



Conception et caractérisation de microgénérateurs piézoélectriques pour microsystemes autonomes

Maxime Defosseux

► To cite this version:

Maxime Defosseux. Conception et caractérisation de microgénérateurs piézoélectriques pour microsystemes autonomes. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT: . tel-00669633

HAL Id: tel-00669633

<https://theses.hal.science/tel-00669633>

Submitted on 6 Jun 2012

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.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **MICRO&NANO ELECTRONIQUE**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Maxime DEFOSSEUX

Thèse dirigée par **Skandar BASROUR**

préparée au sein du **Laboratoire TIMA**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,**
Automatique et Traitement du Signal

Conception et caractérisation de microgénérateurs piézoélectriques pour microsystèmes autonomes

Thèse soutenue publiquement le 4 octobre 2011,
devant le jury composé de :

M. Daniel GUYOMAR

Professeur à l'INSA Lyon, Président

M. Alain GIANI

Professeur à l'université Montpellier 2, Rapporteur

M. Elie LEFEUVRE

Professeur à l'université Paris 11, Rapporteur

M. Skandar BASROUR

Professeur à l'UJF, Grenoble, Directeur de thèse

M. Philippe BASSET

Professeur Associé à ESIEE Paris, Noisy-Le-Grand, Membre

M. Danick BRIAND

Chercheur, EPFL, Suisse, Membre

M. Emmanuel DEFAY

Directeur de recherche, CEA LETI, Grenoble, Membre



Remerciements

Même si je ne pourrai pas remercier toutes les personnes qui ont pu à un moment ou un autre m'aider durant ma thèse, je tiens à en remercier certaines en particulier. Pour commencer, je remercie la personne qui m'a suivi et aidé au jour le jour durant 3 années : mon directeur de thèse le professeur Skandar Basrour. Je le remercie pour sa disponibilité, la pertinence de ses remarques et son enthousiasme permanent. J'ai fortement apprécié mes trois années de thèse sous sa direction.

Ensuite, je tiens à remercier les deux rapporteurs de mon jury, les professeurs Alain Giani et Elie Lefeuvre pour avoir accepté de relire dans le détail mon manuscrit. Je remercie les examinateurs Philippe Basset, Danick Briand et Emmanuel Defaÿ pour m'avoir fait le plaisir de se déplacer de Paris, d'Angleterre ou de Suisse pour ma soutenance, et enfin le professeur Daniel Guyomar pour avoir accepté de présider le jury. Pour Emmanuel Defaÿ, merci de plus pour nous avoir fait confiance et permis de réaliser le projet grâce à des plaques d'AIN de bonne qualité.

Mes plus sincères remerciements vont à Marjolaine Allain : pendant plus d'une année, elle a été ingénieur de recherche dans l'équipe MNS et a énormément développé le procédé de fabrication pour les générateurs piézoélectriques. J'ai apprécié travailler avec Marjolaine pour son implication dans le projet, son sérieux et son expertise en fabrication.

Concernant l'aide technique, mes remerciements vont au personnel technique du CIME, et en particulier à Loïc, Alexandre, Irène, Delphine et Stéphane pour leur aide sur les caractérisations, simulations ou la fabrication, le tout dans la bonne humeur. Je remercie aussi le personnel de la PTA et de l'institut Néel pour la partie fabrication.

Je remercie Dominique Borriane, directrice du laboratoire TIMA, pour m'avoir permis d'effectuer une thèse dans ce laboratoire dans de très bonnes conditions. En parlant du TIMA, je remercie tous les membres du laboratoire avec qui j'ai pu avoir des échanges pendant ma thèse, et en particulier les occupants du deuxième étage (Agnès, Libor, Hela, Louis, Hamid, Wenbin, les 2 Yoan, Stéphane, Mikael, Josué, Zhijian, Mathieu et j'en oublie...) pour tous les moments que j'ai passé avec eux !

Dans un registre plus personnel, je tiens à remercier mes parents, qui m'ont toujours soutenu et aidé dans tous mes projets tout en me laissant faire mes propres choix, même différents des leurs. Merci aussi à ma sœur Axelle, toujours là quand j'ai besoin d'elle et pour les bons moments !

Pour finir, même si ils ne sont pas intervenus à proprement parler dans ma thèse, ils ont été des personnages importants de mes trois années de vie de thèse passées à Grenoble : merci à tous mes amis de Grenoble, qu'ils viennent du monde du parapente, de l'escalade, du ski ou des soirées, pour toutes les sorties et les activités que l'on a pu faire ensemble. Merci également aux pilotes et à l'encadrement de l'équipe de ligue Rhône Alpes de parapente, dont j'ai été fier de faire partie, avec qui j'ai passé beaucoup de temps en l'air et sur les décollages, et qui ont très bien compris mon départ de cette équipe pour la fin de ma thèse !

A tout ceux que j'ai cité, et à ceux que j'ai pu oublier, à très bientôt j'espère et bonne lecture !

Table des matières

Introduction générale.....	- 1 -
Chapitre I. Contexte de la récupération d'énergie ambiante	- 3 -
I.1 Systèmes autonomes	- 4 -
I.2 Réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Networks – WSN)	- 4 -
I.2.1 Applications des réseaux de capteurs sans fil	- 5 -
I.2.2 Caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil	- 6 -
I.2.3 Exemples d'applications	- 7 -
I.2.4 Alimentation des réseaux de capteurs sans fil.....	- 11 -
I.2.5 Budget énergétique d'un nœud	- 15 -
I.2.6 Nœud de réseau de capteurs sans fil idéal.....	- 19 -
I.3 Différentes sources d'énergie	- 20 -
I.3.1 Rayonnement.....	- 20 -
I.3.2 Différence de température	- 22 -
I.3.3 Déformations et pressions mécaniques	- 23 -
I.3.4 Energie cinétique.....	- 26 -
I.4 Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques	- 28 -
I.4.1 Spectre de vibrations	- 28 -
I.4.2 Structure des générateurs	- 32 -
I.4.3 Microgénérateurs électrostatiques.....	- 34 -
I.4.4 Microgénérateurs électromagnétiques.....	- 36 -
I.4.5 Microgénérateurs piézoélectriques.....	- 39 -
I.4.6 Comparaison des 3 méthodes et conclusion.....	- 40 -
Bibliographie Chapitre I.....	- 45 -
Chapitre II. Générateurs piézoélectriques	- 47 -
II.1 Piézoélectricité	- 48 -
II.1.1 Explication du phénomène	- 48 -
II.1.2 Piézoélectricité au niveau microscopique	- 48 -
II.1.3 Mise en équation	- 50 -
II.1.4 Matrices piézoélectriques	- 52 -
II.1.5 Coefficient de couplage.....	- 53 -
II.1.6 Différents matériaux piézoélectriques.....	- 53 -
II.1.7 Matériau piézoélectrique choisi	- 56 -
II.2 Principe de fonctionnement des générateurs piézoélectriques.....	- 57 -
II.3 Etat de l'art.....	- 60 -
II.3.1 Critère de comparaison.....	- 60 -
II.3.2 Comparaison des résultats publiés pour les générateurs piézoélectriques	- 67 -
II.4 Conclusion	- 74 -
Bibliographie Chapitre II.....	- 75 -
Chapitre III. Microgénérateurs piézoélectriques basses fréquences.....	- 79 -
III.1 Introduction.....	- 80 -
III.2 Conception	- 80 -
III.2.1 Principe de conception	- 80 -
III.2.2 Modèle utilisé pour les simulations par éléments finis	- 81 -
III.2.3 Dimensionnement de la couche piézoélectrique	- 83 -

III.2.4	Dimensionnement de la poutre et de la masse sismique	- 85 -
III.2.5	Réduction des contraintes.....	- 88 -
III.2.6	Bilan des structures à fabriquer	- 92 -
III.3	<i>Fabrication</i>	- 93 -
III.3.1	Procédé de fabrication	- 93 -
III.3.2	Masques de photolithographie	- 98 -
III.3.3	Découpe.....	- 100 -
III.3.4	Résultats de fabrication	- 101 -
III.4	<i>Caractérisation</i>	- 105 -
III.4.1	Banc de caractérisation.....	- 105 -
III.4.2	Poutres encastrées libres simples	- 114 -
III.4.3	Poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales	- 119 -
III.4.4	Couplage électromécanique	- 124 -
III.4.5	Mesures sous vide	- 124 -
III.5	<i>Analyse des résultats expérimentaux</i>	- 128 -
III.5.1	Comparaison avec la littérature	- 128 -
III.5.2	Comportements non linéaires des poutres encastrées libres	- 130 -
III.6	<i>Conclusion</i>	- 135 -
<i>Bibliographie Chapitre III</i>		- 137 -
Chapitre IV. Adaptation du générateur à la source de vibrations		- 139 -
IV.1	<i>Problématique et cahier des charges</i>	- 140 -
IV.2	<i>Etat de l'art</i>	- 140 -
IV.2.1	Méthodes actives	- 141 -
IV.2.2	Méthodes passives.....	- 151 -
IV.2.3	Comparaison des méthodes d'adaptation en fréquence	- 156 -
IV.3	<i>Méthode non linéaire de raidissement de la structure</i>	- 157 -
IV.3.1	Modélisation d'un système mécanique non linéaire	- 157 -
IV.3.2	Approximation analytique par méthode par perturbations.....	- 160 -
IV.3.3	Résultats de simulations	- 164 -
IV.3.4	Modélisation et approximation analytique par méthode par perturbations en considérant l'effet piézoélectrique	- 168 -
IV.3.5	Preuve expérimentale	- 174 -
IV.4	<i>Dispositifs fabriqués</i>	- 175 -
IV.4.1	Conception	- 175 -
IV.4.2	Résultats expérimentaux	- 177 -
IV.5	<i>Conclusion</i>	- 188 -
<i>Bibliographie Chapitre IV</i>		- 191 -
Conclusions et perspectives		- 195 -
Annexe A		- 197 -
Annexe B		- 199 -
Annexe C : Procédé de fabrication.....		- 207 -

Table des figures

Figure I-1: Réseau de capteurs sans fil et nœud de réseau de capteurs sans fil.....	5 -
Figure I-2 : Topologie des réseaux de capteurs sans fil.	7 -
Figure I-3 : Nœud du système de mesure météorologique [I-2].	8 -
Figure I-4 : Réseau de capteurs sans fil de surveillance des tempêtes de sable [I-7]	8 -
Figure I-5 : Ondes acoustiques générées par un tir [I-3].	9 -
Figure I-6 : Prototype A-Life de secours pour les victimes d'avalanches [I-8].	9 -
Figure I-7 : Composants du réseau de capteurs de surveillance médicale [I-4].	10 -
Figure I-8 : Structure du réseau de mesure de consommation en puissance [I-10].	10 -
Figure I-9 : Amélioration des performances d'un ordinateur [I-12].	12 -
Figure I-10 : Progrès technologiques sur les composants d'un ordinateur portable [I-15].	12 -
Figure I-11: Smart Dust de l'université de Berkeley, Californie [I-16].	13 -
Figure I-12 : Comparaison de la puissance pour 1cm ³ de différents types de piles et de l'énergie ambiante (solaire et vibrations mécaniques) en fonction du temps [I-17].	14 -
Figure I-13 : Schéma bloc d'un point de vue énergétique d'un nœud de réseau de capteurs sans fil.	15 -
Figure I-14 : Tendances des évolutions en microélectronique [I-19].	19 -
Figure I-15: Vision d'un nœud autonome alimenté à partir des vibrations mécaniques environnementales du projet VIBES [I-20].	20 -
Figure I-16 : Efficacité d'une cellule photovoltaïque en fonction du coût [I-21]	21 -
Figure I-17 : Prototype d'un panneau solaire flexible en polymère [I-21].	21 -
Figure I-18 : Schéma d'un générateur thermoélectrique [I-25].	23 -
Figure I-19 : Capteur de température avec déclenchement thermo-magnéto-piézoélectrique [I-25].	23 -
Figure I-20 : Chaussure piézoélectrique du MIT [I-26].	24 -
Figure I-21 : Prototype d'implant dans le genou [I-27].	24 -
Figure I-22 : Générateur piézoélectrique à manivelle [I-28].	25 -
Figure I-23 : Jambe et genouillère génératrice d'énergie pour les tests en situation [I-29].	25 -
Figure I-24 : Système de la montre Seiko Kinetic [I-30]	26 -
Figure I-25 : Microturbine de 8mm de diamètre [I-32].	27 -
Figure I-26 : Différents dispositifs proposés par l'entreprise Humdinger Wind Energy [I-33]	27 -
Figure I-27: Spectre des vibrations sur la cheville d'un homme courant à 12km.h ⁻¹ [I-20].	29 -
Figure I-28 : Relevé temporel et fréquentiel des vibrations au niveau du cœur.	29 -
Figure I-29 : Vibrations générés par un moteur triphasé tournant à 15000tr.min ⁻¹ [I-35].	30 -
Figure I-30 : Spectre de déplacement d'une fraiseuse industrielle.	31 -
Figure I-31 : Signal temporel des vibrations et spectre des vibrations sur un rail lors du passage d'un train (67 passages pour le spectre). [I-36]	32 -
Figure I-32 : Modèle de Williams et Yates [I-37].	33 -
Figure I-33 : Trois différents types de générateurs électrostatiques : a. plan à chevauchement variable b. plan à entrefer variable c. hors plan. [I-38].	34 -
Figure I-34 : Générateur électrostatique [I-39].	35 -
Figure I-35 : Schéma en 3 dimensions de la structure proposé par Basset [I-40].	35 -
Figure I-36 : Générateur électrostatique de structure poutre encastree libre avec électret [I-41].	36 -
Figure I-37 : Générateur électromagnétique pour récupérer l'énergie de l'humain lors du mouvement [I-42].	37 -
Figure I-38 : Générateur électromagnétique bidirectionnel [I-43]	37 -
Figure I-39 : Microgénérateur électromagnétique [I-44].	38 -
Figure I-40 : Image au microscope électronique d'un microgénérateur électromagnétique [I-45].	38 -
Figure I-41 : Image au microscope électronique d'un microgénérateur électromagnétique circulaire [I-46].	39 -
Figure I-42 : structure d'un microgénérateur piézoélectrique.	39 -
Figure I-43 : Variation de la puissance récupérée en fonction du volume [I-39].	42 -
Figure II-1 : Effet piézoélectrique à l'échelle microscopique.	48 -
Figure II-2 : Maille cristalline du PZT [II-1].	49 -
Figure II-3 : Domaines d'une céramique piézoélectrique [II-1].	50 -
Figure II-4 : Relations entre les différentes grandeurs physiques.	51 -
Figure II-5 : Axes de référence.	52 -
Figure II-6 : Poutre encastree libre	57 -
Figure II-7 : Mode de transduction du matériau piézoélectrique.	58 -
Figure II-8 : Générateur piézoélectrique type : poutre encastree libre avec masse sismique.	58 -
Figure II-9 : Couplages du générateur piézoélectrique.	59 -

