structures, *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 13(2) : 332-341, 2004
- [90] **M. Brissaud**, Modelling of non-symmetric piezoelectric bimorphs, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Vol. 14 : 150-1518, 2004
- [91] **N.E. duToit, B.L. Wardle, S-G. Kim**, Design Considerations for MEMS-Scale Piezoelectric Mechanical Vibration Energy Harvesters, *Integrated Ferroelectrics*, Vol. (71) : 121-160, 2005
- [92] **E. Lefeuvre et al.**, A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems, *Sensors and Actuators A*, Vol. (126) : 405-416, 2006
- [93] **J. Babrowski, N. Ledermann, P. Muralt**, "Piezoelectric Micromachined transducers (PMUT's) Based on PZT Thin Films", *IEEE Ultrasonics Symposium*, , 1051-1054, , 2002
- [94] **F.R. Blom et al.**, Dependence of the quality factor of micromachined silicon beam resonators on pressure and geometry, *Journal of Vacuum Science and Technology B*, Vol. 10(1) : 19-26, Jan/Fev 1992
- [95] **V.T. Srikar, S.D.Senturia**, Thermoelastic Damping in Fine-Grained Polysilicon Flexural Beam Resonators, *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 11(5) : 499-504, October 2002
- [96] **F. Lu, H.P. Lee, S.P. Lim**, Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical-systems applications, *Smart Materials and Structures*, Vol. 13 : 57-63, 2004
- [97] **S. Roundy**, Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity

- Conversion, Thèse de doctorat de l'Université de Californie à Berkeley, 2003
- [98] **R.N. Castellano, L.G. Feinstein**, Ion-beam deposition of thin films of ferroelectric PZT, *Journal of Applied Physics*, Vol. 50 : 4406-4411, 1979
- [99] **S.B. Krupanidhi et al.**, RF planar magnetron sputtering and characterisation of ferroelectric PZT films, *Journal of Applied Physics*, Vol. 54 : 6601-6609, 1983
- [100] **K. Sreenivas, M. Sayer, P. Garrett**, Properties of d.c. magnetron-sputtered lead zirconate titanate thin films, *Thin Solid Films*, Vol. 172(2) : 251-267, 1989
- [101] **M. Okada et al.**, Preparation of c-Axis-Oriented PbTiO₃ Thin Films by MOCVD under Reduced Pressure, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 28(6) : 1030-1034, 1989
- [102] **S.K. Dey, K.D. Budd, D.A. Payne**, Thin-film ferroelectrics of PZT sol-gel processing, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. 35(1) : 80-81, 1988
- [103] **B.A. Tuttle et al.**, Highly Oriented, Chemically Prepared Pb(Zr, Ti)O₃ Thin Films, *Journal of the American Ceramic Society*, Vol. 76(6) : 1537, Juin 1993
- [104] **S. Roundy, P.K. Wright, J. Rabaey**, A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes, *Computer Communications*, Vol. (26) : 1131-1144, 2003
- [105] **K. Lahiri et al.**, Battery-driven system design: a new frontier in low power design, In Proc. of *International Conference on VLSI Design*, pp. 261-267, Bangalore, Inde, Janvier, 2002
- [106] **D. R. Sadoway, A. M. Mayes**, Portable Power: Advanced Rechargeable Lithium Batteries, *MRS Bulletin*, 2002
- [107] **N.J. Dudney, Y.L. Jang**, Analysis of thin-film lithium batteries with cathodes of 50nm to 4mm thick LiCoO₂, *Journal of Power Sources*, Vol. 119-121 : 300-304, 2003
- [108] **MIT**, http://lees.mit.edu/lees/battery_001.htm
- [109] **G.A. Lesieutre, G.K. Ottman et H.F. Hofmann**, Damping as a result of piezoelectric energy harvesting, *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 269 : 991-1001, 2004
- [110] **G.K. Ottman, H.F. Hofmann, G.A. Lesieutre**, Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Using Step-Down Converter in Discontinuous Conduction Mode, *IEEE Transactions of Power Electronics*, Vol. 18(2) : 696-703, March 2003
- [111] **C. Richard et al.**, Semi passive damping using continuous switching of a piezoelectric device, In Proc. of *Proc. of SPIE Smart Structures and Materials Conf.*, pp. 104, San Diego, États-Unis, 1999
- [112] **H. Hosaka, K. ITAO, S. Kuroda**, Evaluation of energy dissipation mechanisms in vibrational microactuators, In Proc. of *IEEE Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 193-198, 1994
- [113] **J. Plusquellec**, <http://www.techniques-ingenieur.fr>

Annexe A : Convention de modélisation analytique

A.1. Symboles

<i>symbole</i>	<i>description</i>	<i>unité</i>
A	aire	m ²
A _{in}	accélération appliquée au système	m s ⁻²
B _M	largeur de la masse	m
B _p	largeur de la poutre	m
c ₁₁ ^{ef} , c ₁₂ ^{ef}	coefficient de conformité mécanique effective	m s ² kg ⁻¹
c ₁₃ ^{ef}	coefficient de conformité mécanique effective	1
c ₃₃ ^{ef}	coefficient de conformité mécanique effective	kg m ⁻¹ s ²
c _{xx}	coefficient de conformité mécanique	kg m ⁻¹ s ²
D	déplacement électrique	s A m ⁻²
D _G ' , D _G "	rigidité équivalente piézoélectrique	kg m ² s ⁻²
D _G =YI	rigidité équivalente en flexion par unité de largeur	kg m ² s ⁻²
d _{xx}	coefficient piézoélectrique	A s ³ kg ⁻¹ m ⁻¹
E	intensité du champ électrique	kg m A ⁻¹ s ⁻³
e ₃₁ ^{ef}	coefficient piézoélectrique effective	A s m ⁻²
e ₃₃ ^{ef}	coefficient piézoélectrique effective	A s ³ m ⁻¹ kg ⁻¹
e _{xx}	coefficient piézoélectrique	A s m ⁻²
f	fréquence	s ⁻¹
H _M	épaisseur de la masse	m
h _p	épaisseur de la couche piézoélectrique	m
h _s	épaisseur de la couche mécanique	m
I	moment d'inertie	m ⁴
J	moment d'inertie en rotation d'un corps solide	kg m ²
L _M	longueur de la masse	m
L _p	longueur de la poutre	m
m	masse	kg
M	moment par unité de largeur	N

<i>symbole</i>	<i>description</i>	<i>unité</i>
p	Variable de Laplace	s ⁻¹
S _x = -zκ	déformation de la poutre	1
S _{xx}	coefficient de raideur mécanique	kg ⁻¹ s ² m
T	effort	Nm ⁻²
U	potentiel électrique	kg m ² s ⁻³ A ⁻¹
V	force de cisaillement	N
w	fléchissement de la poutre	m
Y	module de Young	kg s ⁻² m ⁻¹
Z	impédance électrique	kg m ² s ⁻³ A ⁻²
γ	facteur de pertes structurales	1
ε _{xx} , ε _{xx} ^{ef}	permittivité électrique intrinsèque et effective	s ⁴ A ² kg ⁻¹ m ⁻³
θ	angle de rotation de la masse	rad
κ	courbure de la poutre	m ⁻¹
λ	facteur de pertes liées avec le frottement de l'air	kg s ⁻¹
ρ	masse volumique	kg m ⁻³
ς	coefficient de pertes visqueuses	1
γ	coefficient de pertes structurales	1
τ	effort de cisaillement	Nm ⁻¹
ω	pulsation	s ⁻¹

A.2. Constantes supplémentaires

<i>Symbole</i>	<i>explication</i>	<i>unité</i>
D _G	$D_G = \frac{Y_S^{ef}}{3} (z_2^3 - z_1^3) + \frac{c_{11}^{ef}}{3} (z_3^3 - z_2^3)$	kg m ² s ⁻²
D _G ''	$D_G'' = D_G + \frac{(e_{31}^{ef})^2}{3 \epsilon_{33}^{ef}} (z_3^3 - z_2^3) - \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_P} \beta^2$	kg m ² s ⁻²
H ₁	$\frac{L_P^3 J_0}{12 B_P D_G''}$	m ² s ²
H ₂	$L_P J_0 + L_P L_{eq}^2 m$	kg m ³
H ₃	$B_P Z D_G'' \frac{\zeta}{\beta} L_P (1 + \beta \zeta)$	s
H ₄	$Z L_P^2 J_0 \frac{\zeta}{\beta}$	s ³
L	$L_P + \frac{L_M}{2}$	m
L _{eq} ²	$L^2 - L L_P + \frac{L_P^2}{3}$	m ²

<i>Symbole</i>	<i>explication</i>	<i>unité</i>
β	$\frac{e_{31}^{ef}}{2 \epsilon_{33}^{ef}} h_p (2z_2 + h_p)$	$\text{kg m}^3 \text{s}^{-3} \text{A}^{-1}$
ξ	$\frac{\beta \epsilon_{33}^{ef}}{h_p D_G''}$	$\text{s}^3 \text{A kg}^{-1} \text{m}^{-3}$

A.3. Les conventions de notation des propriétés piézoélectriques

La piézoélectricité est une propriété de certains matériaux de développer une charge électrique quand ils subissent une contrainte mécanique. Inversement un champ électrique appliqué sur ces matériaux induit des contraintes mécaniques. Les équations constitutives de la piézoélectricité sont reportés dans l'équation A.1.

$$\begin{aligned} D_i &= d_{ijk} T_{jk} \\ S_{jk} &= d'_{ijk} E_i \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

La piézoélectricité est une propriété anisotrope, tensorielle de 3ème rang. Les notations tensorielles sont utilisées pour la décrire. Néanmoins souvent les notations matricielles équivalents sont utilisés, avec les conventions détaillées dans les tableaux A.1 et A.2. Au niveau des indexes p et q peuvent être égales à 1, 2, 3, 4, 5 et 6. L'indexe p remplace ij et l'indexe q remplace kl . Les règles suivantes sont à appliquer pour la conversion :

- $p = i$ avec $i = j$
- $p = 9 - (i + j)$ avec $i \neq j$
- $q = k$ avec $k = 1$
- $q = 9 - (k + 1)$ avec $k \neq 1$

<i>Notation tensorielle</i>	<i>Notation matricielle</i>
ii = 11	p = 1
ii = 22	p = 2
ii = 33	p = 3
ii = 23 ou ii = 32	p = 4
ii = 13 ou ii = 31	p = 5
ii = 12 ou ii = 21	p = 6

Tableau A.1: Équivalence des indexes dans la notation tensorielle et la notation matricielle.