Figure II-10 : Pertes dans la conversion d'énergie	59 -
Figure II-11 : Modèle de Williams et Yates [II-12].	60 -
Figure II-12 : Générateur pris en compte par le modèle de Dutoit [II-15].	63 -
Figure II-13 : Puissance récupérée en fonction de la pulsation réduite pour différentes résistances et pour la résistance optimale quelle que soit la fréquence [II-15].	66 -
Figure II-14 : Poutre encastrée libre bimorphe piézoélectrique [II-18].	67 -
Figure II-15 : Poutre encastrée libre avec électrodes inter digitées [II-38].	68 -
Figure II-16 : Générateur avec couplage magnétoélectrique [II-40].	68 -
Figure II-17 : Volume de microgénérateur pris en compte.	69 -
Figure II-18 : Images au microscope électronique des dispositifs de (a) Fang [II-23] et (b) Marzencki [II-25] ...	69 -
Figure II-19 : Microgénérateur nanométrique à base d'anneaux [II-43].	70 -
Figure II-20 : Carte des différents dispositifs suivant leur volume et leur fréquence de fonctionnement.	72 -
Figure II-21 : Carte des différents dispositifs suivant leur figure de mérite et leur fréquence de fonctionnement. -	73 -
Figure II-22 : Nombre de publications par année trouvées sur Science Direct ou Ieeexplore avec les mots clés piezoelectric et harvesting ou harvester.	73 -
Figure III-1 : Dimensions à déterminer pour une poutre encastrée libre.	81 -
Figure III-2 : Une poutre encastrée libre simple (PELS) maillée pour les simulations par éléments finis sous ANSYS TM	82 -
Figure III-3 : Une poutre encastrée libre courbée (PELC) maillée.	82 -
Figure III-4 : Déplacements (a) et tensions (b) obtenus pour différentes épaisseurs de couche piézoélectriques à vide, pour une épaisseur de poutre en silicium de 10 μ m et une accélération d'1 g.	84 -
Figure III-5 : Puissance récupérée en fonction de la longueur de la couche piézoélectrique normalisée par la longueur de la poutre (pour une poutre encastrée libre) à 0.25g.	85 -
Figure III-6 : Principe de dimensionnement des générateurs.	87 -
Figure III-7 : Répartition spatiale des contraintes dans une poutre encastrée libre entièrement recouverte de matériau piézoélectrique.	88 -
Figure III-8 : Répartition spatiale des contraintes dans une poutre encastrée libre avec un patch piézoélectrique.	89 -
Figure III-9 : Répartition des contraintes dans la longueur d'une poutre rectangulaire.	89 -
Figure III-10 : 3 types de poutres : rectangulaire (a), courbée (b) et trapézoïdale (c). L_c correspond à la longueur de section non rectangulaire.	90 -
Figure III-11 : Répartition des contraintes dans une poutre triangle et courbée.	90 -
Figure III-12 : Comparaison des performances des poutres courbée et trapézoïdale au niveau de la puissance récupérée et de la diminution du niveau de contraintes.	91 -
Figure III-13 : Procédé de fabrication des générateurs piézoélectriques.	94 -
Figure III-14 : Images MEB de la couche piézoélectrique et des électrodes.	95 -
Figure III-15 : (a) Image MEB de la masse sismique pendant l'étape de gravure profonde et (b) image au microscope optique d'une poutre en fin de gravure au microscope.	97 -
Figure III-16 : Images MEB (a) après une gravure RIE de l'oxyde et (b) après une gravure HF de l'oxyde. -	97 -
Figure III-17 : Image au microscope optique après la gravure au HF de l'oxyde.	98 -
Figure III-18 : (a) Placement des différentes puces sur les masques et (b) vue des masques superposés.	99 -
Figure III-19 : Différents masques utilisés.	100 -
Figure III-20 : Croix d'alignement.	100 -
Figure III-21 : Méthode de découpe utilisée.	101 -
Figure III-22 : Wafer en fin de procédé de fabrication et prédécoupé.	102 -
Figure III-23 : Chip découpé et collé sur un support PCB.	102 -
Figure III-24 : Image MEB d'une poutre encastrée libre courbée.	103 -
Figure III-25 : Image MEB du flanc de la masse sismique.	104 -
Figure III-26 : Image MEB du flanc de la poutre de silicium.	104 -
Figure III-27 : Encastrement d'une poutre encastrée libre courbée.	105 -
Figure III-28 : Banc de caractérisation.	106 -
Figure III-29 : Schéma du banc de caractérisation.	107 -
Figure III-30 : Enceinte à vide avec dispositif.	107 -
Figure III-31 : Interféromètre monté sur le pot vibrant.	108 -
Figure III-32 : Mesures à l'interféromètre des performances du pot vibrant à vide, avec une tension d'entrée et un gain d'amplification de puissance fixes.	109 -

Figure III-33 : Accélération du pot vibrant pour 3 valeurs de tension d'entrée.....	- 109 -
Figure III-34 : Influence de la position sur le porte échantillon sur l'accélération de sortie du pot vibrant.....	- 110 -
Figure III-35 : Comparaison des mesures de l'accéléromètre et de l'interféromètre.	- 111 -
Figure III-36 : Accélération obtenue avec une boucle de rétroaction avec la plaque circulaire montée, mesurée par l'interféromètre, pour différentes valeurs d'accéléérations désirées.	- 111 -
Figure III-37 : Chambre à vide montée sur le pot vibrant.....	- 112 -
Figure III-38 : Accélération obtenue sans boucle de rétroaction avec la chambre à vide montée, mesurée par l'interféromètre, pour une valeur de tension de 0.1V et un gain fixe.	- 113 -
Figure III-39 : Accélération obtenue avec une boucle de rétroaction avec la chambre à vide montée, mesurée par l'interféromètre, pour différentes valeurs d'accéléérations désirées.	- 113 -
Figure III-40 : Tension de sortie du microgénérateur PELS1 sous une charge de 2.5 M Ω pour différentes amplitudes d'accélération.	- 115 -
Figure III-41 : Puissance récupérée pour PELS1 en fonction de la résistance de charge pour une accélération de 0.01g.....	- 115 -
Figure III-42 : Tension de sortie du microgénérateur PELS4 sous une charge de 3 M Ω pour différentes accéléérations.	- 116 -
Figure III-43 : Puissance récupérée pour PELS4 en fonction de la résistance de charge pour une accélération de 0.05g.....	- 116 -
Figure III-44 : Puissance de sortie des microgénérateurs PELS1 et PELS4 sous résistance optimale en fonction de l'accélération.	- 117 -
Figure III-45 : Comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations par éléments finis pour PELS1 pour la puissance en fonction de la résistance pour une accélération de 0.01g (a) et pour la puissance en fonction de l'accélération pour une résistance de 2.5M Ω (b).	- 118 -
Figure III-46 : Comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations par éléments finis pour PELS4 pour la puissance en fonction de la résistance pour une accélération de 0.05g (a) et pour la puissance en fonction de l'accélération pour une résistance de 3M Ω (b).	- 119 -
Figure III-47 : Déplacement et tension en fonction de la fréquence pour le dispositif PELC4.	- 120 -
Figure III-48 : Puissance en fonction de l'accélération d'entrée pour les différents dispositifs courbés et trapézoïdaux comparés à une structure simple référence (PELS4).	- 121 -
Figure III-49 : Puissance en fonction de l'accélération pour PELC4 avec une résistance de charge de 4M Ω	- 122 -
Figure III-50 : Test de reproductibilité des mesures effectuées sous vide.	- 125 -
Figure III-51 : Comparaison de la puissance récupérée par PELC4 en fonction de l'accélération sous vide et sous air pour une résistance de 4M Ω dans les deux cas.	- 125 -
Figure III-52 : Comparaison de la puissance récupérée par PELC4 en fonction de la résistance de charge sous vide et sous air pour une accélération de 0.02g.....	- 126 -
Figure III-53 : Emplacement de nos dispositifs sur la carte volume-fréquence.	- 129 -
Figure III-54 : Comparaison de nos dispositifs par rapport à la littérature avec la figure de mérite de Mitcheson.	- 129 -
Figure III-55 : Pendule simple.....	- 130 -
Figure III-56 : Hystérésis entre l'induction électrique et le champ électrique pour le PZT-51 soft [III-18].	- 132 -
Figure III-57 : Déformée (e_{33} est ici la déformée) en fonction du champ électrique [III-18].	- 132 -
Figure III-58 : Réponse en fréquence de dispositifs suivant leur coefficient non linéaire effectif N_{eff} [III-20].	- 133 -
Figure III-59 : Résultats expérimentaux de Marzencki [III-10] : (a) adoucissement pour le PZT et (b) durcissement pour l'AlN.	- 134 -
Figure IV-1 : Variation de la fréquence de résonance en fonction des variations de la longueur de la poutre [IV-1].	- 141 -
Figure IV-2 : Générateur électromagnétique avec réglage de la longueur effective [IV-2].	- 142 -
Figure IV-3 : Poutre encastrée libre avec absorption de molécules d'hydrogènes [IV-3].	- 142 -
Figure IV-4 : Variation de la position du centre de gravité (a), et effet sur la fréquence de résonance ($r=x/l$) (b) [IV-1].	- 143 -
Figure IV-5 : Résonateur électrostatique avec électrodes de réglage de la fréquence de résonance [IV-7].	- 144 -
Figure IV-6 : Résonateur électrostatique avec doigts courbés : (a) structure micro fabriquée et (b) forme des doigts [IV-8].	- 144 -
Figure IV-7 : (a) Structure électrostatique avec tension de réglage de la fréquence de résonance (b) Résultats obtenus avec cette structure suivant la valeur de tension de réglage [IV-9].	- 145 -
Figure IV-8 : Structure de base d'un détecteur de vibrations (a), fréquences de résonances des différentes structures suivant la tension de réglage (b) [IV-6].	- 145 -

Figure IV-9 : Micro résonateur avec réglage de la fréquence de résonance par force électrostatique [IV-10]. ...	146 -
Figure IV-10 : Récupérateur d'énergie utilisant des forces magnétiques pour l'adaptation en fréquence [IV-11].	147 -
Figure IV-11 : Structure utilisant l'effet piézoélectrique pour régler la fréquence de résonance (a), sans tension sur la couche piézoélectrique (b), avec une tension (c) [IV-12].	147 -
Figure IV-12 : (a) Structure à trois poutres avec une poutre pour le réglage de la fréquence et deux poutres pour la récupération d'énergie, (b) Résultats expérimentaux pour 0.6g [IV-13].	148 -
Figure IV-13 : Résonateur avec réglage de la fréquence de résonance via l'application d'une contrainte axiale [IV-16].	149 -
Figure IV-14 : Générateur piézoélectrique avec réglage de la fréquence de résonance par application d'une contrainte mécanique [IV-17].	149 -
Figure IV-15 : Méthodes pour appliquer une contrainte axiale sur un générateur piézoélectrique : Hu (a) [IV-18] et Eichhorn (b) [IV-19].	150 -
Figure IV-16 : Générateur électromagnétique avec adaptation en fréquence par force magnétique [IV-20].	150 -
Figure IV-17 : (a) Matrice de microgénérateurs piézoélectriques (b) Réponse en fréquence correspondante [IV-22].	151 -
Figure IV-18 : Matrice de 35 récupérateurs d'énergie électromagnétiques [IV-24].	152 -
Figure IV-19 : Structure large bande avec des limiteurs d'amplitude [IV-26].	153 -
Figure IV-20 : Oscillateurs couplés pour la récupération d'énergie (a) et leurs résultats de simulation (b) [IV-27].	153 -
Figure IV-21 : Système à multiples degrés de liberté [IV-28].	154 -
Figure IV-22 : Système non linéaire par forces magnétiques [IV-30].	155 -
Figure IV-23 : Dispositif ayant deux positions stables en statique à l'aide d'aimants ([IV-33]).	155 -
Figure IV-24 : Système masse ressort [IV-40].	157 -
Figure IV-25 : Types de dispositifs étudiés, (a) poutre encastree libre (b) poutre encastree encastree.	158 -
Figure IV-26 : Force de rappel en fonction du déplacement normalisé par l'épaisseur dans le cas d'une poutre encastree libre (PEL) et dans le cas d'une poutre encastree encastree (PEE).	158 -
Figure IV-27 : Force de rappel d'une poutre encastree encastree en fonction du déplacement normalisé par l'épaisseur de la poutre.	159 -
Figure IV-28 : Résultats de simulation numérique d'un système non linéaire avec hystérésis dans la réponse en fréquence.	164 -
Figure IV-29 : Réponse en fréquence du système non linéaire pour différentes valeurs d'accélération.	166 -
Figure IV-30 : Bande passante suivant la valeur d'accélération et la valeur de β ($\beta_0 = 5,4 \cdot 10^{16} \text{ m}^{-2} \text{ s}^{-2}$).	166 -
Figure IV-31 : Réponse en fréquence du système non linéaire pour différents facteurs de qualité.	167 -
Figure IV-32 : Comparaison des performances du système non linéaire par rapport à 2 systèmes linéaires.	168 -
Figure IV-33 : Déplacement et tension en fonction de l'écart en fréquence en fonctionnement non linéaire pour le matériau piézoélectrique fonctionnant en d_{33} dans l'épaisseur.	173 -
Figure IV-34 : Déplacement et tension en fonction de l'écart en fréquence en fonctionnement non linéaire pour le matériau piézoélectrique fonctionnant en d_{33} dans la longueur.	173 -
Figure IV-35 : Résultats de caractérisation d'une poutre encastree encastree [IV-37].	174 -
Figure IV-36 : (a) Contraintes dans une poutre encastree encastree en flexion (b) Puissance récupérée sur un bras en fonction de la longueur de la couche piézoélectrique normalisée par la longueur de la poutre pour une accélération d'un g.	175 -
Figure IV-37 : Modèle Ansys d'une poutre encastree encastree.	176 -
Figure IV-38 : Une partie d'un wafer fabriqué, avec plusieurs types de poutres encastrees encastrees.	178 -
Figure IV-39 : Répartition des fréquences de résonance des poutres encastrees encastrees sur le wafer.	179 -
Figure IV-40 : Hystérésis dans la réponse en fréquence pour PEEC2 à 0.07g.	180 -
Figure IV-41 : Influence de la résistance de charge sur la courbe de réponse en fréquence pour PEEC2 à 0.07g.	180 -
Figure IV-42 : Puissance de sortie de PEEC2 pour différentes accélérations avec une résistance de charge de 700k Ω .	181 -
Figure IV-43 : Signaux temporels de la tension de sortie du microgénérateur PEEC2 en mode non linéaire et de l'accélération d'entrée de 0.07g en valeur maximale.	182 -
Figure IV-44 : Spectre de la tension de sortie du microgénérateur PEEC2.	182 -
Figure IV-45 : Comparaison du fonctionnement sous air et sous vide pour PEEC4.	183 -
Figure IV-46 : Cycle d'hystérésis de PEEC2 pour le déplacement et la tension à 0.07g avec une charge résistive de 700k Ω .	184 -

Figure IV-47 : Démonstration de déplacements dans la zone de travail.	- 184 -
Figure IV-48: Courbe de réponse en fréquence pour PEEC1_2 pour plusieurs accélérations pour un balayage en fréquence positif.	- 185 -
Figure IV-49: Déplacement lors du passage du mode linéaire au mode non linéaire de 0.05g à 0.06g.	- 186 -
Figure IV-50: Deux positions stables des poutres encastrées encastrées contraintes.	- 186 -
Figure IV-51 : Déplacements mesurés en différents points de la masse sismique à faible accélération.	- 187 -

Table des tableaux

Tableau I-1 : Comparaison des différents exemples de réseaux de capteurs sans fil.	- 11 -
Tableau I-2: Comparaison des méthodes de stockage d'énergie (avec prise en compte des fuites dans les piles) et de récupération d'énergie [I-17].	- 14 -
Tableau I-3 : Comparaison des caractéristiques de certains émetteur –récepteurs basses puissance du marché.	- 16 -
Tableau I-4 : Comparaison des caractéristiques de certains microcontrôleurs basse consommation du marché.	- 17 -
Tableau I-5 : Comparaison de différentes caractéristiques de capteurs.	- 17 -
Tableau I-6 : Consommation et temps des différentes actions du cycle de fonctionnement du nœud.	- 18 -
Tableau I-7 : Vibrations générées par différents appareils domestiques [I-34].	- 30 -
Tableau I-8 : Coefficients de quelques matériaux piézoélectriques [I-34].	- 40 -
Tableau I-9 : comparaison des densité d'énergie récupérable pour les 3 méthodes.	- 41 -
Tableau I-10 : Expression de la puissance récupérée pour des transductions électrostatique et électromagnétiques [I-39].	- 41 -
Tableau I-11 : comparaison des 3 types de générateurs.	- 43 -
Tableau II-1 : Différentes grandeurs physiques.	- 50 -
Tableau II-2 : Coefficients piézoélectriques.	- 54 -
Tableau II-3 : Figures de mérite des différents matériaux piézoélectriques.	- 55 -
Tableau II-4 : Comparaison des performances des matériaux piézoélectriques en couche mince.	- 55 -
Tableau II-5 : Comparaison des différents générateurs piézoélectriques publiés.	- 71 -
Tableau III-1 : Bilan des structures dimensionnées pour la fabrication.	- 93 -
Tableau III-2 : Regroupement des dispositifs en puces (PEL pour poutre encastrée libre, PEE pour poutres encastrée encastrée, S pour simple, C pour courbée et T pour trapézoïdale).	- 98 -
Tableau III-3 : Comparaison entre les dimensions souhaitées et réelles de PELC2.	- 105 -
Tableau III-4 : Poutres encastrées libres simples testées qui fonctionnent.	- 114 -
Tableau III-5 : Dimensions des poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales testées.	- 120 -
Tableau III-6 : Fréquence de résonance, résistance optimale, tension et puissance à 0.1g des différents dispositifs.	- 121 -
Tableau III-7 : Comparaison des résultats de simulations par éléments finis et des résultats expérimentaux.	- 123 -
Tableau III-8 : Mesures des fréquences de résonance en circuit ouvert et en court circuit, et calcul du coefficient de couplage correspondant.	- 124 -
Tableau III-9 : Comparaison des puissances sous air et sous vide pour quelques dispositifs.	- 127 -
Tableau III-10 : Figures de mérites de nos différents dispositifs avec 2 μ m d'AlN.	- 128 -
Tableau IV-1 : Comparaison des différentes méthodes d'adaptation en fréquence.	- 156 -
Tableau IV-2 : Données utilisées pour les simulations.	- 172 -
Tableau IV-3 : Dimensions des poutres encastrées encastrées conçues (en μ m).	- 177 -
Tableau IV-4 : Fréquences de résonances des différentes poutres encastrées encastrées.	- 178 -

Introduction générale

Cette thèse s'inscrit dans le contexte de la récupération d'énergie à partir de sources ambiantes. L'objectif de cette récupération d'énergie est l'alimentation de systèmes autonomes, et particulièrement les capteurs sans fil. Le domaine des capteurs s'est beaucoup développé, et les besoins pour des capteurs ont augmentés, comme par exemple dans le cas des capteurs pour l'habitat. L'intérêt pour les capteurs sans fil est grandissant : en effet, ils présentent l'avantage de pouvoir être placés partout, sans contraintes de câblage. Ils peuvent être disposés en réseaux de capteurs, ce qui permet de densifier les informations récupérées. Les applications sont multiples, des applications environnementales aux applications médicales en passant par les applications militaires.

Par définition, à chaque nœud d'un réseau de capteurs sans fil, une source d'énergie nomade est nécessaire. Jusqu'à présent, des batteries étaient utilisées. De grands progrès ont été faits au niveau de la consommation énergétique de l'électronique, des émetteurs récepteurs et des capteurs. Ces progrès ont rendu possible des nœuds de réseaux de capteurs sans fil à très basses consommations. Avec la diminution de la consommation, il est envisageable d'utiliser des sources d'énergie ambiantes pour remplacer les batteries. Ces sources d'énergie ambiantes présentent l'avantage d'avoir une durée de vie infinie (tant que la source est présente). De ce fait, il est possible de se passer des batteries, qui présentent le désavantage de nécessiter une maintenance pour leurs chargements ou leurs remplacements, plus un coût écologique.

Il existe différentes sources d'énergie ambiantes : les radiations, les variations de température, les vibrations mécaniques... Nous avons choisi de nous concentrer sur la récupération d'énergie des vibrations mécaniques, qui sont très présentes dans l'environnement. Différentes transductions sont utilisables pour un transfert de l'énergie du domaine mécanique au domaine électrique, et nous avons choisi de travailler sur une transduction piézoélectrique. Cette transduction présente l'avantage d'avoir de bonnes performances tout en permettant de miniaturiser les structures relativement facilement. Des résultats prometteurs ont déjà été présentés avec des récupérateurs d'énergie par transduction piézoélectrique. Cependant, des défis persistent.

Tout d'abord, les vibrations ambiantes sont majoritairement présentes à basses fréquences, en dessous de 200Hz. Il est donc nécessaire que les récupérateurs d'énergie travaillent dans cette gamme de fréquence. Cependant, il est aussi intéressant que les récupérateurs soient miniatures pour pouvoir avoir des nœuds de petite taille. Cela rend difficile l'obtention de dispositifs basses fréquences, et cela sera un premier défi de réaliser un récupérateur piézoélectrique de petite taille fonctionnant à basses fréquences. Ensuite, il est nécessaire qu'il y ait une parfaite adéquation entre la fréquence des vibrations et la fréquence de résonance du dispositif. Du fait de tolérances sur les dimensions, il est très difficile d'obtenir précisément une fréquence de résonance désirée. De plus il peut arriver que les fréquences des vibrations varient. Ces deux raisons nous montrent qu'il sera nécessaire d'avoir un système d'adaptation en fréquence de résonance pour que notre récupérateur d'énergie soit efficace. Ces deux défis vont correspondre aux deux objectifs de cette thèse. Ces deux objectifs s'inscrivent aussi complètement dans le projet SESAM (Smart multi-source Energy Scavenger for Autonomous Microsystems) soutenu financièrement par l'Agence Nationale pour la Recherche. Ce projet regroupe 3 partenaires académiques (l'ESIEE, le LIP6 et l'UJF) ainsi que le CEA-LETI.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous nous intéresserons au contexte de la récupération d'énergie. Nous étudierons les applications des réseaux de capteurs sans fil, ainsi que les nœuds de ces réseaux et une estimation de leurs consommations. Nous passerons ensuite aux sources ambiantes d'énergie ainsi qu'aux méthodes de récupération de ces énergies.

Dans le second chapitre, nous nous concentrerons sur les générateurs piézoélectriques. L'effet piézoélectrique ainsi que le principe de fonctionnement des générateurs seront expliqués. Un état de l'art sera présenté, et tous les dispositifs présentés seront comparés. Cela nous permettra de fixer des critères de comparaison pour les générateurs que nous fabriquerons et de définir les défis restants.

Le troisième chapitre sera consacré aux microgénérateurs basses fréquences que nous avons développés au laboratoire. Notre étude traitera des choix de conception pour les microgénérateurs à leurs caractérisations en passant par la fabrication. Enfin, les résultats obtenus seront comparés à la littérature.

Le quatrième et dernier chapitre aura comme thème l'adaptation en fréquence des récupérateurs d'énergie. Un état de l'art sera effectué, puis nous proposerons une méthode innovante basée sur des non-linéarités mécaniques. La méthode sera expliquée via un modèle et des simulations. Des résultats expérimentaux viendront prouver les performances de la méthode proposée.

Ce mémoire se terminera par une conclusion générale récapitulant les résultats obtenus et donnant des perspectives.

Chapitre I. Contexte de la récupération d'énergie ambiante

Chapitre I.	Contexte de la récupération d'énergie ambiante	- 3 -
<i>I.1</i>	<i>Systèmes autonomes</i>	<i>- 4 -</i>
<i>I.2</i>	<i>Réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Networks – WSN)</i>	<i>- 4 -</i>
<i>I.2.1</i>	<i>Applications des réseaux de capteurs sans fil</i>	<i>- 5 -</i>
<i>I.2.2</i>	<i>Caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil</i>	<i>- 6 -</i>
<i>I.2.3</i>	<i>Exemples d'applications</i>	<i>- 7 -</i>
<i>I.2.4</i>	<i>Alimentation des réseaux de capteurs sans fil</i>	<i>- 11 -</i>
<i>I.2.5</i>	<i>Budget énergétique d'un nœud</i>	<i>- 15 -</i>
<i>I.2.6</i>	<i>Nœud de réseau de capteurs sans fil idéal</i>	<i>- 19 -</i>
<i>I.3</i>	<i>Différentes sources d'énergie</i>	<i>- 20 -</i>
<i>I.3.1</i>	<i>Rayonnement</i>	<i>- 20 -</i>
<i>I.3.2</i>	<i>Différence de température</i>	<i>- 22 -</i>
<i>I.3.3</i>	<i>Déformations et pressions mécaniques</i>	<i>- 23 -</i>
<i>I.3.4</i>	<i>Energie cinétique</i>	<i>- 26 -</i>
<i>I.4</i>	<i>Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques</i>	<i>- 28 -</i>
<i>I.4.1</i>	<i>Spectre de vibrations</i>	<i>- 28 -</i>
<i>I.4.2</i>	<i>Structure des générateurs</i>	<i>- 32 -</i>
<i>I.4.3</i>	<i>Microgénérateurs électrostatiques</i>	<i>- 34 -</i>
<i>I.4.4</i>	<i>Microgénérateurs électromagnétiques</i>	<i>- 36 -</i>
<i>I.4.5</i>	<i>Microgénérateurs piézoélectriques</i>	<i>- 39 -</i>
<i>I.4.6</i>	<i>Comparaison des 3 méthodes</i>	<i>- 40 -</i>
<i>Bibliographie</i>	<i>Chapitre I</i>	<i>- 45 -</i>

Ce chapitre a pour objectif de définir le contexte du thème de recherche choisi : la récupération d'énergie. Il existe différentes échelles de récupération d'énergie, du microwatt au mégawatt. Nous nous intéresserons à la plus petite échelle de récupération d'énergie, à savoir le microwatt, dans le but d'alimenter des systèmes autonomes. En effet nous ne disposerons que de peu d'énergie du fait des petites dimensions de nos systèmes.

Nous nous focaliserons sur un type particulier de systèmes autonomes, les réseaux de capteurs sans fil. Les caractéristiques de ces réseaux seront définies, ainsi que leurs applications. Nous nous concentrerons ensuite sur l'alimentation d'un nœud de ces réseaux, en faisant notamment un budget énergétique.

Après s'être intéressés à l'application choisie pour utiliser la récupération, nous passerons à proprement parler aux différentes sources d'énergie récupérables. Nous expliquerons le choix des vibrations mécaniques comme source d'énergie ambiante. Trois types de transductions existent pour ce type d'énergie ambiante : elles seront détaillées et comparées.

I.1 Systèmes autonomes

Depuis quelques années, il existe un intérêt croissant pour les systèmes autonomes, qui sont conçus pour travailler de manière isolée, et qui ont la possibilité d'être placés dans des endroits difficiles d'accès, si possible pendant de longues périodes. Pour être autonomes, ces systèmes doivent pouvoir communiquer avec l'extérieur sans fil, et disposer d'une source d'énergie nomade.

Dans de nombreux systèmes, il est délicat de placer des capteurs du fait des câbles nécessaires à leurs alimentations et à la transmission des données. Par exemple, il pourra être difficile de placer des capteurs sur le rotor d'une machine tournante, puisque c'est la partie de la machine qui tourne, et qu'il est donc délicat de tirer des fils vers l'extérieur. Il est de ce fait intéressant de disposer de capteurs sans fil, qui permettront de s'affranchir des problèmes de câblage. Ce sont des systèmes autonomes avec de grandes possibilités d'applications. Pour s'autoalimenter, ils devront disposer d'une source d'énergie autonome. Pour transmettre les données, ils devront être équipés d'un émetteur Radio Fréquence (RF) et de l'électronique de transmission associée. Un microcontrôleur pilotera le tout.

Pour de nombreuses applications, il est intéressant de placer des capteurs sans fil en réseau, de façon à densifier les informations récupérées. Ces types de réseaux seront détaillés dans la partie suivante.

I.2 Réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Networks – WSN)

Les différents capteurs sans fil seront organisés en réseau, formant des nœuds de capteurs, avec une station de base qui collecte les informations (Figure I-1). Les nœuds pourront être organisés de différentes façons autour de la station de base, suivant l'application. Chaque nœud collecte les informations issues du (ou des) capteur(s), traite ses informations et les envoie à la station de base. Suivant le système, les nœuds peuvent soit communiquer uniquement directement avec la station de base, ou alors servir de relais pour la transmission de l'information.

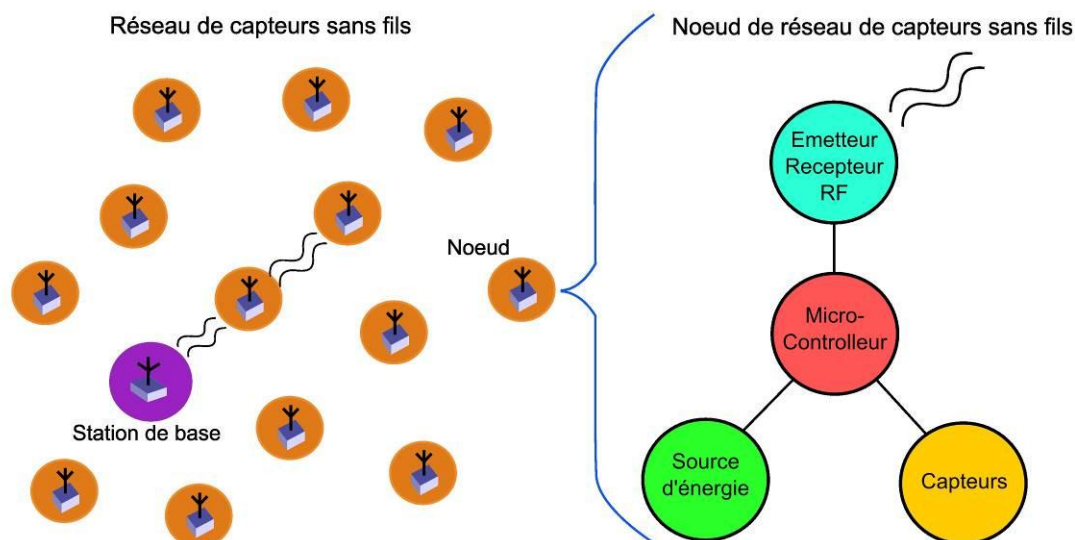


Figure I-1: Réseau de capteurs sans fil et nœud de réseau de capteurs sans fil.

Grâce aux avancements dans le domaine des microsystèmes dont les MEMS, de l'électronique basse consommation et de la communication sans fils, il est aujourd'hui possible de réaliser des réseaux de capteurs sans fil avec des nœuds de petite taille, peu coûteux et avec de très faibles consommations d'énergie. Avoir des nœuds miniatures et à faible coût permet de déployer beaucoup de nœuds pour caractériser un phénomène, et donc d'avoir un réseau de capteurs plus dense. Ceci entraîne une meilleure fiabilité au niveau de l'information collectée et transmise.

I.2.1 Applications des réseaux de capteurs sans fil

Les réseaux de capteurs peuvent être constitués de différents types de capteurs suivant l'application, comme des capteurs sismiques, magnétiques, thermiques, optiques, infrarouges, radars...de façon à surveiller une grande variété de conditions ambiantes [I-1] telles que (liste non exhaustive) :

- Température [I-2]
- Humidité [I-2]
- Mouvement [I-3]
- Luminosité
- Pression [I-2]
- Qualité des sols
- Niveau sonore
- Détection de présence [I-3]
- Niveaux de contraintes dans des matériaux
- Caractéristiques d'un objet telles que sa taille, sa vitesse, sa position...