<i>Notation tensorielle</i>	<i>Notation matricielle</i>
E_i	E_i
D_i	D_i
T_{ii}	T_p avec $p = 1, 2, 3$
T_{ij}	T_p avec $p = 4, 5, 6$
S_{ii}	S_p avec $p = 1, 2, 3$
S_{ij}	$0,5 S_p$ avec $p = 4, 5, 6$
d_{ijk} avec $j = k$	d_{ip} avec $p = 1, 2, 3$
d_{ijk} avec $j \neq k$	$0,5 d_{ip}$ avec $p = 4, 5, 6$
Q_{ijkl} avec $k = l$	Q_{pq} avec $p = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ $q = 1, 2, 3$
Q_{ijkl} avec $k \neq l$	$0,5 Q_{pq}$ avec $p = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ $q = 4, 5, 6$

Tableau A.2: Relation entre la notation matricielle et tensorielle pour les matériaux piézoélectriques.

Les équations constitutives de la piézoélectricité sont reportés dans l'équation A.2. L'explication des axes (indices p) est donnée dans la figure A.1.

$$\begin{aligned} D_i &= d_{ik} T_k \\ S_k &= d_{ki} E_i \end{aligned} \tag{A.2}$$

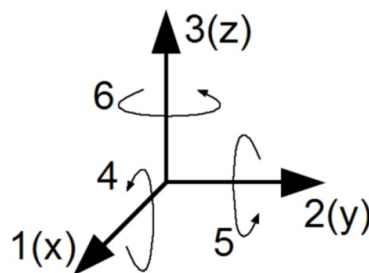


Figure A.1: Numérotation des axes dans la notation matricielle.

A.4. Calcul du moment d'inertie de la masse sismique

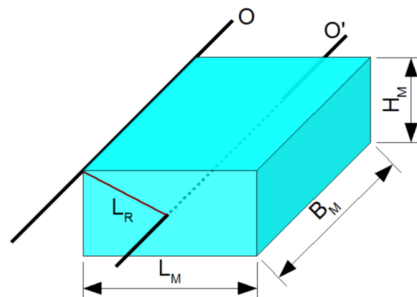


Figure A.2: La masse sismique avec les deux axes de rotation.

La masse sismique est présentée dans la figure A.2. Les deux axes de rotation sont dénommés :

O - l'axe qui passe par le centre de gravité de la masse

O' - l'axe qui passe les points d'ancrage de la masse sur la poutre

La définition du moment d'inertie :

$$J_y = \int_V \rho (x^2 + z^2) dV \quad (\text{A.3})$$

Si la densité de la masse est uniforme, le moment d'inertie de la masse sismique autour l'axe O peut être exprimé comme :

$$J_{O'} = \rho \int_{-L_M/2}^{L_M/2} \int_{-H_M/2}^{H_M/2} \int_{-B_M/2}^{B_M/2} (x^2 + z^2) dy dz dx = \rho B \int_{-L_M/2}^{L_M/2} \left(x^2 h + \frac{h^3}{12} \right) dx \quad (\text{A.4})$$

$$J_{O'} = \frac{\rho}{12} B_M L_M H_M (L_M^2 + H_M^2) = \frac{m}{12} (L_M^2 + H_M^2) \quad (\text{A.5})$$

En utilisant le théorème de Steiner (théorème des axes parallèles) :

$$J_O = J_{O'} + m L_R^2 \quad (\text{A.6})$$

Finalement le moment d'inertie de la masse sismique autour de l'axe O s'exprime :

$$J_O = \frac{m}{3} (L_M^2 + H_M^2) \quad (\text{A.7})$$

A.5. Calcul des valeurs effectives pour le cas de la poutre encastrée – libre

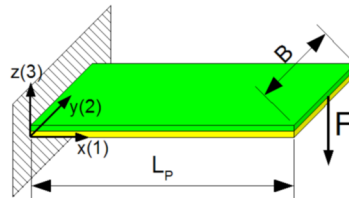


Figure A.3: Poutre encastrée - libre.

Dans le cas d'une poutre encastrée – libre schématisée sur la figure A.3 on peut constater que :

- Chaque couche est libre de se déformer en direction de z, alors $T_3 = 0$
- La déformation en direction de l'axe y est impossible (l'encastrement et fixation à la masse), alors $S_2 = 0$

A.5.1. Le cas de silicium

Dans le cas de la couche de silicium la seule matrice à considérer est la matrice d'élasticité mécanique c – équation A.8.

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{12} & c_{22} & c_{23} \\ c_{13} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Pour faire apparaître les valeurs indépendantes la relation A.8 est transformée de la façon suivante :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = [c_{TTS}^{eff}] \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

Pour obtenir la matrice d'élasticité mécanique effective :

$$T_3 = c_{13}S_1 + c_{23}S_2 + c_{33}S_3 \Rightarrow S_3 = \frac{-c_{13}}{c_{33}}S_1 - \frac{c_{23}}{c_{33}}S_2 + \frac{1}{c_{33}}T_3 \quad (\text{A.10})$$

$$T_1 = c_{11}S_1 + c_{12}S_2 + c_{13}S_3 \Rightarrow T_1 = \left(c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} \right) S_1 + \left(c_{12} - \frac{c_{23}c_{13}}{c_{33}} \right) S_2 + \frac{c_{13}}{c_{33}}T_3 \quad (\text{A.11})$$

$$T_2 = c_{12}S_1 + c_{22}S_2 + c_{23}S_3 \Rightarrow T_2 = \left(c_{12} - \frac{c_{13}c_{23}}{c_{33}} \right) S_1 + \left(c_{22} - \frac{c_{23}^2}{c_{33}} \right) S_2 + \frac{c_{23}}{c_{33}}T_3 \quad (\text{A.12})$$

En remettant les équations A.10 à A.12 en forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & c_{12} - \frac{c_{23}c_{13}}{c_{33}} & \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ c_{12} - \frac{c_{13}c_{23}}{c_{33}} & c_{22} - \frac{c_{23}^2}{c_{33}} & \frac{c_{23}}{c_{33}} \\ \frac{-c_{13}}{c_{33}} & \frac{-c_{23}}{c_{33}} & \frac{1}{c_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Si $T_3=0$ et $S_2=0$:

$$T_1 = \left(c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} \right) S_1 = Y_s^{ef} \cdot S_1 \quad (\text{A.14})$$

Dans le cas d'une poutre encastree – libre, une valeur de module de Young équivalente, Y_s^{ef} va être utilisée.

A.5.2. Le cas du matériau piézoélectrique :

Dans le cas d'un matériau piézoélectrique il y a deux matrices à considérer – la matrice mécanique et la matrice de couplage piézoélectrique.

Pour un matériau piézoélectrique linéaire les équations constitutives (IEE87) :

$$\begin{aligned} T_i &= c_{ij}^E \cdot S_j - e_{ij} \cdot E_j \\ D_i &= e_{ji} \cdot S_j + \epsilon_{ij}^S \cdot E_j \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

$$\begin{aligned} S_i &= s_{ij}^E \cdot T_j + d_{ij} \cdot E_j \\ D_i &= d_{ji} \cdot T_j + \epsilon_{ij}^T \cdot E_j \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Si le matériau est orthotrope (comme PZT, AlN, ZnO etc.) les équations A.15 peuvent être représentées par les équations A.17 et A.18 :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & e_{31} \\ 0 & 0 & e_{31} \\ 0 & 0 & e_{33} \\ 0 & e_{15} & 0 \\ e_{15} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{13} & e_{13} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{11}^S & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11}^S & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33}^S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Si les contraintes et déformations de cisaillement sont négligées :

$$\begin{aligned} S_4 &= S_5 = S_6 = 0 \\ T_4 &= T_5 = T_6 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Si les deux faces du matériau piézoélectrique sont couvertes par des électrodes :

$$\begin{aligned} E_1 &= E_2 = 0 \\ D_1 &= D_2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

Les équations constitutives deviennent :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{31} \\ e_{31} \\ e_{33} \end{bmatrix} \cdot [E_3] \quad (\text{A.21})$$

$$D_3 = [e_{13} \quad e_{13} \quad e_{33}] \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} + \epsilon_{33}^S \cdot E_3 \quad (\text{A.22})$$