Les applications principales des réseaux de capteurs sans fil peuvent être de différents types : militaires, environnementales, dans le domaine de la santé ou des applications domestiques.

Les applications militaires possibles des réseaux de capteurs sans fil sont nombreuses et variées : surveillance des troupes, des champs de bataille, localisation du matériel et des troupes [I-3], guidage de missiles, détection d'attaque nucléaire, chimique ou biologique... Ces nombreuses applications militaires ont amené de nombreux financements pour l'étude de ces réseaux et ont permis d'entreprendre des recherches. Pour des applications militaires, le principal avantage de ce type de réseau de capteurs par rapport à un capteur traditionnel est la densité : chaque nœud étant peu onéreux, des pertes de nœuds (en cas de placement sur le champ de bataille) sont permises sans coût trop important.

Les applications environnementales sont elles aussi nombreuses : la détection de feux de forêt, de conditions météorologiques [I-2], de pollution, de produits chimiques ou biologiques, la surveillance d'animaux... Les réseaux de capteurs sans fil sont intéressants dans ce domaine du fait de la densité des capteurs, par exemple pour faire des mesures sur une forêt.

Enfin, des applications dans le domaine de la santé existent, comme l'administration automatique de médicaments, la surveillance de patients [I-4]. Des applications domestiques des réseaux de capteurs sans fil sont actuellement en vogue, à base d'environnement intelligent, telle une « smart house », avec des automatismes de four, réfrigérateur, des capteurs de régulation à distance du chauffage ou de la climatisation...

Une dernière catégorie assez récente de réseaux de capteurs sans fil concerne les réseaux de capteurs sans fil multimédia, avec des applications dans le domaine de la surveillance des personnes et des lieux, de la surveillance du trafic automobile, ou du jeu. Du fait du flux important de données pour transmettre des vidéos, il est nécessaire d'avoir une électronique très performante, et une énergie importante. Nous ne nous intéresserons donc pas à ce type de réseau trop coûteux en énergie pour être alimenté par récupération d'énergie.

I.2.2 Caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil

Nous allons dans cette partie décrire les caractéristiques des réseaux de capteurs sans fil, qui sont utiles pour faire des comparaisons. Ces caractéristiques ont été trouvées dans les références [I-1], [I-2], [I-5], [I-6].

Les premières caractéristiques du réseau sont liées aux nœuds de capteurs :

- Ils peuvent être tous de même type ou différents, le réseau est alors homogène ou hétérogène.
- Leur déploiement peut être manuel ou aléatoire.
- Les nœuds peuvent être mobiles ou fixes.

D'autres caractéristiques des réseaux de capteurs sont liées à l'organisation du réseau en lui-même :

- Le nombre de nœuds.
- La couverture du réseau, c'est-à-dire s'il est dense ou clairsemé.
- La topologie du réseau, c'est-à-dire la façon dont le réseau est organisé. Il peut être organisé en simple boucle, en étoile, en graphe (Figure I-2). Le protocole de communication entre les nœuds et la station de base est alors différent. Dans le cas de la topologie étoile, les nœuds vont uniquement communiquer avec la station de base, alors que dans le cas de la topologie graphe, certains nœuds vont relayer l'information. Enfin, pour la topologie boucle simple, tous les nœuds peuvent relayer l'information. Le type de topologie sera choisi notamment suivant la taille du réseau, sa densité et l'application visée. D'autres types de topologie existent, comme les boucles multiples.

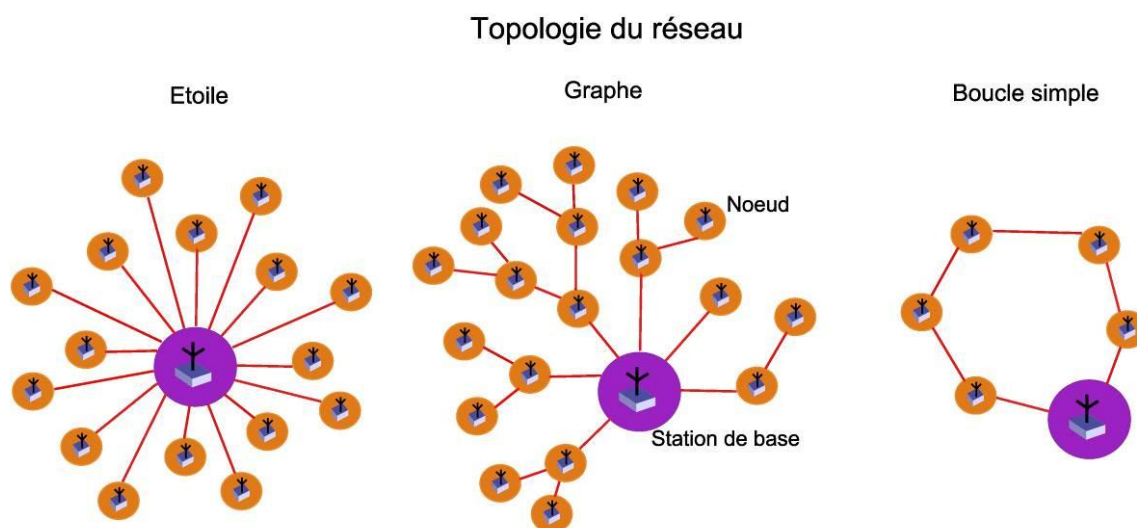


Figure I-2 : Topologie des réseaux de capteurs sans fil.

- La connectivité des nœuds, c'est-à-dire s'ils sont toujours connectés ou uniquement durant certains intervalles de temps.
- Le temps d'utilisation du réseau, qui ensuite influe sur le coût et l'énergie nécessaire pour le réseau.

I.2.3 Exemples d'applications

Nous allons dans cette partie détailler quelques applications spécifiques de réseaux de capteurs sans fil, et les comparer, afin de démontrer leur variété.

Un exemple de réseau de capteurs sans fil pour des applications environnementales est un système de mesure météorologique pour une recherche sur le microclimat des arbres géants [I-2]. L'objectif de cette recherche est d'étudier les variations microclimatiques suivant les régions d'une forêt en faisant des mesures météorologiques. Traditionnellement, les chercheurs font ces mesures en montant des instruments pesant jusqu'à 15 kg dans les arbres, avec des câbles et des poulies installés à plusieurs lieux dans la forêt. Avec un réseau de capteurs sans fil moderne, chaque nœud est de la taille d'un boîtier de pellicule photographique, et contient une station météo sans fils, ce qui permet de détecter les différentes données sans les influencer (Figure I-3). Ce système permet de faire des mesures en différents points d'un même arbre, sur des zones importantes de la forêt, et sur de longues durées pour des coûts peu importants.

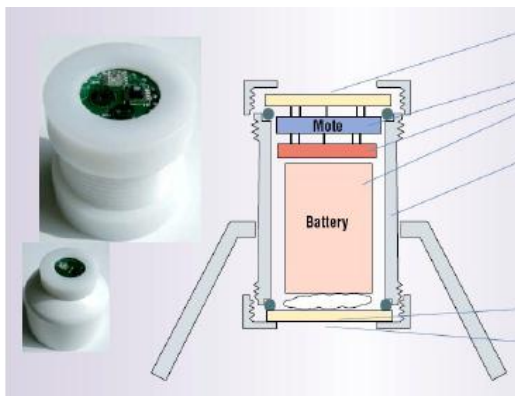


Figure I-3 : Nœud du système de mesure météorologique [I-2].

Ces réseaux peuvent aussi être utilisés d'un point de vue environnemental non pas pour la recherche mais pour la surveillance de phénomènes naturels. Par exemple, il est envisagé d'utiliser des capteurs sans fil pour détecter les tempêtes de sable. Le principe est de placer des capteurs dans les lieux où généralement les tempêtes de sable se forment, de manière à être informé de la présence d'une tempête (Figure I-4). Des études sont actuellement effectuées sur les possibilités d'architecture du réseau : en effet lors d'une tempête de sable des nœuds peuvent temporairement être enterrés et avoir une portée d'émission réduite [I-7]. Les réseaux de capteurs sans fil sont très intéressants pour les surveillances de phénomènes naturels puisqu'ils permettent d'effectuer une surveillance en temps réel des phénomènes, et que les nœuds de capteurs peuvent aisément être déployés par avion dans des endroits peu accessibles.

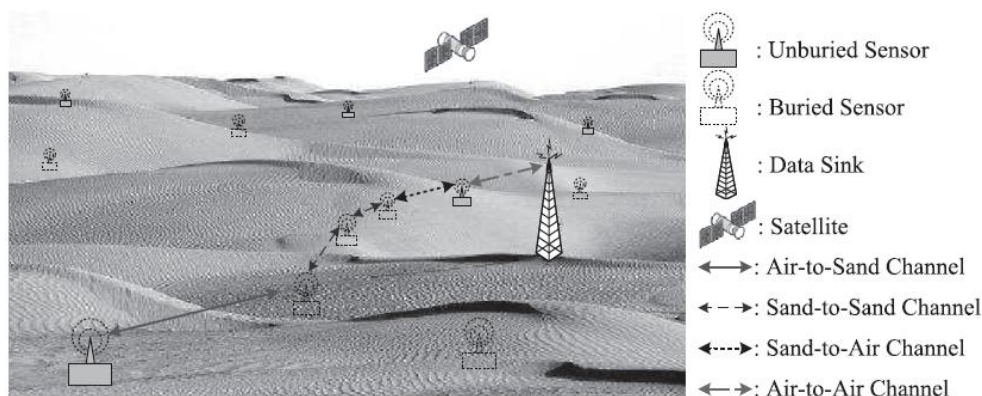


Figure I-4 : Réseau de capteurs sans fil de surveillance des tempêtes de sable [I-7]

Un réseau de capteurs sans fil a été développé en vue de localiser des snipers et les trajectoires des balles par l'université de Vanderbilt [I-3]. Le principe de ce capteur repose sur un système de capteurs acoustiques, qui fonctionnent efficacement dans des environnements urbains complexes. Ce système estime la position du tireur grâce à une mesure du temps d'arrivée de l'onde acoustique, à la vitesse du son et à la position connue des capteurs. Les capteurs peuvent être placés manuellement, ou lancés dans des positions aléatoires. Le capteur établit ensuite une communication automatique avec le réseau, et une auto localisation. Le prototype développé avait un temps de réponse de 2s et une précision de localisation d'un mètre.

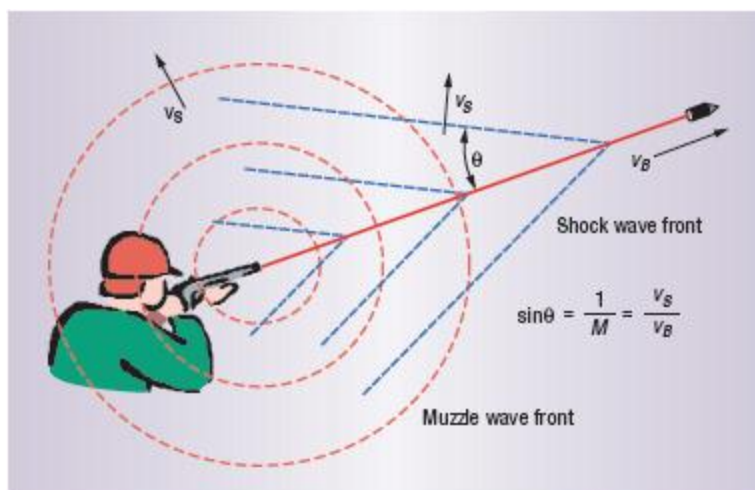


Figure I-5 : Ondes acoustiques générées par un tir [I-3].

Un réseau de capteurs sans fil en vue d'assister les équipes de secours de victimes d'avalanches a été développé par une équipe de l'université de Zurich [I-8]. L'objectif est d'améliorer la localisation des personnes ensevelies, et de limiter les pertes humaines en donnant plus d'indications aux équipes de secours concernant l'état des victimes, pour pouvoir chercher prioritairement les survivants. Dans ce but, les victimes potentielles (skieurs) transportent un nœud équipé d'un saturomètre (capteur mesurant le taux d'oxygène dans le sang), qui permet de mesurer le rythme cardiaque et l'activité respiratoire, et d'accéléromètres pour déterminer l'orientation du corps.



Figure I-6 : Prototype A-Life de secours pour les victimes d'avalanches [I-8].

Il existe de nombreuses applications pour les réseaux de capteurs dans la surveillance de la santé des personnes [I-9]. En effet, ils peuvent aider les personnes malades ou âgées à avoir une vie normale tout en étant suivies médicalement. Par exemple, des capteurs sans fil ont été développés par une unité de recherche de Philips en vue de surveiller les signes vitaux des patients dans un hôpital [I-4]. L'objectif de ce système est d'améliorer la fiabilité de la surveillance, tout en étant moins contraignante pour le patient. Le système est composé de 4 composants (Figure I-7) : un identificateur du patient (Patient Identifier), des capteurs

médicaux (Medical Sensor), une cellule d'affichage (Display Device), et un stylo de réglage (Setup Pen). L'identificateur du patient est un système qui est transporté par le patient dans l'hôpital, et qui contient son nom et son identifiant. Les données provenant des capteurs médicaux peuvent être visualisées sur la cellule d'affichage. Le stylo de réglage est utilisé par le personnel médical pour définir les liaisons entre les différents appareils.

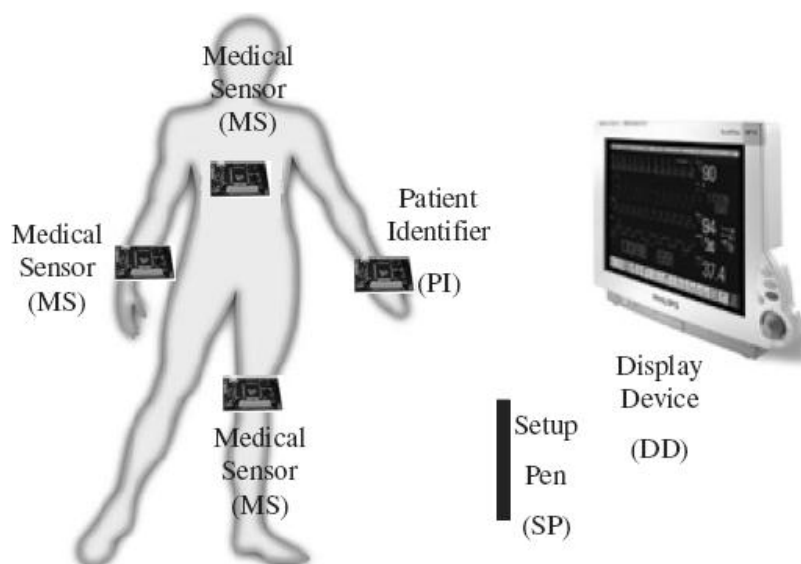


Figure I-7 : Composants du réseau de capteurs de surveillance médicale [I-4].

Un réseau de capteurs sans fil a été développé pour mesurer les consommations d'énergie dans de grands bâtiments [I-10]. L'objectif est de détecter les lieux ou appareils qui consomment beaucoup d'énergie, de façon à fournir des indications sur les réductions potentielles de consommation d'énergie. Le système est constitué de 3 éléments : des capteurs (Sensor), des émetteurs récepteurs (Transceiver), et une station de base (CU). Les capteurs mesurent la consommation électrique, transmettent l'information à l'émetteur récepteur, qui la relaie jusqu'à la station de base, qui stocke les informations dans une banque de données.

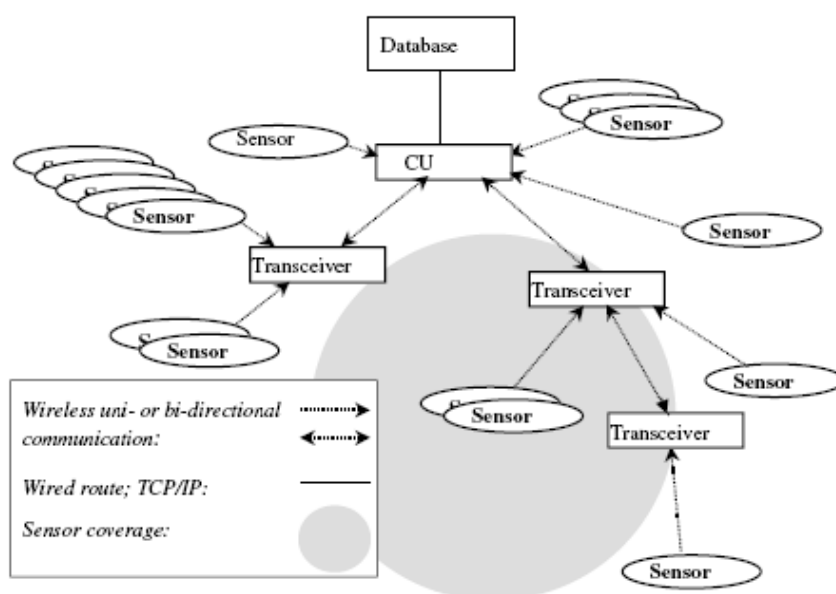


Figure I-8 : Structure du réseau de mesure de consommation en puissance [I-10].

Un autre projet du même type est le projet HOMES (Habitat et Bâtiment Optimisé, Maîtrise de l'Énergie et Services) de Schneider Electric [I-11]: l'objectif est d'avoir un contrôle actif de l'énergie dans le bâtiment permettant de gagner jusqu'à 20% de consommation. Ce gain en consommation est gagné par une nouvelle architecture intégrant des capteurs autonomes pour des mesures de l'environnement.

Les différentes caractéristiques des réseaux des 5 applications présentées ci-dessus sont détaillées dans le Tableau I-1. Pour chaque application, le type de déploiement, la mobilité, l'hétérogénéité des capteurs sont données, ainsi que la topologie du réseau, le type de couverture, le nombre de capteurs et la durée d'utilisation. Ce tableau permet de voir qu'il n'existe pas un type de réseau de capteurs sans fil, mais des types bien différents : chaque réseau est adapté par rapport à l'application et ses besoins.

<i>Application</i>	<i>Déploiement</i>	<i>Mobilité</i>	<i>Hétérogénéité</i>	<i>Topologie</i>	<i>Couverture</i>	<i>Nbre</i>	<i>Durée d'utilisation</i>
Arbres [I-2]	Manuel	Immobile	Homogène	Graphe	Dense	10-100	
Tempêtes [I-7]	Aléatoire	Immobile	Homogène	Graphe			
Snipers [I-3]	Manuel /Aléatoire	Immobile	Homogène	Graphe	Redondant	100	Mois-Années
Avalanche [I-8]	Manuel	Mobile	Homogène	Etoile	Dense	10-100	Jour (durée de la sortie)
Surveillance médicale [I-4]	Manuel	Mobile	Hétérogène	Boucle simple	Dense	10	Jours-Mois
Consommation [I-10]	Manuel	Immobile	Homogène	Boucles multiples	Peu dense	10-100	Années

Tableau I-1 : Comparaison des différents exemples de réseaux de capteurs sans fil.

I.2.4 Alimentation des réseaux de capteurs sans fil

Nous allons aborder le problème de la source d'énergie des réseaux de capteurs sans fil, et le problème de maintenance, qui sont étroitement liés. Le fait que les réseaux de capteurs soient sans fils nous impose l'utilisation de sources nomades, de façon à être autonomes énergétiquement. Jusqu'à présent, des piles ou des batteries ont été utilisées comme source d'énergie. Les piles ou les batteries stockent une quantité d'énergie fixe, et ont donc une durée de vie limitée. Ceci implique donc le remplacement de la pile ou la recharge de la batterie quand elle est vide. Cette maintenance des nœuds liée au changement de la batterie peut être coûteuse dans le cas d'applications difficiles d'accès ou dangereuses, comme pour l'application de l'étude météorologique dans les arbres géants par exemple.

De gros progrès ont été faits au niveau de l'architecture de l'électronique de traitement et de gestion de la puissance pour réduire la consommation électrique, on parle d'électronique « low power », voir même « ultra low power » dans certaines applications ultimes. De même, des progrès ont été faits au niveau des antennes, pour améliorer leur directivité. Avoir une meilleure directivité permet de transmettre l'information sur des distances plus importantes avec la même quantité d'énergie. Le fait d'avoir une consommation réduite augmente la durée de vie sans maintenance d'un nœud.

Sur la Figure I-9, nous pouvons voir que les progrès sur les performances du processeur d'un ordinateur ont été considérables entre 1985 et 2010 [I-12]. L'amélioration de la puissance de calcul a été grandement liée à l'augmentation du nombre de transistors, qui suit la loi de Moore : le nombre de transistors par processeur est doublé tous les deux ans.

Pour parvenir à ce résultat, l'industrie de la microélectronique a beaucoup travaillé sur la miniaturisation des transistors. Nous pouvons remarquer que l'énergie nécessaire au fonctionnement du processeur a elle aussi progressé, puisque le nombre de transistors à alimenter par processeur a augmenté. Cette figure illustre bien les progrès qu'a connu l'électronique ces dernières années.

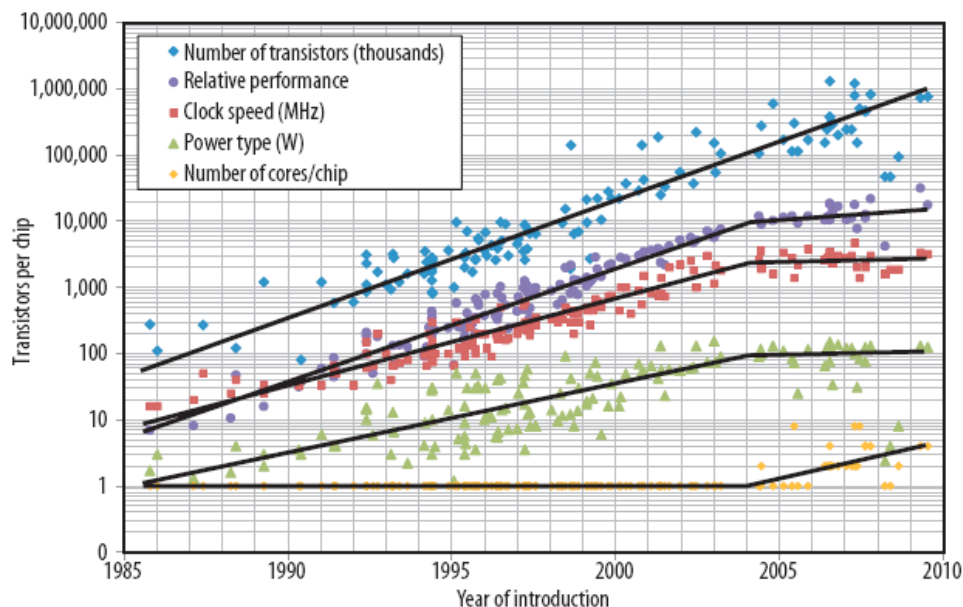


Figure I-9 : Amélioration des performances d'un ordinateur [I-12].

Sur la Figure I-10, nous pouvons voir qu'avant 2001 les améliorations sur les performances des batteries n'ont pas suivi les avancées de la microélectronique. Cependant, pendant les années 2000, le domaine de l'énergie a connu un grand essor, et de nouvelles batteries ont été développées. Des recherches sur les batteries sont effectuées à différentes échelles, que ce soit pour les véhicules hybrides ou électriques [I-13] ou pour les microbatteries [I-14].

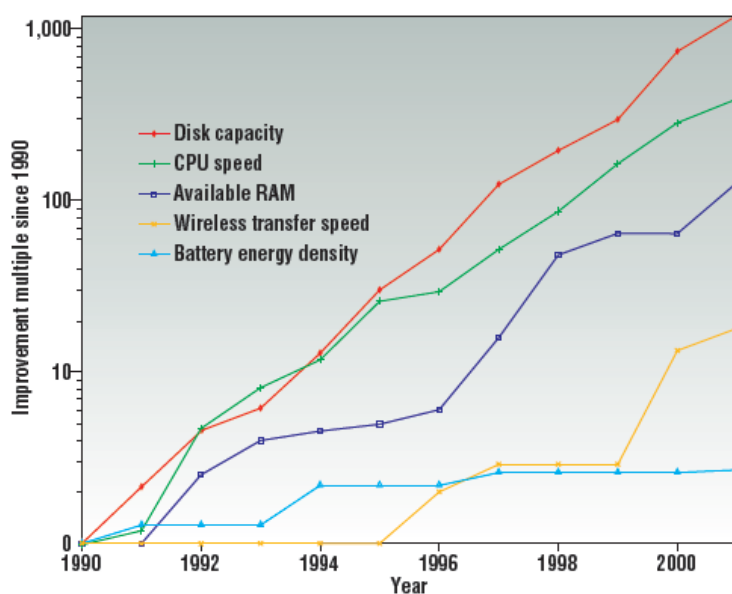


Figure I-10 : Progrès technologiques sur les composants d'un ordinateur portable [I-15].

Même si les améliorations sur les batteries sont conséquentes, elles ne stockent qu'une quantité d'énergie fixe. Si nous parvenons à trouver une source d'énergie ayant une durée de vie plus importante, la maintenance sur les réseaux de capteurs sera réduite. De plus, pour avoir une énergie plus importante, il est nécessaire d'augmenter le volume de la batterie, et une bonne illustration est l'image du projet « Smart Dust » [I-16] en Figure I-11, qui montre que la batterie est devenue le composant limitant pour réduire la taille des nœuds de capteurs sans fil. Lors de ce projet de l'université de Berkeley, la partie électronique de traitement de données et la partie de télécommunication sont miniaturisées, ainsi que la partie capteurs, mais pas la source d'énergie, qui est une pile bouton. Nous pouvons voir que le réservoir d'énergie prend une place considérable comparée au reste du nœud, et qu'elle sera donc l'élément à améliorer.

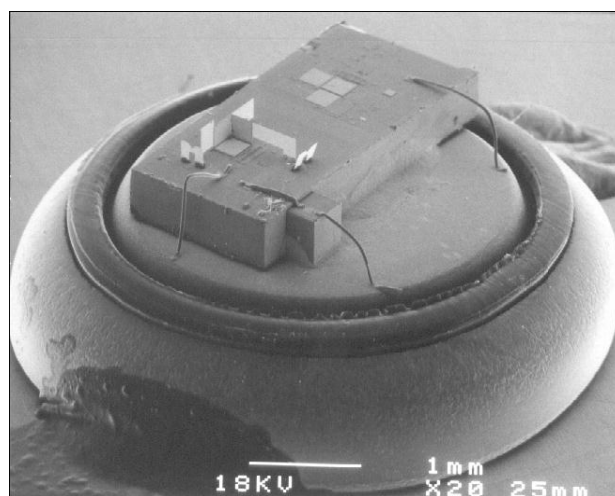


Figure I-11: *Smart Dust* de l'université de Berkeley, Californie [I-16].

La diminution de la consommation énergétique des réseaux de capteurs permet d'envisager l'alimentation à partir d'une source d'énergie ambiante, qui répond bien au problème cité ci-dessus : en effet la durée de vie de la source d'alimentation est uniquement limitée par la présence de la source dans le milieu et par la fiabilité du dispositif de récupération d'énergie. Le principe est de récolter, via un générateur approprié, une ou plusieurs sources d'énergie ambiante. Avec la réduction de la consommation des nœuds, il est possible dans certains cas d'envisager de remplacer la batterie par des sources d'énergies ambiantes, ce qui rendrait le nœud réellement autonome. Nous pouvons observer sur la Figure I-12 la comparaison de la durée de vie de la densité de puissance volumique entre des batteries et des sources d'énergies ambiantes par Roundy et al. [I-17].

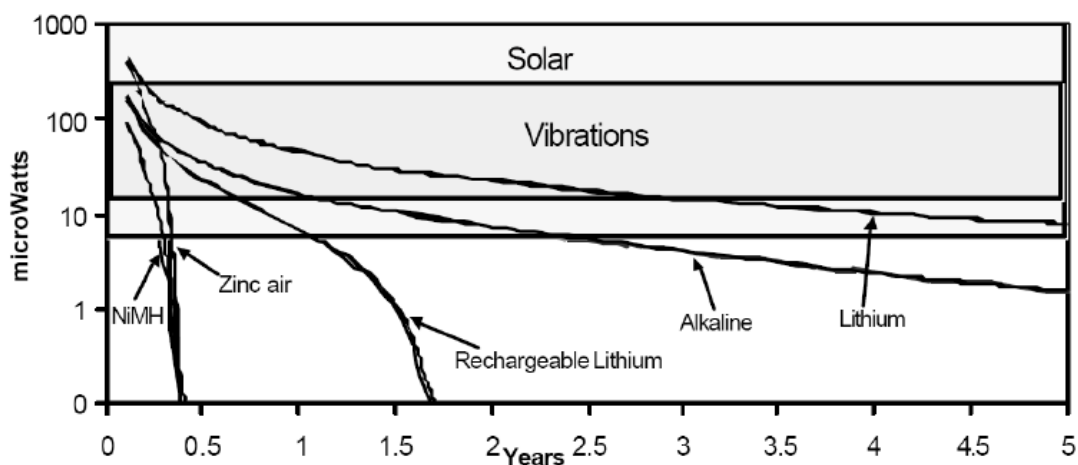


Figure I-12 : Comparaison de la puissance pour 1cm^3 de différents types de piles et de l'énergie ambiante (solaire et vibrations mécaniques) en fonction du temps [I-17].

Nous pouvons remarquer que la densité de puissance des piles diminue avec le temps, alors que la puissance des sources ambiantes présentes dans l'environnement est constante en fonction du temps. Grâce au Tableau I-2, nous pouvons comparer les densités de puissance disponibles sur 1 an et sur 10 ans pour des batteries et pour différents types d'énergie ambiante.

	Power Density ($\mu\text{W}/\text{cm}^3$) 1 Year lifetime	Power Density ($\mu\text{W}/\text{cm}^3$) 10 Year lifetime	Source of information
Scavenged Power Sources	Solar (Outdoors) 15,000 - direct sun 150 - cloudy day	15,000 - direct sun 150 - cloudy day	Commonly Available
	Solar (Indoors) 6 - office desk	6 - office desk	Author's Experiment
	Vibrations 200	200	Roundy <i>et al</i> 2002
	Acoustic Noise 0.003 @ 75 Db 0.96 @ 100 Db	0.003 @ 75 Db 0.96 @ 100 Db	Theory
	Daily Temp. Variation 10	10	Theory
	Temperature Gradient 15 @ 10 °C gradient	15 @ 10 °C gradient	Stordeur and Stark 1997
	Shoe Inserts 330	330	Starnier 1996 Shenck & Paradiso 2001
Energy reservoirs	Batteries (non-recharg. Lithium)	45 3.5	Commonly Available
	Batteries (rechargeable Lithium)	7 0	Commonly Available
	Hydrocarbon fuel (micro heat engine)	333 33	Mehra et. al. 2000
	Fuel Cells (methanol)	280 28	Commonly Available
	Nuclear Isotopes (uranium)	6×10^6 6×10^5	Commonly Available

Tableau I-2: Comparaison des méthodes de stockage d'énergie (avec prise en compte des fuites dans les piles) et de récupération d'énergie [I-17].