Pour une telle structure les variables indépendantes sont S_1 , S_2 et T_3 . Pour ces variables il faut transformer les équations constitutives.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{12} & c_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{13} \\ c_{13} \end{bmatrix} \cdot S_3 - \begin{bmatrix} e_{31} \\ e_{31} \end{bmatrix} \cdot E_3 & \text{(a)} \\ T_3 &= \begin{bmatrix} c_{13} & c_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + c_{33} \cdot S_3 - e_{33} \cdot E_3 & \text{(b)} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Pour éliminer S_3 qui n'est pas indépendant, on transforme A.23a pour obtenir :

$$S_3 = \frac{T_3}{c_{33}} + \frac{e_{33}}{c_{33}} \cdot E_3 - \frac{1}{c_{33}} \begin{bmatrix} c_{13} & c_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.24})$$

Si on introduit A.24 dans A.23a on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{12} & c_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{13} \\ c_{13} \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{T_3}{c_{33}} + \frac{e_{33}}{c_{33}} \cdot E_3 - \frac{1}{c_{33}} \begin{bmatrix} c_{13} & c_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} e_{31} \\ e_{31} \end{bmatrix} \cdot E_3 \\ S_3 &= \frac{T_3}{c_{33}} + \frac{e_{33}}{c_{33}} \cdot E_3 - \frac{1}{c_{33}} \begin{bmatrix} c_{13} & c_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & c_{12} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} \\ c_{12} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} + \frac{c_{13} \cdot T_3}{c_{33}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \end{bmatrix} \cdot E_3 \\ S_3 &= \frac{T_3}{c_{33}} + \frac{e_{33}}{c_{33}} \cdot E_3 - \frac{1}{c_{33}} \begin{bmatrix} c_{13} & c_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.26})$$

Finalement en forme matricielle complète on obtient :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & c_{12} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ c_{12} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ -\frac{c_{13}}{c_{33}} & -\frac{c_{13}}{c_{33}} & \frac{1}{c_{33}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ T_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ e_{31} - e_{33} \frac{c_{13}}{c_{33}} \\ -\frac{e_{33}}{c_{33}} \end{bmatrix} \cdot E_3 \quad (\text{A.27})$$

En utilisant les valeurs effectives, on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11}^{ef} & c_{12}^{ef} & c_{13}^{ef} \\ c_{12}^{ef} & c_{11}^{ef} & c_{13}^{ef} \\ -c_{13}^{ef} & -c_{13}^{ef} & c_{33}^{ef} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ T_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{31}^{ef} \\ e_{31}^{ef} \\ e_{31}^{ef} \end{bmatrix} \cdot E_3 \\ D_3 &= \begin{bmatrix} e_{31}^{ef} & e_{31}^{ef} & e_{31}^{ef} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ T_3 \end{bmatrix} + e_{33}^{ef} \cdot E_3 \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Où les coefficients effectifs sont :

$$\begin{aligned}
c_{11}^{ef} &= c_{11} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & e_{31}^{ef} &= e_{31} - c_{13} \frac{e_{33}}{c_{33}} \\
c_{12}^{ef} &= c_{12} - \frac{c_{13}^2}{c_{33}} & e_{33}^{ef} &= \frac{-e_{33}}{c_{33}} \\
c_{13}^{ef} &= \frac{c_{13}}{c_{33}} & \epsilon_{33}^{ef} &= \epsilon_{33}^S + \frac{e_{33}^2}{c_{33}} \\
c_{33}^{ef} &= \frac{1}{c_{33}} & &
\end{aligned} \tag{A.29}$$

Si $S_2=0$ et $T_3=0$:

$$\boxed{
\begin{aligned}
\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ S_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_{11}^{ef} \\ c_{12}^{ef} \\ -c_{13}^{ef} \end{bmatrix} \cdot S_1 - \begin{bmatrix} e_{31}^{ef} \\ e_{31}^{ef} \\ e_{33}^{ef} \end{bmatrix} \cdot E_3 \\
D_3 &= e_{31}^{ef} \cdot S_1 + \epsilon_{33}^{ef} \cdot E_3
\end{aligned}
} \tag{A.30}$$

Annexe B : Modèle analytique de la poutre

Dans cet annexe nous présentons les détails concernant la modélisation analytique d'une poutre encastrée-libre avec une masse sismique. Tout d'abord un comportement statique est analysé d'un bimorphe asymétrique avec une seule couche piézoélectrique et une mécanique, sans masse sismique. Ensuite le comportement dynamique et une réponse à une excitation sinusoïdale sont étudiés.

B.1. Comportement statique

La figure B.1 présente la structure analysée, composée de deux couches, dont une piézoélectrique. Nous allons étudier le comportement mécanique de cette structure en régime statique, notamment réponse à une force appliquée au bout.

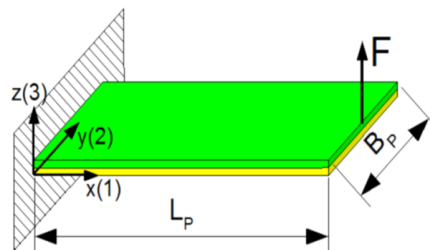


Figure B.1: Poutre encastrée - libre

B.1.1. Axe neutre

Pour trouver l'axe neutre du bimorphe dont la structure est présentée sur la figure B.2, un axe auxiliaire a va être utilisé. Dans ce cas nous allons ignorer l'influence de l'effet piézoélectrique. La coordonnée de début de l'axe neutre sur l'axe a est égale à a_1 . Les coordonnées a_2 et a_3 correspondent à l'interface entre le matériau piézoélectrique et le matériau constituant le support mécanique et la face supérieure de la couche piézoélectrique, respectivement.

$$\begin{aligned} a_2 &= h_s \\ a_3 &= h_s + h_p \end{aligned} \quad (B.1)$$

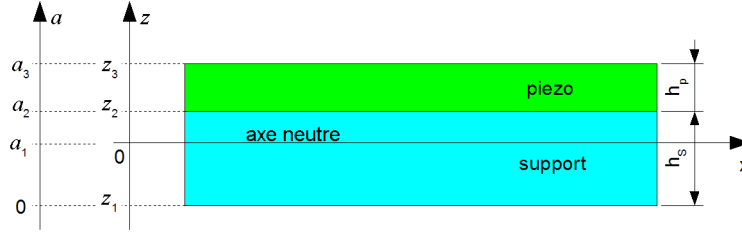


Figure B.2 : Couches de la poutre avec l'axe verticale z et l'axe auxiliaire a .

La position de l'axe neutre va être calculée en partant du fait que les forces résultantes sont nulles sur la section de la poutre. L'équilibre des forces résultantes est exprimé dans l'équation B.2.

$$\begin{aligned} \int_0^{a_2} T_{xs} da + \int_{a_2}^{a_3} T_{xp} da &= 0 \\ T_{xs} &= Y_S^{ef} S_1 = Y_S^{ef} \cdot \kappa \cdot (a - a_1) \\ T_{xp} &= c_{11}^{ef} \cdot \kappa \cdot (a - a_1) \end{aligned} \quad (B.2)$$

T_{xs} est la contrainte dans le support mécanique dans la direction x et T_{xp} est la contrainte dans le matériau piézoélectrique selon le même axe. La valeur effective de Module de Young du matériau piézoélectrique (qui est supposé purement mécanique pour le moment) c_{11}^{ef} est calculée de façon similaire de celle du silicium (les mêmes conditions aux frontières). Les démarches sont détaillées dans l'annexe A.5.

Les coordonnées de l'axe z sont liées avec l'axe a de la façon suivante – équation B.3.

$$\begin{aligned} z_1 &= -a_1 \\ z_2 &= a_2 - a_1 = h_s - a_1 \\ z_3 &= a_3 - a_1 = h_s + h_p - a_1 \end{aligned} \quad (B.3)$$

A partir de l'équation B.2 on obtient :

$$Y_S^{ef} \kappa \int_0^{a_2} (a - a_1) da + c_{11}^{ef} \kappa \int_{a_2}^{a_3} (a - a_1) da = 0 \quad (B.4)$$

$$Y_S^{ef} \int_0^{h_s} a da + c_{11}^{ef} \int_{h_s}^{h_s+h_p} a da = a_1 \left(Y_S^{ef} \int_0^{h_s} da + c_{11}^{ef} \int_{h_s}^{h_s+h_p} da \right) \quad (B.5)$$

$$Y_S^{ef} \cdot h_s^2 + c_{11}^{ef} \cdot h_p (2h_s + h_p) = 2a_1 (Y_S^{ef} h_s + c_{11}^{ef} h_p) \quad (B.6)$$

Nous arrivons donc à l'expression de la position de l'axe neutre par rapport à la face inférieure de la structure – équation B.7.

$$a_1 = \frac{Y_S^{ef} h_s^2 + c_{11}^{ef} h_p (2h_s + h_p)}{2(Y_S^{ef} h_s + c_{11}^{ef} h_p)} \quad (B.7)$$

B.1.2. L'équilibre des moments dans la poutre

Dans cette partie nous prenons en compte les propriétés piézoélectriques ainsi que toutes les conditions aux limites appliquées sur la structure.