Nous pouvons remarquer que les densités de puissance de certaines sources d'énergie ambiantes comme l'énergie solaire ou les vibrations sont suffisamment importantes pour imaginer des applications de récupération d'énergie. De plus les densités d'énergie de ces sources restent constantes sur 10 ans, ce qui n'est pas le cas des batteries. Nous nous intéresserons dans la partie I.3 aux différentes sources d'énergie ambiante existantes, et à leurs différentes applications et méthodes de récupération.

I.2.5 Budget énergétique d'un nœud

Dans le paragraphe précédent, nous avons pu évoquer le problème d'alimentation des nœuds de réseaux de capteurs sans fil. Avant d'étudier de façon plus précise l'alimentation de ces systèmes avec une source récupératrice d'énergie, il est légitime de s'intéresser à la consommation énergétique des différents blocs du système, pour avoir une idée de la quantité d'énergie nécessaire pour alimenter le système.

Nous pouvons voir sur la Figure I-13 les différents blocs d'un nœud de capteurs sans fil, avec une source de récupération d'énergie. Les trois blocs « énergétiques » (en vert) sont le microgénérateur récupérant l'énergie des vibrations par exemple, un circuit de gestion de l'énergie et une batterie servant de stockage temporaire. Ces 3 blocs vont alimenter :

- les capteurs qui fourniront les informations
- le microcontrôleur qui fera le traitement de l'information, transférera les données entre les différents blocs et commandera les blocs
- le module RF d'émission réception servant aux transmissions d'informations
- une mémoire de stockage (dont nous ne considérerons pas la consommation d'énergie).

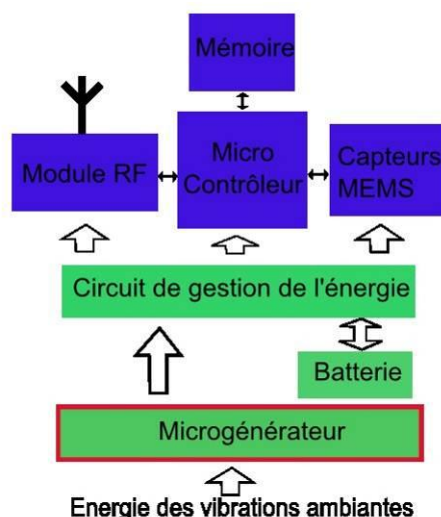


Figure I-13 : Schéma bloc d'un point de vue énergétique d'un nœud de réseau de capteurs sans fil.

Nous allons étudier la consommation énergétique des différents blocs séparément, et nous ferons ensuite une estimation de la consommation globale du système. Pour chaque bloc, nous avons cherché chez plusieurs constructeurs des modèles faible ou ultra faible consommation, pour avoir un système consommant le moins d'énergie possible.

Nous allons commencer par nous intéresser aux caractéristiques de quelques émetteurs-récepteurs du commerce. Dans le Tableau I-3 la tension d'alimentation, la consommation en veille, en réception et en transmission, la fréquence de transmission, le niveau de puissance de sortie et de débit sont précisés pour 4 composants de Nordic, EM Microelectronics, Semtech et EnOcean. Nous pouvons remarquer que 2 gammes de fréquence sont utilisées pour ce type d'émetteurs-récepteurs RF : 900 MHz ou 2.4 GHz. Avec la consommation en énergie, le débit de transmission est un paramètre important de ces systèmes pour des applications de réseaux de capteurs sans fil, car il caractérise la vitesse d'envoi des données. Plus le débit est important, plus le temps sera court pour envoyer une information, et moins la puissance consommée sera importante puisque le composant sera utilisé moins longtemps.

Constructeur	Composant	Tension d'alim. (V)	Courant en veille (μ A)	Courant en réception (mA)	Courant en émission (mA)	Fréquence de trans. (MHz)	Puissance d'émission (dBm) / Débit (kbps)
Nordic	nRF24AP2	1.9-3.6	0.5	17	15	2400	-18..0 /20
EM Micro-electronic	EM9201	1.5	3	12.5	11.5	2400	-20..+4 /2000
Semtech	SX1211	2.1-3.6	2	3	25	900	+10 /200
EnOcean	TCM 300	2.6-4.5	-	33	24	868	5 /125

Tableau I-3 : Comparaison des caractéristiques de certains émetteur –récepteurs basses puissance du marché.

Parmi les quatre composants comparés, le EM9201 semble le plus performant, avec un débit important, une faible tension d'alimentation et de faibles consommations en réception et en émission pour un niveau de puissance d'émission correct (11.5mA consommé pour 0dBm). C'est le composant que nous retiendrons pour les calculs futurs.

Le niveau de puissance d'émission de l'émetteur permet d'estimer sa portée. Nous considérerons que la puissance d'émission est de 0dBm, et que le plus petit signal détectable par le récepteur est -100dBm (performance du Nordic en réception). Entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise est atténuée dans l'air. En considérant le modèle du dipôle pour l'antenne, en champ lointain l'onde émise est une onde sphérique de la forme suivante :

$$E = \frac{K e^{-jkr}}{r} \quad (I-1)$$

avec K une constante, k la norme du vecteur d'onde et r la distance par rapport à l'antenne. Le terme exponentiel correspond à un terme de propagation. A partir de cette expression, nous pouvons remarquer que le vecteur de Poynting va décroître en $\frac{1}{r^2}$, et donc que la puissance émise aussi. D'après ces hypothèses, une puissance de -100dBm est obtenue à 300m de l'antenne. Ces hypothèses sont assez fortes, et la propagation doit se dérouler en air libre. Nous pouvons cependant considérer que l'ordre de grandeur de la distance possible entre les nœuds est de l'ordre de la centaine de mètres.

Nous pouvons ensuite nous intéresser aux microcontrôleurs basses puissances disponibles sur le marché. Dans le Tableau I-4, nous avons comparé les caractéristiques électriques et la fréquence de fonctionnement de 4 composants de chez Atmel, EM Microelectronics, Freescale et Texas Instruments. Nous avons choisi des composants

fonctionnant avec des fréquences de fonctionnement faibles de façon à avoir les plus basses consommations possibles. Le composant ATmega1284 semble plus intéressant que les autres, mais des données manquent concernant sa consommation en attente. Nous choisirons donc plutôt le EM6819 pour les calculs globaux.

Constructeur	Composant	Tension d'alimentation (V)	Conso. à l'arrêt (nA)	Conso. en attente (μA)	Conso. en fonctionnement (μA)	Fréquence de fonctionnement (kHz)
Atmel	ATmega1284	1.8-5.5	100	-	0.6	32
EM micro-electronics	EM6819	0.9-3.6	450	2.3	4.2	32
Freescale	MC9S08LL16	1.8-3.6	400	1.3	7.3	16
Texas Instrument	MSP430F47x3	1.8-3.6	200	1.1	11	32

Tableau I-4 : Comparaison des caractéristiques de certains microcontrôleurs basse consommation du marché.

Enfin, nous avons choisi de comparer quelques types de capteurs MEMS au niveau de leur consommation. Les capteurs MEMS ont été retenus pour leur faible encombrement. Nous avons choisi de comparer deux accéléromètres 3 axes de chez Analog Devices, un capteur de pression de chez Freescale, et un capteur de température de chez ST Microelectronics. Nous avons comparé la plage de mesure, la bande passante, la tension d'alimentation et la consommation en courant pour ces quatre composants. Nous pouvons remarquer que la consommation en courant peut varier énormément suivant le type de capteurs, mais aussi suivant la plage de mesure du capteur, comme par exemple pour les deux accéléromètres ADXL325 et ADXL278. Dans le calcul global, nous supposons que nous utiliserons 2 capteurs, un accéléromètre ADXL325 et un capteur de pression MPL115A.

Constructeur	Composant	Type de capteur	Plage de mesure	Bande passante (kHz)	Tension d'alimentation (V)	Consommation en courant (μA)
Analog Devices	ADXL325	Accéléromètre	+/- 5g	1.6	1.8-3.6	350
Analog Devices	ADXL278	Accéléromètre	+/- 70g	0.4	4.75-5.25	2200
Freescale	MPL115A	Capteur de pression	50-115 kPa	1.5	3.3-5.5	5
ST	STLM20	Capteur de température	-55/130°C	-	2.4-5.5	8

Tableau I-5 : Comparaison de différentes caractéristiques de capteurs.

Nous allons maintenant calculer la quantité d'énergie nécessaire pour une mesure et un envoi de l'information. Le cycle de fonctionnement est le suivant :

- Réveil des capteurs : le microcontrôleur réveille les capteurs. Nous supposons une durée d'une milliseconde, ce qui correspond au réveil de l'ADXL325, n'ayant pas de données de temps de réveil pour le MPL115A. On supposera que la puissance nécessaire pour le réveil est la même que pour l'utilisation des capteurs
- Mesures : les capteurs mesurent les informations, en 625μs pour l'ADXL325 et 670μs pour le MPL115A. Nous partirons sur une durée de mesure de 700μs.

- **Traitement des données** : le microcontrôleur traite les données reçues, les code pour les préparer à l'émission. Nous supposons que le microcontrôleur met 20ms pour faire ce traitement, conformément à la publication de O'Mathuna [I-18], qui a fait l'étude d'un cas concret de réseau de capteur sans fils pour gérer des bâtiments. En utilisant le microcontrôleur EM6819 qui fonctionne à 32kHz, 20ms correspondent à 640 coups d'horloge. Nous estimerons que 640 coups d'horloges suffisent pour traiter les données des deux capteurs.
- **Réveil Emetteur-Récepteur** : le microcontrôleur réveille l'émetteur récepteur avant l'envoi des données. Nous supposons que ce réveil prend 1ms comme pour les capteurs, et qu'il consomme 10mW (un peu moins que pour envoyer une information).
- **Envoi des données** : l'émetteur récepteur envoie les informations. Nous supposons que les données sont de taille d'un 1k bit. Puisque l'envoi s'effectue à 2Mbps, 500µs sont nécessaires pour envoyer les données. De plus nous supposons que notre nœud fonctionne 90% du temps en transmission et 10% du temps en réception.

Action	Partie active	Temps	Puissance consommée	Energie consommée
Réveil des capteurs	Microcontrôleur et capteurs	1ms	655 µW	655 nJ
Mesures	Microcontrôleur et capteurs	700µs	655 µW	460 nJ
Traitement des données	Microcontrôleur	20ms	4.2 µW	84 nJ
Réveil émetteur-récepteur	Microcontrôleur et émetteur-récepteur	1ms	10mW	10 µJ
Envoi des données	Microcontrôleur et émetteur-récepteur	500µs	11.6mW	5.8 µJ

Tableau I-6 : Consommation et temps des différentes actions du cycle de fonctionnement du nœud.

Les informations en temps et les blocs utilisés par action sont résumés dans le Tableau I-6. Nous pouvons remarquer que certaines actions sont plus ou moins gourmandes en énergie, et en particulier que la transmission des informations est l'action qui en consomme le plus.

A partir du Tableau I-6, l'énergie totale consommée pour un cycle de fonctionnement est de 17 µJ. Nous pouvons ensuite connaître la puissance moyenne nécessaire en multipliant cette valeur par la fréquence. Dans beaucoup d'applications où les phénomènes physiques mesurés varient lentement, comme les variations de température du fait de l'inertie thermique, il n'est pas nécessaire de faire une mesure toutes les secondes, mais plutôt toutes les minutes, voir toutes les 10 minutes. Si un cycle de fonctionnement est effectué toutes les minutes, il est nécessaire de disposer de 280 nW de puissance en moyenne. Si on effectue un cycle toute les 10 minutes, alors seulement 28 nW seront nécessaires. Ces fréquences de fonctionnement dépendent bien entendu de l'application visée. La récupération d'énergie ambiante se passe tout le temps, et pas uniquement lors des mesures ou de l'envoi des données. Cette estimation est résolument optimiste, mais permet d'avoir un ordre de grandeur de la puissance moyenne qu'il est nécessaire de récupérer. Dans le cas d'un cycle de fonctionnement à la minute, l'ordre de grandeur de la puissance à récupérer est autour de 500 nW en moyenne.

I.2.6 Nœud de réseau de capteurs sans fil idéal

Les applications présentées nous ont montré que l'idéal est de disposer de nœuds de petite taille, pour ne pas influencer l'environnement par les mesures et être discret (comme pour les mesures dans les arbres géants ou les localisations des snipers), robustes et avec des durées de vie importantes pour limiter les besoins de maintenance. Dans ce qui précède, nous avons présenté les problèmes existants d'un point de vue énergétique, mais pas abordé le côté miniaturisation. Pour réduire la taille du dispositif, les techniques de micro fabrication se sont beaucoup développées, se développent toujours. Il y a actuellement deux tendances d'évolution en microélectronique : More Moore, qui correspond à plus de miniaturisation des transistors, et More than Moore, qui correspond à une diversification des composants proposés avec des systèmes hybrides. Ces deux tendances sont illustrées sur la Figure I-14 de l'ITRS, institut qui fournit la roadmap de la microélectronique.

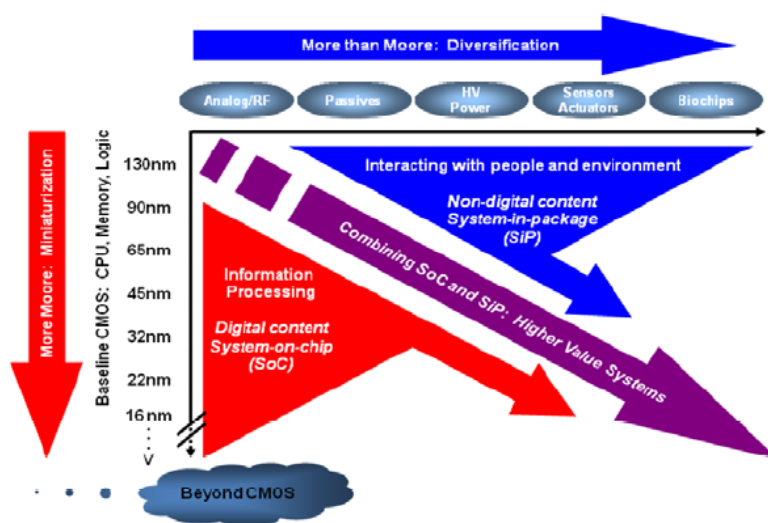


Figure I-14 : Tendances des évolutions en microélectronique [I-19].

Les microsystèmes électromécaniques (MEMS- Micro Electro Mechanical Systems) sont de plus en plus développés et utilisés, notamment pour les capteurs. Ils s'inscrivent dans la tendance More than Moore. Il est intéressant d'essayer d'intégrer l'électronique de contrôle avec le capteur, de façon à avoir un système le plus compact possible, et d'utiliser des techniques de fabrication collective issues de la microélectronique pour réduire les coûts de production.

Le nœud de capteurs sans fil idéal serait un « system on chip », avec la génération d'énergie, les capteurs, l'électronique et l'émetteur récepteur intégrés sur une même puce. Une vision de ce nœud idéal est représentée sur la Figure I-15, dans le cas d'une alimentation à partir des vibrations mécaniques qui a été développé lors du projet VIBES (Vibration Energy Scavenging) (IST-1-5079911). Ce projet financé par la commission européenne eut pour but de concevoir et fabriquer un nœud autonome, alimenté à partir des vibrations mécaniques ambiantes, et communiquant sans fil avec une station de base. Ce projet a permis d'imaginer d'aller plus loin dans la miniaturisation, avec l'inclusion des sources d'énergies dans le système.