Le moment agissant sur la structure par unité de largeur (en négligeant la gravité) est égal à :

$$M_y(x) = \frac{F}{B_p} \cdot (L_p - x) \quad (\text{B.8})$$

Les déformations dans la poutre sont liées avec la courbure κ :

$$S_1 = -z \kappa \quad (\text{a})$$

$$\kappa = \frac{\partial^2 W}{\partial x^2} \quad (\text{b}) \quad (\text{B.9})$$

L'équilibre des moments dans la poutre exige que :

$$M_y(x) = - \int_{z_1}^{z_2} T_1 z dz - \int_{z_2}^{z_3} T_1 z dz \quad (\text{B.10})$$

Pour décrire les contraintes dans la couche piézoélectrique, les équations piézoélectriques vont être utilisés (équation B.11).

$$T_1 = c_{11}^{ef} S_1 - e_{31}^{ef} E_3 \quad (\text{a})$$

$$D_3 = e_{31}^{ef} S_1 + \epsilon_{33}^{ef} E_3 \quad (\text{b}) \quad (\text{B.11})$$

Après transformation de l'équation B.11b et introduction de la courbure κ , définie dans l'équation B.9b on peut obtenir l'expression de l'intensité du champ électrique dans le matériau piézoélectrique :

$$E_3 = \frac{D_3}{\epsilon_{33}^{ef}} + \frac{e_{31}^{ef}}{\epsilon_{33}^{ef}} \kappa z \quad (\text{B.12})$$

En introduisant l'équation B.9a et B.11a dans l'équation B.10 on obtient l'expression du moment dans la poutre en fonction de la courbure κ ainsi que le champ électrique E_3 .

$$M_y(x) = Y_s^{ef} \kappa \int_{z_1}^{z_2} z^2 dz + c_{11}^{ef} \kappa \int_{z_2}^{z_3} z^2 dz + e_{31}^{ef} \int_{z_2}^{z_3} E_3 z dz \quad (\text{B.13})$$

En évaluant les intégrales, on obtient l'équation B.14.

$$M_y(x) = \kappa \left(\frac{Y_s^{ef}}{3} (z_2^3 - z_1^3) + \frac{c_{11}^{ef}}{3} (z_3^3 - z_2^3) \right) + e_{31}^{ef} \int_{z_2}^{z_3} E_3 z dz \quad (\text{B.14})$$

On peut introduire un terme de « rigidité équivalente » de la poutre D_G :

$$M_y(x) = \kappa \cdot D_G + e_{31}^{ef} \int_{z_2}^{z_3} E_3 z dz \quad (\text{B.15})$$

Avec :

$$D_G = \frac{Y_s^{ef}}{3} (z_2^3 - z_1^3) + \frac{c_{11}^{ef}}{3} (z_3^3 - z_2^3) \quad (\text{B.16})$$

La valeur de D_G peut être assimilée avec le terme EI de la structure étudiée.

Maintenant nous introduisons l'équation B.12 dans l'équation B.15 pour éliminer l'intensité du champ électrique E_3 qui est variable avec z .

$$M_y(x) = \kappa D_G + \frac{e_{31}^{ef}}{\epsilon_{33}^{ef}} \int_{z_2}^{z_3} (D_3 + e_{31}^{ef} z \kappa) z dz \quad (\text{B.17})$$

Comme D_3 n'est pas variable avec z , l'équation B.18 peut être obtenue en regroupant les éléments avec κ .

$$M_y(x) = \kappa D_G' + D_3(x) \beta \quad (\text{B.18})$$

Avec :

$$D_G' = D_G + \frac{(e_{31}^{ef})^2}{\epsilon_{33}^{ef}} \cdot \frac{z_3^3 - z_2^3}{3} \quad (\text{B.19})$$

$$\beta = \frac{e_{31}^{ef}}{2 \epsilon_{33}^{ef}} h_p \cdot (2 h_s + h_p - 2 a_1) \quad (\text{B.20})$$

Pour obtenir la relation entre la tension entre les électrodes U_0 et l'intensité du champ électrique E_3 , nous allons utiliser le théorème de Gauss, exprimé dans l'équation B.21.

$$-\int_{z_2}^{z_3} E_3 dz = U_0 \quad (\text{B.21})$$

En introduisant la relation B.12 on obtient :

$$\int_{z_2}^{z_3} E_3 dz = \int_{z_2}^{z_3} \frac{D_3(x)}{\epsilon_{33}^{ef}} dz + \int_{z_2}^{z_3} \frac{e_{31}^{ef}}{\epsilon_{33}^{ef}} \kappa z dz \quad (\text{B.22})$$

$$-U_0 = \frac{D_3(x)}{\epsilon_{33}^{ef}} h_p + \frac{e_{31}^{ef}}{\epsilon_{33}^{ef}} \kappa \int_{z_2}^{z_3} z dz \quad (\text{B.23})$$

Alors :

$$D_3(x) = \frac{-\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \cdot \left(U_0 + \frac{e_{31}^{ef}}{\epsilon_{33}^{ef}} \kappa \int_{z_2}^{z_3} z dz \right) \quad (\text{B.24})$$

$$D_3(x) = \frac{-\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \cdot (U_0 + \kappa \beta) \quad (\text{B.25})$$

En introduisant la dernière équation dans l'équation B.18 on obtient :

$$M_y(x) = \kappa D_G' - \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \beta (U_0 + \kappa \beta) \quad (\text{B.26})$$

Nous arrivons à la formule B.27 qui lie la tension entre les électrodes avec le moment agissant sur la poutre et la courbure de celle-ci.

$$\boxed{M_y(x) = D_G'' \cdot (\kappa - \xi U_0)} \quad (\text{B.27})$$

Avec :

$$D_G'' = D_G' - \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \beta^2 \quad (\text{B.28})$$

$$\xi = \frac{\epsilon_{33}^{ef} \beta}{h_p D_G''} \quad (\text{B.29})$$

En suivant le loi de Gauss, nous pouvons calculer la charge $q(t)$ accumulée sur les électrodes.

$$q(t) = \int_A D_3(x, t) dA = B_p \int_0^L D_3(x, t) dx \quad (\text{B.30})$$

On insérant l'équation B.25 on obtient :

$$q(t) = -B_p \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \left(u_0(t) L + \beta \left[\frac{\partial w(t)}{\partial x} \right]_{x=L} \right) \quad (\text{B.31})$$

Si une impédance quelconque Z est connectée entre les électrodes de la couche piézoélectrique, le courant $i(t)$ circulant à travers cette charge est lié avec la tension entre les électrodes par l'équation B.32.

$$i(t) = \frac{dq}{dt} = \frac{u_0(t)}{Z} \quad (\text{B.32})$$

Alors en insérant l'équation B.31 dans B.32 on obtient :

$$u_0(t) = -B_p Z \frac{\epsilon_{33}^{ef}}{h_p} \left(\frac{du_0}{dt} L + \beta \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L} \right) \quad (\text{B.33})$$

Pour résoudre cette équation différentielle il faut connaître la déformation de la poutre $w(x)$.

B.1.3. Cas d'une structure avec trois couches.

Le bimorphe décrit dans le paragraphe B.1.1 peut être transformé en bimorphe symétrique en ajoutant une couche du matériau piézoélectrique en bas de la poutre. Ce type de structure est largement utilisé dans les réalisations macroscopiques. Dans ce cas l'axe neutre est situé à une coordonné a_{1B} .

$$a_{1B} = h_p + \frac{h_S}{2} \quad (\text{B.34})$$

Les coordonnées de l'axe z sont liées avec l'axe a de façon suivante.

$$\begin{aligned} z_{1B} &= -a_{1B} \\ z_{2B} &= h_p - a_{1B} \\ z_{3B} &= h_p + h_S - a_{1B} \\ z_{4B} &= 2h_p + h_S - a_{1B} \end{aligned} \quad (\text{B.35})$$

L'équilibre des moments dans la structure donne :

$$\begin{aligned} M_y(x) &= - \int_{z_{1B}}^{z_{2B}} T_p z dz - \int_{z_{2B}}^{z_{3B}} T_S z dz - \int_{z_{3B}}^{z_{4B}} T_p z dz \\ M_y(x) &= Y_S^{ef} \cdot \kappa \int_{z_{2B}}^{z_{3B}} z^2 dz + Y_P^{ef} \cdot \kappa \left(\int_{z_{1B}}^{z_{2B}} z^2 dz + \int_{z_{3B}}^{z_{4B}} z^2 dz \right) \end{aligned} \quad (\text{B.36})$$

$$M_y(x) = \kappa \left(\frac{Y_S^{ef}}{3} (z_{3B}^3 - z_{2B}^3) + \frac{Y_P^{ef}}{3} (z_{4B}^3 + z_{2B}^3 - z_{3B}^3 - z_{1B}^3) \right) \quad (B.37)$$

D'une manière identique que dans le cas précédant, on peut y introduire un valeur de « rigidité globale équivalente » de la poutre avec trois couches :

$$M_y(x) = \kappa \cdot D_{GB} \quad (B.38)$$

Avec :

$$D_{GB} = \frac{Y_S^{ef}}{3} (z_{3B}^3 - z_{2B}^3) + \frac{Y_P^{ef}}{3} (z_{4B}^3 + z_{2B}^3 - z_{3B}^3 - z_{1B}^3) \quad (B.39)$$

B.2. Modèle dynamique couplé

Dans ce modèle tous les effets vont être incorporés, à savoir les effets de l'inertie rotationnelle de la masse sismique, le fait qu'elle est rigide, et en plus, le couplage complet de la couche piézoélectrique. La structure modélisée est représentée sur la figure B.3a et les symboles des déplacements sont explicités dans la figure B.3b

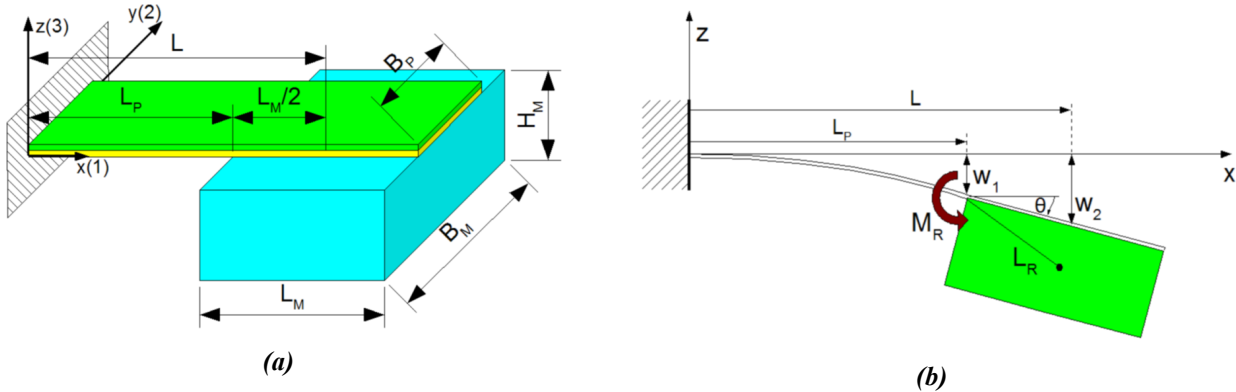


Figure B.3 : Le schéma de la structure modélisée (a) et l'indication des variables de déformation utilisées (b).

B.2.1. La partie mécanique

La masse sismique est soumise à une accélération et agit sur la poutre avec une force correspondante à sa masse et un moment appliqué au bout de la poutre correspondant à son inertie rotationnelle. Le moment total agissant sur la poutre est décrit par l'équation B.40.

$$M_y(x) = \frac{m}{B_P} (A_{in} - \ddot{w}_2)(L-x) - \frac{M_R}{B_P} \quad (B.40)$$

Après l'introduction de l'expression B.27 nous obtenons :

$$\frac{m}{B_P} (A_{in} - \ddot{w}_2)(L-x) - \frac{M_R}{B_P} = D_G'' (\kappa - \xi U_0) \quad (B.41)$$

Après transformations :

$$\kappa = \frac{m}{B_P D_G'''} (A_{in} - \ddot{w}_2) (L - x) - \frac{M_R}{B_P D_G'''} + \xi U_0 \quad (B.42)$$

Après première intégration :

$$\frac{\partial w}{\partial x} = \frac{m}{B_P D_G'''} (A_{in} - \ddot{w}_2) x \left(L - \frac{x}{2} \right) - \frac{M_R}{B_P D_G'''} x + \xi U_0 x \quad (B.43)$$

La dérivée du déplacement de la poutre au niveau de la jonction entre la poutre et la masse (l'angle de rotation de la masse sismique) s'exprime par l'équation B.44. De plus, pour des petites rotations, le tangent de l'angle peut être approximé par la valeur de cet angle.

$$\left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L_P} = \frac{L_P}{B_P D_G'''} \left(m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{L_P}{2} \right) - M_R \right) + \xi U_0 L_P = \tan \theta \approx \theta \quad (B.44)$$

Après une deuxième intégration on aboutit au déplacement de la poutre :

$$w(x) = \frac{x^2}{2 B_P D_G'''} \left[m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{x}{3} \right) - M_R \right] + \xi U_0 \frac{x^2}{2} \quad (B.45)$$

Déplacement de la poutre au niveau de la jonction entre la poutre et la masse :

$$w_1 = \frac{L_P^2}{2 B_P D_G'''} \left[m (A_{in} - \ddot{w}_2) \left(L - \frac{L_P}{3} \right) - M_R \right] + \xi U_0 \frac{L_P^2}{2} \quad (B.46)$$

Pour calculer le déplacement de la poutre au niveau du centre de gravité, il faut prendre en compte que la masse sismique est très rigide en comparaison avec la poutre. Nous allons donc faire une supposition que la masse ne se déforme pas. Le déplacement w_2 est exprimé par l'équation B.47.

$$w_2 = \tan \theta \cdot (L - L_P) + w_1 \approx \left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L_P} \cdot (L - L_P) + w_1 \quad (B.47)$$

Après introduction de l'équation B.44 et B.46 et introduction de L_{eq}^2 on obtient l'expression pour le déplacement w_2 .

$$w_2 = \frac{L_P L_{eq}^2}{B_P D_G'''} m (A_{in} - \ddot{w}_2) - \frac{M_R L_P}{B_P D_G'''} \left(L - \frac{L_P}{2} \right) + \xi U_0 L_P \left(L - \frac{L_P}{2} \right) \quad (B.48)$$

Avec :

$$L_{eq}^2 = L^2 - L_P L + \frac{L_P^2}{3} \quad (B.49)$$

Le moment de rotation de la masse sismique dans le domaine de Laplace :

$$\mathbf{M}_R = J_0 p^2 \left[\frac{\partial \mathbf{w}}{\partial x} \right]_{x=L_P} \quad (B.50)$$

Après introduction de l'équation B.44 :

$$\mathbf{M}_R = \frac{J_0 L_P p^2}{1 + \frac{L_P J_0}{B_P D_G'''} p^2} \left[\frac{m}{B_P D_G'''} (A_{in} - s^2 \mathbf{w}_2) \left(L - \frac{L_P}{2} \right) + \xi U_0 \right] \quad (B.51)$$

En introduisant l'équation B.51 dans l'équation B.48 portée dans le domaine de Laplace, on obtient :

$$w_2 = \frac{L_P m \left[L_{eq}^2 + \frac{L_P^3 J_0}{12 B_P D_G''} p^2 \right] + \xi U_0 L_P \left(L - \frac{L_P}{2} \right) B_P D_G''}{B_P D_G'' + L_P (J_0 + L_{eq}^2 m) p^2 + \frac{J_0 L_P^4 m}{12 B_P D_G''} p^4} \cdot A_{in} \quad (B.52)$$

Après transformations :

$$w_2 = \frac{L_P m \left[L_{eq}^2 + H_1 p^2 \right] + \xi U_0 L_P \left(L - \frac{L_P}{2} \right) B_P D_G''}{B_P D_G'' + H_2 p^2 + H_1 L_P m p^4} \cdot A_{in} \quad (B.53)$$

Avec :

$$H_1 = \frac{L_P^3 J_0}{12 B_P D_G''} \quad (B.54)$$

$$H_2 = J_0 + L_{eq}^2 m$$

B.2.2. La partie électrique

En utilisant l'équation B.33 portée dans le domaine de Laplace :

$$U_0 = -B_P Z D_G'' \frac{\xi}{\beta} p \left(U_0 L_P + \beta \left[\frac{\partial w}{\partial x} \right]_{x=L_P} \right) \quad (B.55)$$

En introduisant l'équation B.44 pour éliminer la dérivée par rapport à x :

$$U_0 = -Z \xi L_P \frac{p}{1 + H_3 p} \left[m (A_{in} - p^2 w_2) \left(L - \frac{L_P}{2} \right) - M_R \right] \quad (B.56)$$

Avec :

$$H_3 = B_P Z D_G'' \frac{\xi}{\beta} L_P (1 + \beta \xi) \quad (B.57)$$

En introduisant l'équation B.51 on obtient :

$$U_0 = -Z \xi L_P m (A_{in} - p^2 w_2) \left(L - \frac{L_P}{2} \right) \cdot \Phi \quad (B.58)$$

Avec

$$\Phi = \frac{p}{1 + H_3 p + 12 \frac{H_1}{L_P^2} p^2 + H_4 p^3} \quad (B.59)$$

$$H_4 = Z L_P^2 J_0 \frac{\xi}{\beta}$$

B.2.3. Le couplage

Nous éliminons la tension (équation B.58) de l'équation B.53 et nous obtenons :

$$w_2 = \frac{G_{i0} + G_{i1} p + G_{i2} p^2 + G_{i3} p^3}{G_{b0} + G_{b1} p + G_{b2} p^2 + G_{b3} p^3 + G_{b4} p^4 + G_{b5} p^5 + G_{b6} p^6 + G_{b7} p^7} \cdot m L_P A_{in} \quad (B.60)$$

Avec :

$$\begin{aligned} G_{i0} &= 12 \beta B_P D_G'' L_{eq}^2 \\ G_{i1} &= (B_P D_G'')^2 \xi L_P Z (12 L_{eq}^2 + \xi L_P^2 \beta) \\ G_{i2} &= \beta J_0 L_P^3 \\ G_{i3} &= B_P D_G'' Z \xi L_P^4 J_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{b0} &= 12 \beta (B_P D_G'')^2 \\ G_{b1} &= 12 (B_P D_G'')^3 Z \xi L_P (1 + \beta \xi) \\ G_{b2} &= 12 \beta B_P D_G'' L_P (J_0 + m L_{eq}^2) \\ G_{b3} &= (B_P D_G'')^2 \xi Z L_P^2 (12 m L_{eq}^2 + 12 J_0 + L_P^2 m \xi \beta) \\ G_{b4} &= L_P^4 m \beta J_0 \\ G_{b5} &= B_P D_G'' L_P^5 m Z \xi J_0 \end{aligned} \quad (B.61)$$