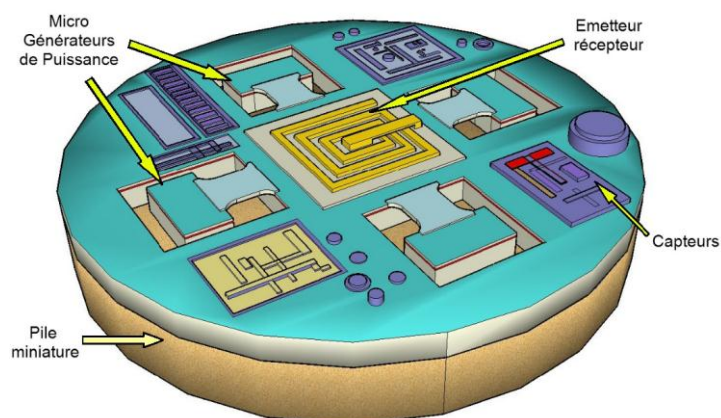


Figure I-15: Vision d'un nœud autonome alimenté à partir des vibrations mécaniques environnementales du projet VIBES [I-20].

I.3 Différentes sources d'énergie

Nous allons dans cette partie détailler les différentes sources ambiantes d'énergie. L'idée est de récupérer l'énergie présente dans l'environnement. Certaines sources d'énergie ambiantes sont maintenant bien connues, comme le solaire ou l'éolien qui permettent de générer une énergie importante, qui peut être réinjectée sur le réseau électrique national. Cependant certaines sources comme les vibrations ambiantes sont moins connues, et nous allons détailler les différentes sources utilisables pour la récupération d'énergie pour nos applications. Ces sources peuvent être classées en quatre catégories : la récupération d'énergie par différence de température, par rayonnement, par récupération des contraintes mécaniques ou de l'énergie cinétique.

I.3.1 Rayonnement

Il existe différents types de rayonnement utilisables pour une conversion électrique. Le rayonnement le plus utilisé est le rayonnement solaire, à l'aide de cellules photovoltaïques qui convertissent directement ce rayonnement en énergie électrique. La recherche et l'utilisation de cellules photovoltaïques se sont énormément développées depuis quelques années [I-21], ce qui a permis de générer des puissances électriques importantes à partir de panneaux solaires. La production de cellules photovoltaïques en réduisant le coût tout en gardant une efficacité importante a été rendu possible par l'utilisation de couches minces. Nous pouvons voir sur la Figure I-16 que les recherches dans ce domaine sont loin d'être terminées, avec désormais des pistes pour augmenter l'efficacité avec des nanostructures. Actuellement, les 1.5\$/watt ont été atteints, mais dans le futur le prix pourrait être bien moins élevé.

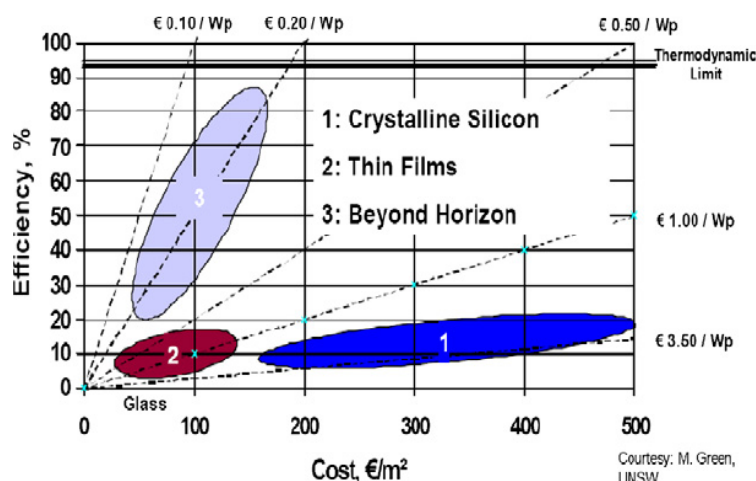


Figure I-16 : Efficacité d'une cellule photovoltaïque en fonction du coût [I-21]

D'autres voies de recherches sont aussi en cours, notamment pour trouver des matériaux tenant compte des contraintes environnementales, ou pour travailler sur des supports flexibles (Figure I-17).

Cependant un des désavantages de ce principe est qu'il est nécessaire que le système soit bien exposé au rayonnement solaire incident, ce qui n'est pas une difficulté pour l'utiliser à l'extérieur d'un bâtiment, mais plus délicat en intérieur. En effet, en extérieur, le rayonnement solaire a une densité d'énergie de 15mW.cm^{-2} , alors qu'en intérieur la densité d'énergie est de $6\mu\text{W.cm}^{-2}$ (dans le Tableau I-2, les densités d'énergie sont données en W.cm^{-3} , pour un cube de 1cm^3 , ce qui revient à des densités de puissance par cm^{-2} pour le solaire). Sachant que le rendement maximal actuel d'un panneau solaire est de 25%, les densités d'énergies électriques récupérées après conversion sont de 4mW.cm^{-2} en extérieur et $1.5\mu\text{W.cm}^{-2}$ en intérieur. La faible densité d'énergie en intérieur (ou dans le cas de zones mal ensoleillées) rend cette source difficilement utilisable dans beaucoup d'applications des réseaux de capteurs sans fil.

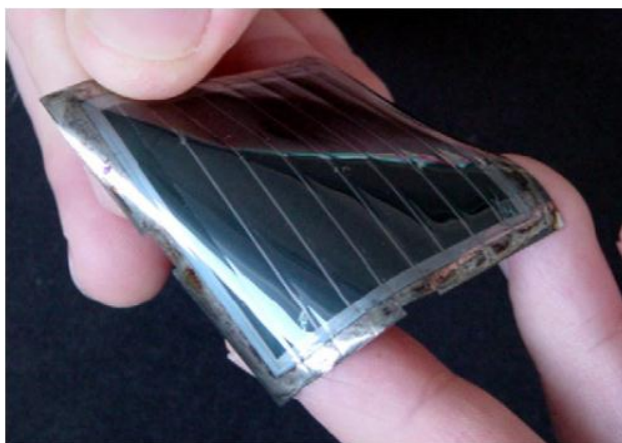


Figure I-17 : Prototype d'un panneau solaire flexible en polymère [I-21].

Un autre type de rayonnement utilisable est celui véhiculé par les ondes hertziennes. Le problème de cette source d'énergie est la diminution rapide de la densité d'énergie lorsqu'on s'éloigne de la source d'émission. En effet, lorsqu'on se situe en champ lointain de

l'antenne, la densité de puissance incidente est inversement proportionnelle à la distance au carré (cf. équation I.1). Cependant des recherches sont effectuées pour récupérer cette énergie, du fait du nombre important de source d'émission dans l'environnement. Des structures centimétriques ont été proposées et fonctionnent en large bande avec des efficacités importantes (20-30%). Il s'agit d'une série d'antennes en forme de spirales, qui fonctionnent sur la bande 2-18 GHz, qui mesurent $18.5 \times 18.5 \text{ cm}^2$ [I-22]. Une étude a été faite pour réduire la taille des dispositifs par Mickle [I-23], et il a été prouvé qu'il n'était pas possible d'obtenir des bandes passantes et des efficacités importantes simultanément pour des structures de petite taille.

Un dernier type de rayonnement est le rayonnement nucléaire, qui est hautement énergétique. Pour des raisons évidentes de pollution radioactive, il peut être difficile d'utiliser directement ce rayonnement pour l'alimentation de systèmes autonomes. Cependant, une structure a été proposée par Lal [I-24], qui utilise un radio-isotope, qui est un matériau radioactif à grande densité d'énergie pour des durées de vie importantes. Le principe est le suivant : les charges générées par le radio-isotope sont récupérées par un collecteur fixé à une poutre encastrée libre, ce qui crée donc une différence de charges entre le collecteur et le radio-isotope. Une force électrostatique attractive entre le collecteur et la poutre encastrée libre est donc présente, et augmente avec le nombre de charges générées. Lorsque le collecteur et le radio-isotope sont suffisamment proches, les charges se compensent par effet tunnel ou par contact, la force électrostatique s'annule, et la poutre encastrée libre est relâchée. Elle oscille, et une couche de matériau piézoélectrique permet de récupérer l'énergie mécanique. Avec ce système, il est possible de récupérer une puissance de $10 \mu\text{W}$ en moyenne.

I.3.2 Différence de température

Le principe de cette méthode est de récupérer l'énergie du flux thermique créée par une différence de température.

Traditionnellement, la récupération d'énergie thermique se base sur un gradient spatial de température, c'est-à-dire qu'il y a une zone froide et une zone chaude. L'effet thermoélectrique Seebeck est utilisé : une tension électrique est créée aux bornes de 2 matériaux joints lorsque ceux-ci sont soumis à une différence de température. En pratique les générateurs actuels sont composés de couples de semi-conducteurs n et p, connectés en série électriquement et en parallèle thermiquement (cf. Figure I-18). Le problème de ce type de générateur lors de la réduction d'échelle est la difficulté à avoir un écart de température important sur de petites dimensions, ce qui réduit l'énergie générée. Des recherches sont effectuées en vue de trouver de nouveaux matériaux permettant d'utiliser des plages de températures plus petites.

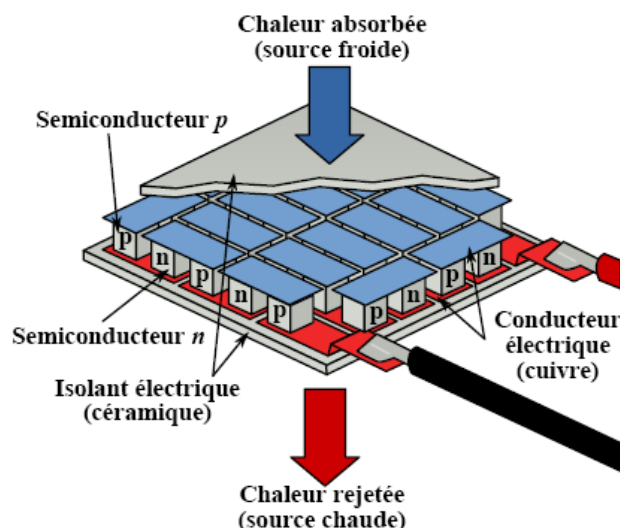


Figure I-18 : Schéma d'un générateur thermoélectrique [I-25].

Une autre approche consiste à utiliser des variations temporelles de température d'un même matériau. Cette approche a jusque-là été peu utilisée, mais une proposition de capteur « all in one », avec génération d'énergie incluse, a été proposée dernièrement par L. Carlioz au G2ELab et au TIMA [I-25].

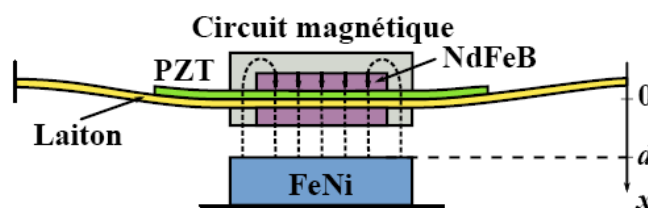


Figure I-19 : Capteur de température avec déclenchement thermo-magnéto-piézoélectrique [I-25].

Le système est composé d'une lame de laiton, sur laquelle est collée un matériau piézoélectrique (PZT), ainsi qu'un aimant (NdFeB) (Figure I-19). Sous la lame se trouve un matériau magnétique doux (FeNi), dont l'aimantation change suivant selon que sa température se trouve en dessous ou au-dessus de la température de Curie T_c . Quand sa température est en dessous de la température de Curie, l'aimant est attiré par le matériau magnétique doux, et la lame est plaquée en bas. Lorsque la température dépasse la T_c , l'aimant n'est plus attiré par le matériau magnétique, et la poutre est libérée. Elle oscille alors jusqu'à retrouver sa position d'équilibre, et la couche piézoélectrique génère de l'énergie. Si la température repasse sous la température de Curie, alors la lame se plaque de nouveau en bas. Ce système permet de détecter le passage d'un seuil de température, avec génération d'énergie intégrée. Un prototype centimétrique a été développé, qui a permis de générer une énergie de $30\mu\text{J}$ avec un seuil en température autour de 40°C .

I.3.3 Déformations et pressions mécaniques

Ce type de générateur utilise les contraintes mécaniques pour les convertir en énergie électrique, et ceci de façon statique, c'est-à-dire que la fréquence de fonctionnement du

convertisseur est très faible par rapport à la fréquence de résonance du dispositif. En général, ce sont des contraintes de fortes valeurs qui seront utilisées, et l'énergie récupérée sera proportionnelle à la fréquence de fonctionnement. Nous allons maintenant citer quelques exemples d'application de cette méthode. Ces exemples utilisent des transductions électrostatiques ou piézoélectriques, qui seront expliquées de façon plus précises dans le paragraphe I.4.

L'exemple le plus marquant est le prototype d'une chaussure générant de l'énergie pendant la marche, par une équipe du MIT Media Laboratory (Figure I-20).

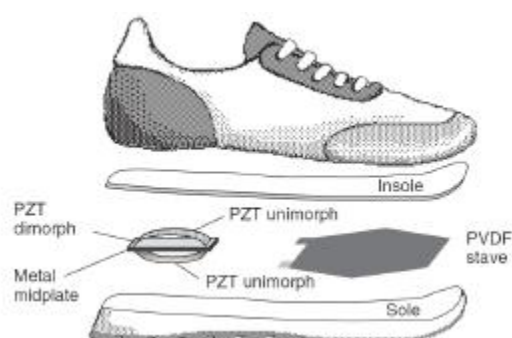


Figure I-20 : Chaussure piézoélectrique du MIT [I-26].

Le prototype de chaussure développé par Shenck et al. [I-26] contient deux générateurs piézoélectriques : une plaque de PVDF et un bimorphe en PZT. La puissance obtenue pour ce système fut de 1.3mW à 0.8Hz pour la plaque de PVDF et de 8.4mW à 1.1Hz pour le bimorphe en PZT.

Un autre dispositif intéressant pour récupérer de l'énergie lors de la marche est un prototype d'implant dans le genou proposé par S.R. Platt et al [I-27]:

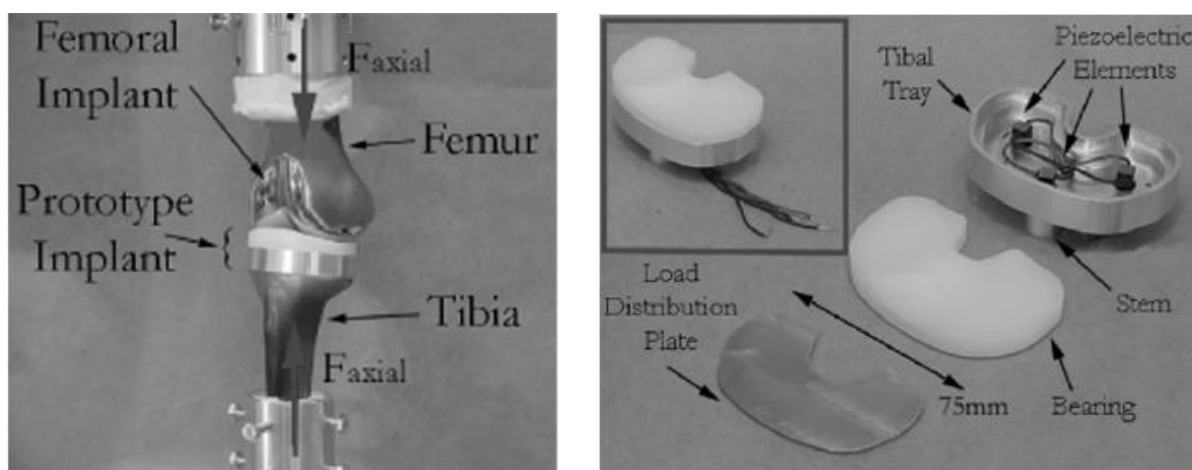


Figure I-21 : Prototype d'implant dans le genou [I-27].