Pour le régime permanent et excitation sinusoïdale, on peut utiliser $s = j\omega$ et l'équation B.60 dévient :

$$w_2 = \frac{G_{i0} - G_{i2} \omega^2 + j(G_{i1} \omega - G_{i3} \omega^3)}{G_{b0} - G_{b2} \omega + G_{b4} \omega^4 + j(G_{b1} \omega - G_{b3} \omega^3 + G_{b5} \omega^5)} \cdot m L_P A_{in} \quad (B.62)$$

En utilisant l'équation B.58 l'expression pour la tension entre les électrodes peut être obtenue :

$$U_0 = \frac{K_{i1} p + K_{i3} p^3}{K_{b0} + K_{b1} p + K_{b2} p^2 + K_{b3} p^3 + K_{b4} p^4 + K_{b5} p^5 + K_{b6} p^6 + K_{b7} p^7} \cdot \xi m L_P^3 Z A_{in} \quad (B.63)$$

Avec :

$$\begin{aligned} K_{i1} &= B_P D_G'' (L_P - L) \\ K_{i3} &= -2 H_4 L + 2 L_{eq}^2 L_P m L + L_P H_4 - L_{eq}^2 L_P^2 m \\ K_{b0} &= 2 B_P D_G'' L_P^2 \\ K_{b1} &= 2 B_P D_G'' L_P^2 H_1 \\ K_{b2} &= 2 L_P^2 H_4 + 24 B_P D_G'' H_3 \\ K_{b3} &= 2 B_P D_G'' L_P^2 H_2 + m Z B_P D_G'' \zeta^2 L_P^4 (L_P^2 - 2 L_{eq}^2) + 2 L_P^2 H_1 H_4 \\ K_{b4} &= 2 L_P^3 m H_3 + 24 H_3 H_4 \\ K_{b5} &= 2 L_P^2 H_2 H_4 + 2 L_P^3 m H_1 H_3 \\ K_{b6} &= 24 L_P m H_3^2 \\ K_{b7} &= 2 L_P^3 m H_2 H_3 \end{aligned} \quad (B.64)$$

Pour le régime sinusoïdal, la puissance dissipée sur la charge Z peut être obtenue à partir de la relation B.65:

$$P = \frac{U \bar{U}}{2Z} \quad (B.65)$$

Dans le cas d'une charge purement résistive (pas de déphasage), la puissance dissipée sur cette charge est décrite par la relation B.66.

$$P = \frac{|U_0|^2}{2R} \quad (\text{B.66})$$

B.2.4. Introduction des pertes diélectriques et mécaniques

B.2.4.1. Pertes mécaniques – amortissement structural

Si le facteur d'amortissement structural est appelé γ , les pertes mécaniques peuvent être représentées comme une partie imaginaire du coefficient de rigidité. Avec cette hypothèse l'expression B.16 de D_G devient :

$$D_G = Y_S^{ef} (1 + j\gamma_s) \frac{z_2^3 - z_1^3}{3} + c_{11}^{ef} (1 + j\gamma_p) \frac{z_3^3 - z_2^3}{3} \quad (\text{B.67})$$

En faisant la séparation de la partie réelle et la partie imaginaire :

$$D_G = D_{GR} + D_{GI} = Y_S^{ef} \frac{z_2^3 - z_1^3}{3} + c_{11}^{ef} \frac{z_3^3 - z_2^3}{3} + Y_S^{ef} j\gamma_s \frac{z_2^3 - z_1^3}{3} + c_{11}^{ef} j\gamma_p \frac{z_3^3 - z_2^3}{3} \quad (\text{B.68})$$

Une supposition est faite que le coefficient de pertes est isotrope dans tous les matériaux. Pour le coefficient supplémentaire D_G'' :

$$D_G'' = D_{GR}'' + D_{GI}'' \quad (\text{B.69})$$

B.2.4.2. Pertes diélectriques

Les pertes diélectriques sont présentes uniquement dans la couche piézoélectrique. Elles peuvent être représentées comme une partie imaginaire de la permittivité électrique du matériau.

$$\epsilon_{33}^S = \epsilon_{33\text{Re}}^S - j\epsilon_{33\text{Re}}^S \tan \delta = \epsilon_{33\text{Re}}^S - \epsilon_{33\text{Im}}^S \quad (\text{B.70})$$

La valeur effective :

$$\epsilon_{33}^{ef} = \epsilon_{33\text{Re}}^{ef} - \epsilon_{33\text{Im}} \quad (\text{B.71})$$

B.2.4.3. Pertes visqueuses

Les pertes visqueuses sont introduites par une force de frottement avec l'air ambiant. Cette force est proportionnelle à la vitesse de déplacement de la structure. Une discussions plus détaillée de cette thématique peut être trouvé dans l'annexe C.

Annexe C : Mécanismes de dissipation de l'énergie dans micro résonateurs

Nous proposons d'étudier les mécanismes de dissipation de l'énergie dans des micro résonateurs. Nous allons étudier une structure de type poutre encastrée-libre avec une masse au bout. La structure ainsi que les pertes sont schématisées sur la figure C.1.

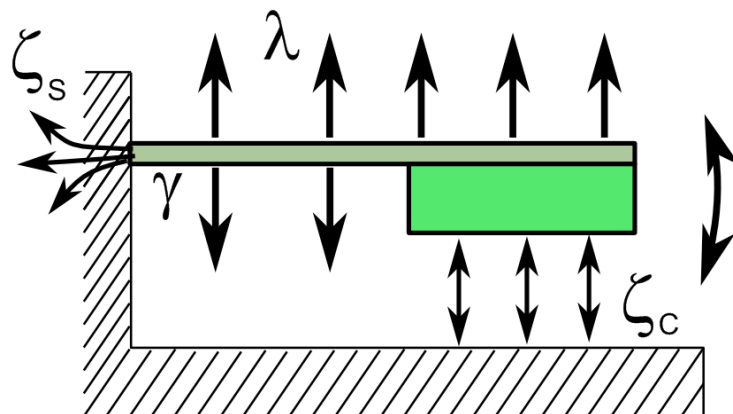


Figure C.1 : Schéma d'une poutre avec les mécanismes de dissipation de l'énergie.

La structure est constituée d'une poutre de longueur L_P , largeur B_P et épaisseur H_P , une masse sismique de hauteur H_M , largeur B_M et longueur L_M . La paroi la plus proche fixée et parallèle à la structure se trouve à distance g_0 de la face inférieure de la masse. Nous supposons que la structure se trouve dans l'air sous pression p . Dans une telle structure, purement mécanique, quatre sources de pertes peuvent être définies [112] :

- l'amortissement lié au frottement avec l'air, caractérisé par le paramètre λ et évalué à partir des équations de Navier-Stokes
- l'amortissement lié à la compression de l'air entre la structure et la paroi, décrit par le paramètre ζ_C
- l'amortissement lié au rayonnement de l'énergie dans le support, décrit par le paramètre ζ_S
- l'amortissement interne du matériau, caractérisé par le paramètre γ

Nous allons analyser chaque type des pertes. Pour obtenir des valeurs numériques nous allons utiliser des valeurs présentées dans le tableau C.1.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeur</i>	<i>Explication</i>
H _p	5μm	Épaisseur de la poutre
L _p	1.5mm	longueur de la poutre
B _p	500μm	largeur de la poutre
H _M	500μm	hauteur de la masse
L _M	1mm	longueur de la structure
B _M	500μm	largeur de la masse
w(x)	variable avec x	déplacement de la structure
g ₀	500μm	distance entra la structure et la paroi parallèle la plus proche
ρ _s	2330 kg m ⁻³	densité du matériau de la structure en vibration
Y	166 10 ⁹ Pa	module d'élasticité de la structure
M _a	28,964 10 ⁻³ kg mol ⁻¹	masse molaire de l'air sec
R	8,314472 J mol ⁻¹ K ⁻¹	constante du gaz
T	300K	température absolue
p _a	variable	pression du gaz
ω _N	2 π 900Hz	pulsation de résonance
P	proportionnelle à la vitesse	force de frottement de l'air
ρ _a	variable avec pression	densité de l'air
μ	1,81 10 ⁻⁵ Pa s	viscosité d'air

Tableau C.1 : Liste des constantes et variables utilisées la modélisation.

C.1. Frottement avec l'air [94], [112]

L'amortissement lié au frottement de l'air est variable avec la pression. La force de frottement est proportionnelle à la vitesse de déplacement de la structure dans le gaz – équation C.1.

$$P = \lambda \dot{w} \tag{C.1}$$

Le facteur de qualité d'une structure en vibration est défini par le rapport entre l'énergie emmagasinée et dissipée par période (l'équation C.2).

$$Q = 2\pi \frac{\text{énergie vibratoire emmagasinée}}{\text{énergie dissipée per période}} = 2\pi \frac{U_i}{U_d} \tag{C.2}$$

Pour calculer l'énergie emmagasinée par la structure en résonance (premier mode) à la fréquence ω_N, nous allons évaluer l'énergie cinétique maximale de la structure. Nous allons faire une simplification de négliger l'énergie cinétique de la poutre par rapport à l'énergie de la beaucoup plus grande masse sismique.

$$U_i = U_{kmax} = \int_{L_p}^{L_p + L_M} \rho_S B_M H_M \cdot \frac{|\dot{w}_{max}|^2}{2} dx \tag{C.3}$$

En appliquant la séparation des variables spatiales x et temporelles t selon l'équation C.4 et en prenant en compte uniquement une vibration harmonique avec une pulsation ω , nous arrivons à l'équation C.5.

$$w(x, t) = w_s(x) e^{j\omega t} \quad (C.4)$$

$$U_{kmax} = \rho B_M \frac{H_M}{2} \omega_N^2 \int_{L_p}^{L_p+L_M} w_s^2(x) dx \quad (C.5)$$

Avec w_s étant la forme du premier mode de vibration de la structure.

Pour obtenir l'expression de l'énergie dissipée, nous allons intégrer le travail fait par la force de frottement (équation C.1) pendant une période T – équation C.6. Puisque notre structure est composée d'une grande masse sismique attachée au bout de la poutre (sa vitesse de déplacement est supérieure à la vitesse de déplacement de la poutre), c'est elle qui contribue le plus au frottement. Dans le calcul nous prenons donc en compte uniquement la surface de la masse sismique.

$$U_d = \int_0^T P \dot{w} dt = \frac{1}{B_M L_M} \int_0^T \int_0^{L_p+L_M} \int_{L_p} \lambda \dot{w}(x, t)^2 dx dy dt = \frac{\lambda \omega_N^2}{L_M} \int_0^T (e^{j\omega t})^2 dt \int_{L_p}^{L_p+L_M} w_s^2(x) dx \quad (C.6)$$

Pour le mouvement harmonique l'intégrale sur temps égale à π/ω donc la valeur du facteur de qualité mécanique de l'équation C.2 peut être exprimée par (avec M la valeur de la masse sismique) :

$$Q = 2\pi \frac{\rho B_M \frac{H_M}{2} \omega_N^2 \int_{L_p}^{L_p+L_M} w_s^2(x) dx}{\frac{1}{L_M} \lambda \omega_N^2 \frac{\pi}{\omega} \int_{L_p}^{L_p+L_M} w_s^2(x) dx} = \frac{M \omega_N}{\lambda} \quad (C.7)$$

Pour trouver le coefficient λ la modélisation des pertes peut être décomposée en trois zones :

- la région intrinsèque

C'est la région dans laquelle la pression de l'air est tellement faible que le frottement avec l'air est négligeable et des autres phénomènes prédominent, donc $\lambda = 0$.

- la région moléculaire (Knudsen)

L'amortissement est provoqué par des collisions indépendantes entre la structure et les molécules de l'air. La force peut être évaluée à partir de la théorie cinétique de gaz, avec l'équation C.8.

$$\lambda_m = k_m B p_a L \quad (C.8)$$

Avec :

$$k_m = \sqrt{\frac{32 M_a}{9 \pi R T}} \quad (C.9)$$

Le facteur de qualité mécanique dans le région moléculaire Q_m est exprimé par l'équation C.10.

$$\boxed{Q_m = \frac{\rho H_M \omega_N}{k_M p_a}} \quad (C.10)$$

Dans cette région le facteur de qualité n'est pas liée ni avec la largeur ni avec la longueur de la poutre parce qu'elles influencent d'une façon égale aussi bien l'énergie cinétique que l'énergie dissipée par

frottement. Le facteur de qualité est proportionnel à la fréquence et inversement proportionnel à la pression du gaz.

- la région visqueuse

Pour les pressions encore plus élevées, l'air se comporte comme un fluide. Pour calculer son comportement les équations de Navier-Stokes peuvent être utilisées. Puisque nous considérons une structure constituée d'une poutre ayant une grande masse sismique au bout, nous allons négliger la force de frottement de l'air sur la poutre et nous allons prendre en compte uniquement la masse qui est plus grande et se déplace beaucoup plus rapidement. Pour calculer la force de frottement une simplification est faite, que la masse est remplacée par une sphère dont la taille est suffisante pour contenir la vraie masse sismique donc avec le rayon R_s égal à la moitié de la diagonale de la masse. Cette simplification est largement utilisée [94], [112] et confirmée par les résultats expérimentaux. Dans ce cas le facteur λ est décrit par l'équation C.11.

$$\lambda_v = 6\pi\mu R_s \left(1 + \frac{R_s}{\delta}\right) \quad (C.11)$$

Avec δ étant la largeur de la couche de frontière perpendiculaire à la direction de mouvement qui exprime la profondeur de pénétration d'une onde latérale (la région turbulente). Cette valeur est exprimée par l'équation C.12.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\mu}{\rho_a \omega_N}} \quad (C.12)$$

Pour les gazes parfaits, la densité du gaz est définie par l'équation C.13. De plus nous pouvons faire une supposition que dans la région de pression considérée, la viscosité du gaz n'est pas variable avec la pression.

$$\rho_a = \frac{M_a}{RT} \cdot p \quad (C.13)$$

Le facteur de qualité de la structure vibrante dans le région visqueuse Q_v peut être obtenu à partir des équations C.2 et C.11.

$$Q_v = \frac{M \omega_N}{6\pi\mu R_s \left(1 + \sqrt{\frac{R_s^2 \rho_0 \omega_N}{2\mu}}\right)} \quad (C.14)$$

Les zones moléculaire et visqueuse sont séparées par la pression dite « critique ». Elle sépare la région où le facteur de qualité est proportionnel à l'inverse de la racine de la pression et la région où le facteur de qualité est inversement proportionnel à la pression. La valeur de cette pression critique est définie par l'équation C.15.

$$P_{cr} = \frac{\mu RT}{2B_p^2 \omega_N M_a} \quad (C.15)$$

C.2. Compression de l'air

Dans le cas où l'oscillateur est situé à côté d'une paroi rigide, une force est introduite, liée au mouvement de l'air entre la structure et la paroi. Ce type d'amortissement est surtout important dans des

structures avec des plaques très proches en mouvement relative perpendiculaire – par exemple des actionneurs électrostatiques. Dans notre cas c'est la distance entre la masse sismique et la surface en-dessous qui peut créer le plus de force. Selon les calculs présentées par H. Hosaka et al. [112] le paramètre des pertes peut être décrit par l'équation C.16.

$$\zeta_c = \frac{\mu B_M^2}{2\rho g_0^3 H_M \omega} \quad (C.16)$$

Donc le facteur de qualité lié à la compression de l'air est décrit par l'équation C.14.

$$Q_c = \frac{\rho g_0^3 H_M \omega}{\mu B_M^2} \quad (C.17)$$

Dans ce le cas de nos structures il n'y a pas de parois proches et parallèles à la structure en vibration, donc le facteur de qualité lié à la compression d'air va être très élevé.

C.3. Frottement interne [113]

Une grande partie des matériaux soumis à des cycles contraintes cycliques (allongement – compression restant dans le domaine d'élasticité) présentent des relations contraintes – déformation caractérisées par des boucles d'hystérésis. L'énergie dissipée par cycle est proportionnelle à l'aire de la boucle d'hystérésis. Dans un domaine restreint de fréquences, cette force de frottement est indépendante de la fréquence et est proportionnelle au déplacement, donc à la force élastique. La force de frottement est en phase avec la vitesse, donc décalée de $\pi/4$ par rapport aux contraintes. Ce type d'amortissement est décrit par le paramètre η déterminé par les propriétés des matériaux. Le coefficient d'amortissement utilisé dans la modélisation est lié avec ce paramètre par l'équation (C.9).

$$\zeta_s = 0.5 \eta \quad (C.18)$$

Le paramètre η doit être mesuré expérimentalement. Nous allons prendre la valeur de Q mécanique de silicium égal à $2 \cdot 10^5$ reportée dans [94].

Néanmoins dans notre cas, la poutre est composée non seulement du silicium mais de plusieurs couches constituées des matériaux différents. Pour obtenir le facteur de qualité de la structure entière il faut explorer le comportement de la structure avec les pertes présents dans tous les matériaux. Pour faire cela nous avons employé le modèle développé dans le chapitre V et nous avons fait la supposition de l'absence des autres types de pertes. Nous avons introduit les paramètres mesurés des matériaux que nous allons utiliser dans la fabrication :

- le facteur de qualité de l'AlN : $\eta_{\text{AlN}} = 8,3\text{e-}3$
- le facteur de qualité du PZT : $\eta_{\text{PZT}} = 7,4\text{e-}3$

Les dimensions de la structure sont les suivantes : la largeur de la masse et de la poutre sont égales à $800\mu\text{m}$, la longueur de la poutre est égale à $400\text{e-}6$, hauteur de la masse sismique est de $525\mu\text{m}$ et la longueur de la masse est de $800\mu\text{m}$. La couche en silicium fait $5\mu\text{m}$ dans le cas de la structure PZT et $10\mu\text{m}$ dans le cas de la structure en AlN. Dans les calculs dans les deux cas, la poutre est composée uniquement d'une couche de silicium et une couche piézoélectrique respectivement en AlN ($1\mu\text{m}$) ou en PZT ($2\mu\text{m}$).

Le facteur de qualité à été obtenu à partir du spectre de déplacement en résonance avec des électrodes du matériau piézoélectrique court-circuitées pour éviter l'influence du couplage piézoélectrique.

Nous avons obtenu le facteur de qualité de la structure en AlN égal à 344 ($f_{\text{res}}=1414\text{Hz}$) et 223 ($f_{\text{res}} = 545\text{Hz}$) pour la structure en PZT.

C.4. Pertes de support

Dans le cas des structures microfabriquées, la structure mobile ainsi que le support sont fait du même bout du matériau donc la friction entre les matériaux n'existe pas et c'est la vibration du substrat qui provoque des pertes. Pour le premier mode de résonance le paramètre d'amortissement peut être approché par l'équation C.19 [112].

$$\zeta_s = \frac{0,23 H_p^3}{L_p^3} \quad (\text{C.19})$$

Alors le facteur de qualité liée est exprimé par l'équation C.20.

$$Q_s = \frac{L_p^3}{0,115 H_p^3} \quad (\text{C.20})$$

Pour notre structure, la longueur est beaucoup plus grand que la hauteur de la poutre, donc ce type de pertes va être négligeable.

C.5. Pertes thermo-élastiques

Dans la modélisation nous avons négligé l'existence des pertes thermo-élastiques parce que la constante de relaxation thermique est beaucoup plus courte que la période de vibration de notre structure. Nous avons estime la valeur du facteur de qualité lié avec ce phénomène en utilisant le modèle de Zener [95] et nous avons obtenu $Q = 26 \cdot 10^6$.

Annexe D : Propriétés des matériaux utilisés dans la modélisation

D.1. Silicium

Masse volumique : 2330 kg m^{-3}

Matrice de conformité mécanique du silicium monocristallin d'orientation cristalline [100] :

$$[c] = \begin{bmatrix} 166 & 64 & 64 & 0 & 0 & 0 \\ 64 & 166 & 64 & 0 & 0 & 0 \\ 64 & 64 & 166 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 80 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 80 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 80 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (\text{D.1})$$

D.2. Oxyde de silicium

Masse volumique : 2684 kg m^{-3}

Matrice de conformité mécanique de l'oxyde de silicium :

$$[c] = \begin{bmatrix} 78 & 16 & 16 & 0 & 0 & 0 \\ 16 & 78 & 16 & 0 & 0 & 0 \\ 16 & 16 & 78 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 31 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 31 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 31 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (\text{D.2})$$

D.3. PZT en couche mince de l'EPFL

Masse volumique : 7700 kg m^{-3}

Orientation 100

Pertes diélectriques : $\tan \delta = 3\text{-}5\%$

Qualité mécanique : $Q = 135$

Couplage piézoélectrique : $e_{31,f} = 12 \text{ Cm}^{-2}$

Contraintes dans la couche : 100 MPa

Matrice de permittivité électrique :

$$[\epsilon^S] = \begin{bmatrix} 1160 & 0 & 0 \\ 0 & 1160 & 0 \\ 0 & 0 & 1160 \end{bmatrix} \cdot \epsilon_0 \cdot s^4 A^2 kg^{-1} m^{-3} \quad (D.3)$$

Matrice de conformité mécanique :

$$[c] = \begin{bmatrix} 132 & 71 & 73 & 0 & 0 & 0 \\ 71 & 132 & 73 & 0 & 0 & 0 \\ 73 & 73 & 115 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 26 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 26 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 30 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (D.4)$$

Matrice de couplage piézoélectrique e :

$$[e] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 10,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10,5 & 0 & 0 \\ -4,1 & -4,1 & 14,1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot A s m^{-2} \quad (D.5)$$

D.4. Nitrure d'aluminium de MEMSCAP :

Masse volumique : 3260 kg m^{-3}

$Q = 120$

$\tan \delta = 0,1\%$

Matrice de permittivité électrique :

$$[\epsilon^S] = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 8 & 0 \\ 0 & 0 & 9.5 \end{bmatrix} \cdot \epsilon_0 \cdot s^4 A^2 kg^{-1} m^{-3} \quad (D.6)$$

$$[c] = \begin{bmatrix} 345 & 125 & 120 & 0 & 0 & 0 \\ 125 & 345 & 120 & 0 & 0 & 0 \\ 120 & 120 & 395 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 118 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 118 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 110 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (D.7)$$

Matrice de couplage piézoélectrique e :

$$[e] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -0,48 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,48 & 0 & 0 \\ -0,58 & -0,58 & 1,55 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot A s m^{-2} \quad (D.8)$$

D.5. Les métaux

D.5.1. Aluminium

Le métal de l'électrode supérieure dans la technologie AlN

Masse volumique : 2700

Matrice de conformité mécanique :

$$[c] = \begin{bmatrix} 107 & 61 & 61 & 0 & 0 & 0 \\ 61 & 107 & 61 & 0 & 0 & 0 \\ 61 & 61 & 107 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 28 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 28 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 28 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (D.9)$$

D.5.2. Titane

Masse volumique : 4510 kg m⁻³

Module de Young : 110e9

D.5.3. Platine

Matrice de conformité mécanique :

$$[c] = \begin{bmatrix} 346 & 250 & 250 & 0 & 0 & 0 \\ 250 & 346 & 250 & 0 & 0 & 0 \\ 250 & 250 & 346 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 76 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 76 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 76 \end{bmatrix} \cdot 10^9 Pa \quad (D.10)$$

Masse volumique : 21000

D.5.4. Chrome-Or

Le matériau de l'électrode supérieure dans la technologie PZT. La couche en chrome c'est une très fine couche s'accroche. Les propriétés de la couche sont supposées identiques aux propriétés d'une couche mince d'or.

Masse volumique : 19280 kg m⁻³

Y = 171 Gpa

Module de poisson : 0,42

Annexe E : Récapitulatif des résultats expérimentaux

Dans cet annexe nous présentons un tableau contenant un récapitulatif des résultats expérimentaux obtenus avec les dispositifs fabriqués.

Dispositif	Fréquences		Tension sur 10M	Ropt		Tension sur Ropt @0.2g [mV]		P sur Ropt @0.2g [nW]		Vmax Ropt [V]		Pmax at Ropt [μW]		@ g	Notes
	Res	Ares		@0.2g [mV]	Res	Ares	Res	Ares	Res	Ares	Res	Ares	Res		
AR1_1_2	361		234.51	520k		165.10		6,81		1,04		0.27		1.5	R1 AIN
AR1_3	1805			290k		59.42		6,26		0.22		0.10		2.0	Nonlinear
AR2_1_1	1488		94.75	550k		52.66		2.52		1.25		1.41		4	R2 AIN STD
AR2_1_3	1367		165.48	650k	1M	88.40	108.24	6.01	5.86	1.59		1.96		4	R2 AIN STD
PR2_2_IDT	873		227.91	520k		137.35		18.14		0.63		0.38		2	IDT first pol
PR2_2_SPL	872		120.90	500k		65.35		4,27		0.32		0.11		2	SPL first pol
PR2_8_3	869	889	475.33	10k	2M	20.69	296.04	21.40	21.91	0.13	1,92	0.96	0.93	2	STD
PR2_10_1	855	877	448.62	10k	1.92 M	19.01	273.64	18.08	19.50	0.13	1,81	0.84	0.86	2	STD
PR2_9_4	833	835	513,27	350k	1M	159363	267,19	36,4	35,69	1,00	1,67	1,43	1,41	2	IDT6
PR2_11_1	846		383.02	700k		189.47		25.64		1,14		0.92		2	IDT10
PR2_11_2	855	862	444.48	130k	3M	71.88	337.95	19.87	19.04	0,41	1.92	0,65	0.62	2	SPL

TITRE

CONCEPTION DE MICROGENERATEURS INTEGRES POUR SYSTEMES SUR PUCE AUTONOMES

Résumé

L'objectif de ce travail est d'étudier l'alimentation de systèmes électroniques à partir de l'énergie des vibrations mécaniques ambiantes. Nous nous sommes focalisés sur la miniaturisation du dispositif de récupération d'énergie et son élaboration à partir des techniques de microfabrication. Les dispositifs de type MEMS permettront de créer des systèmes autonomes sur une seule puce (SoC) ou dans un boîtier (SoP). Nous avons développé des modèles analytiques et par éléments finis de microgénérateurs piézoélectriques. Les dispositifs ont été conçus et fabriqués en utilisant deux matériaux piézoélectriques : AIN et PZT. Nous avons démontré que de telles structures peuvent fournir une puissance de l'ordre de quelques μW . Grâce à des circuits spécifiques de gestion de puissance, il est possible de charger un élément de stockage à partir de vibrations de très faible amplitude. Les performances des premiers prototypes ont montré qu'ils étaient bien adaptés pour les applications visées.

Mot clés : micro génération d'énergie, microsystème autonome, récupération de l'énergie ambiante, réseau de capteurs sans fil, couches minces piézoélectriques

TITLE

DESIGN OF MEMS MICRO POWER GENERATORS FOR AUTONOMOUS SYSTEMS ON CHIP

Abstract

The goal of this work consists in exploring the possibility of using the energy of ambient mechanical vibrations for powering autonomous electronic devices. We analyse the possibility of miniaturisation of such generators by using microfabrication techniques and piezoelectric thin layers. A MEMS micro energy scavenger would enable creation of autonomous systems on chip (SoC) or on a package (SoP).

During this work we have developed detailed analytical and FEM models of piezoelectric micro power generators. The results obtained were used for design and fabrication of prototype structures using two types of piezoelectric thin layer materials: AIN and PZT. We have proven that these devices can generate powers up to several microwatts on a matched resistive load. We have also shown that in conjunction with special power management ASICs they can charge energy storage elements from very low amplitude vibrations and therefore are well suited for the application aimed.

Keywords : micro power generation, autonomous microsystem, ambient energy harvesting, wireless sensor networks, piezoelectric thin layers

Thèse préparée au laboratoire TIMA (Technique de l'Informatique et de la Microélectronique pour l'Architecture des ordinateurs), 46 avenue Félix Viallet, 38031 Grenoble, France.

ISBN : 978-2-84813-100-9