Dans ce dispositif, les éléments piézoélectriques sont du PZT. Ce prototype a produit seulement 4mW pour une force appliquée de 2600N. Cette force est beaucoup trop importante pour des conditions réelles, car elle correspond à 260kg. En conditions réelles, la puissance

récupérée sera beaucoup moins importante. Récupérer de l'énergie sur des implants dans le genou permet d'alimenter des capteurs placés dans l'implant, pour repérer par exemple une éventuelle asymétrie. L'utilisation des batteries est difficilement envisageable puisque l'implant doit durer 20 ans.

Un autre exemple de générateur statique est un générateur piézoélectrique à manivelle conçu et fabriqué par G. Poulin lors de sa thèse à l'ENS Cachan [I-28] (Figure I-22).

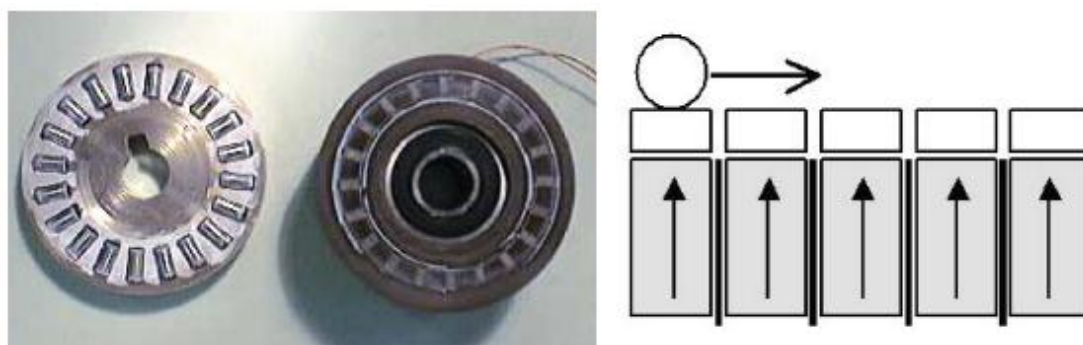


Figure I-22 : Générateur piézoélectrique à manivelle [I-28].

Ce générateur est composé de barreaux de matériaux piézoélectriques soumis à une contrainte mécanique. Le dispositif fabriqué pouvait générer une puissance électrique de $13.2\mu\text{W}$ à une fréquence de 55Hz.

Un dernier exemple de récupération d'énergie en régime quasi-statique est l'utilisation de polymères diélectriques. Cette méthode de récupération d'énergie utilise une transduction électrostatique pour créer de l'énergie. Nous pouvons citer l'exemple du système de C. Jean-Mistral [I-29], qui a développé une structure placée derrière le genou, qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique. Le mouvement de la jambe étire ou compresse le polymère diélectrique, ce qui change sa capacité, et ce qui permet de générer de l'énergie avec le même principe que les générateurs électrostatiques. Pour une marche cadencée à 1 Hz, la structure récupère $100\mu\text{W}$ sous une tension de polarisation de 200V, et 1.74 mW sous une tension de polarisation de 1000V.

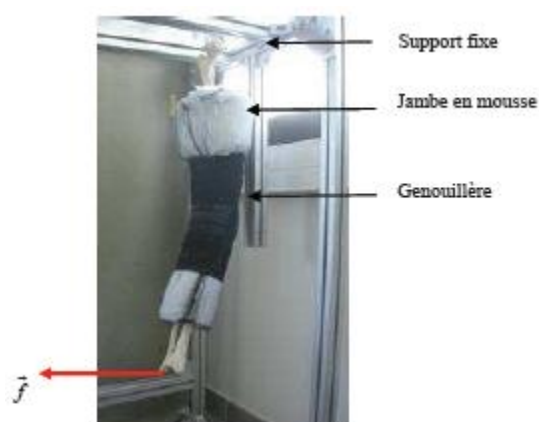


Figure I-23 : Jambe et genouillère génératrice d'énergie pour les tests en situation [I-29].

Ces dispositifs quasi-statiques nécessitent de fortes contraintes et sont difficiles à miniaturiser, et pourront donc difficilement être utilisés pour alimenter un nœud de capteurs.

I.3.4 Energie cinétique

Des produits ont déjà été commercialisés utilisant le principe de récupération de l'énergie cinétique comme la montre Seiko Kinetic [I-30], qui fonctionne grâce au mouvement du bras. Le principe de génération de cette montre développé en 1988 est le suivant : une masse entre en rotation avec les mouvements du porteur et entraîne le rotor d'un micro alternateur. Ce micro alternateur recharge un super condensateur, qui fait office de réservoir d'énergie intégré. Pour les modèles récents, la montre peut rester à l'heure pendant quatre ans, même en l'absence de mouvements. Nous pouvons noter qu'il existe toujours des recherches dans ce domaine, comme par exemple M. Lossec au laboratoire SATIE qui travaille sur un générateur microcinétique pour les montres qui stocke l'énergie dans des ressorts [I-31].

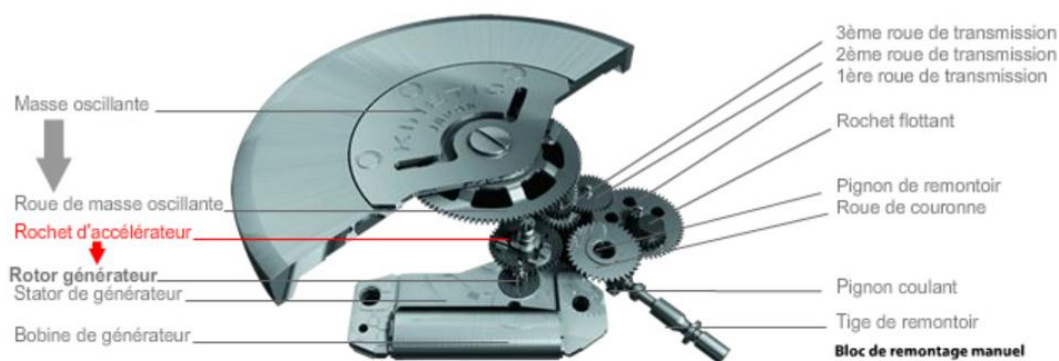


Figure I-24 : Système de la montre Seiko Kinetic [I-30]

D'autre part, il est possible de récupérer l'énergie des fluides en mouvement. Les exemples les plus connus sont l'énergie hydroélectrique et l'énergie éolienne, qui permettent de récupérer respectivement l'énergie de l'eau et l'énergie du vent. Dans le cas de grandes éoliennes (d'une hauteur de 100m), la puissance maximale générée peut être très importante, de l'ordre de 2MW. Cette énergie récupérée peut ensuite être réinjectée sur le réseau électrique. Des recherches sont effectuées pour tenter de faire des réductions d'échelle sur ces systèmes, en faisant des microturbines récupérant l'énergie d'un fluide en mouvement. Une microturbine a été développée par Raisigel et al [I-32], de 8mm de diamètre. Cette microturbine génère jusqu'à 5W à une vitesse de 380000rpm. Ce type de microturbine peut être intéressant dans des applications très spécifiques, mais leur miniaturisation est cependant complexe, notamment du fait de l'augmentation relative des frottements à petites dimensions.

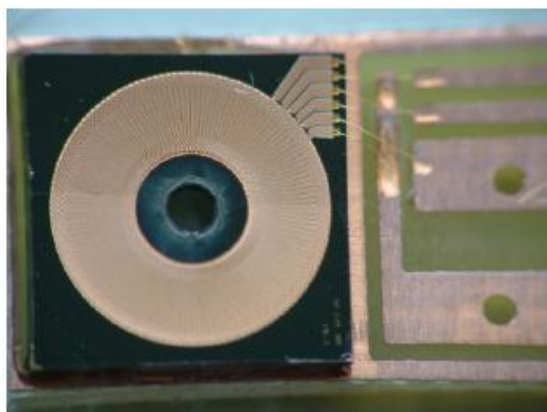


Figure I-25 : Microturbine de 8mm de diamètre [I-32].

Nous pouvons aussi noter les travaux de l'entreprise Humdinger Wind Energy [I-33] qui propose de nouveaux générateurs éoliens avec des géométries différentes des turbines éoliennes habituelles. Leur structure correspond à une bande élastique qui entre en vibration avec le vent. L'énergie mécanique est ensuite transformée en énergie électrique, par un système qui n'est pas précisé. Trois tailles de dispositifs sont proposées (Figure I-26) :

- une petite unité, pour alimenter des capteurs sans fil.
- une unité moyenne, d'un mètre de long, conçue pour alimenter des bornes Wifi.
- de grands panneaux, pour récupérer une quantité importante d'énergie, comme les panneaux solaires.

Les résultats des différents dispositifs sont très intéressants, avec par exemple une énergie générée de 100 à 200 Wh pour la petite unité avec une durée de vie de 20 ans.

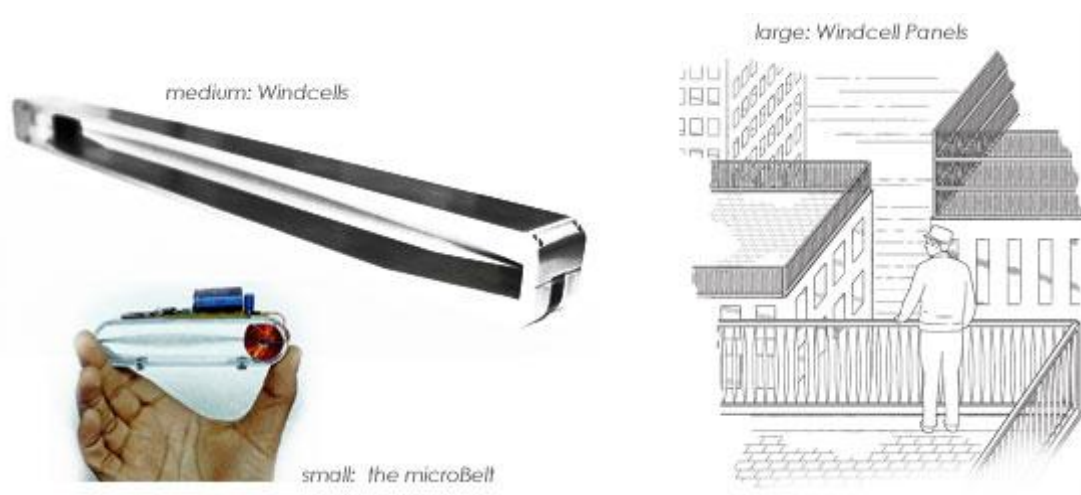


Figure I-26 : Différents dispositifs proposés par l'entreprise Humdinger Wind Energy [I-33]

Les vibrations mécaniques sont une source d'énergie très intéressante, et l'alimentation de dispositifs électroniques à partir de l'énergie récupérée par les vibrations est un domaine en pleine émergence. En effet, les vibrations sont très présentes dans l'environnement, comme par exemple dans les bâtiments, sur les personnes, sur des machines, sur les voitures... De plus, d'après une étude effectuée par Roundy et al, et résumée dans le Tableau I-2, une densité de puissance de $200\mu\text{W}\cdot\text{cm}^{-3}$ peut être obtenue pour les vibrations mécaniques. Cette densité de puissance est certes moins importante que celle du solaire par

temps ensoleillé (15mW.cm^{-2}), mais plus que la densité du solaire par temps couvert ($150\mu\text{W.cm}^{-2}$). Les vibrations sont une source d'énergie présente également en intérieur et à l'ombre, ce qui n'est pas le cas de l'énergie solaire, et ce qui est un énorme avantage.

Nous allons détailler dans les parties suivantes les méthodes de conversion de ce type d'énergie et les différents dispositifs existants.

I.4 Récupération de l'énergie des vibrations mécaniques

Les vibrations mécaniques peuvent avoir des amplitudes et des fréquences différentes. Pour faire de la récupération d'énergie des vibrations mécaniques, il est important d'avoir des informations sur la source d'énergie émettrice. C'est pourquoi nous commencerons par nous intéresser au spectre des vibrations avant de parler des méthodes de récupérations à proprement parler.

Nous étudierons ensuite les trois différents types de transductions existantes : électrostatique, électromagnétique et piézoélectrique. Les applications de ces trois types de transductions à la récupération d'énergie seront ensuite développées, et nous comparerons ces trois méthodes.

I.4.1 Spectre de vibrations

Nous pouvons définir trois types de sources de vibrations : les hommes, les activités domestiques et les activités industrielles. Nous allons étudier quelques exemples de vibrations dans ces trois domaines.

I.4.1.1 Vibrations humaines

Au niveau de l'énergie générée par les hommes, qu'il peut être intéressant de récupérer de façon à alimenter des dispositifs portatifs, une étude a été faite à l'université de Southampton. Dans cette étude les vibrations générées par un homme lors d'un déplacement à 5 km.h^{-1} , à 8 km.h^{-1} , à 12 km.h^{-1} , ont été mesurées en différents points du corps. Les accélérations les plus importantes sont mesurées au niveau de la cheville, qui est la plus proche du point d'impact. Par exemple à 12 km.h^{-1} , le spectre des vibrations sur la cheville est le suivant :

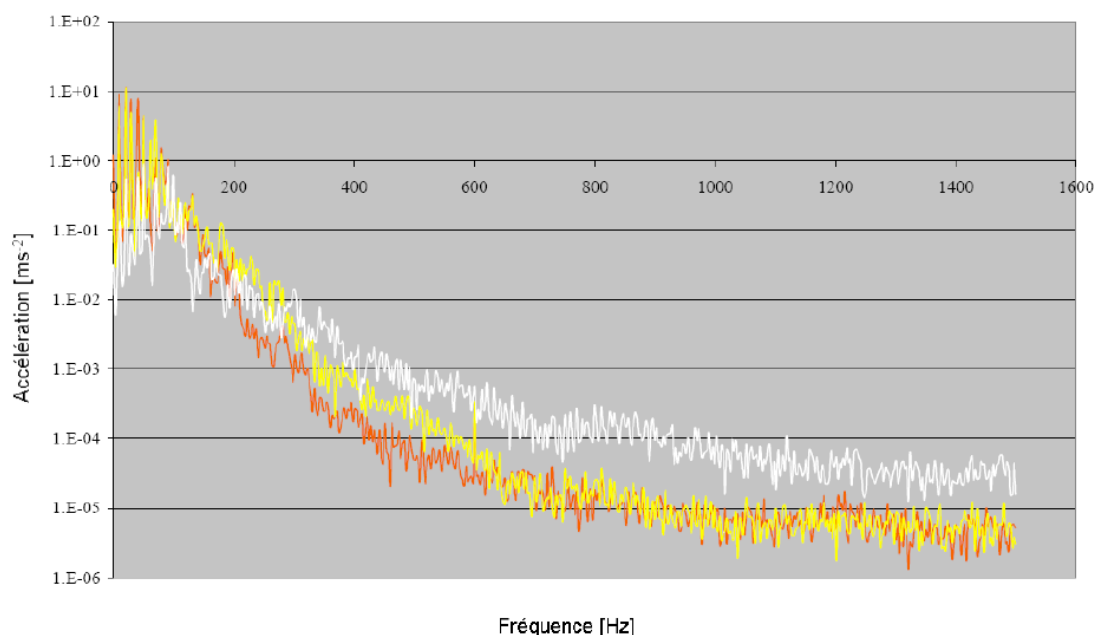


Figure I-27: Spectre des vibrations sur la cheville d'un homme courant à 12km.h⁻¹ [I-20].

Nous pouvons remarquer que le spectre est plus riche aux basses fréquences, sous 100Hz. Les pics de vibrations sont d'amplitude importante, allant jusqu'à 10g.

Des informations sur les vibrations produites par le cœur nous ont été fournies par Sorin Group, qui fabrique des pacemakers. Un accéléromètre a été placé sur le cœur et a permis d'obtenir les informations suivantes.

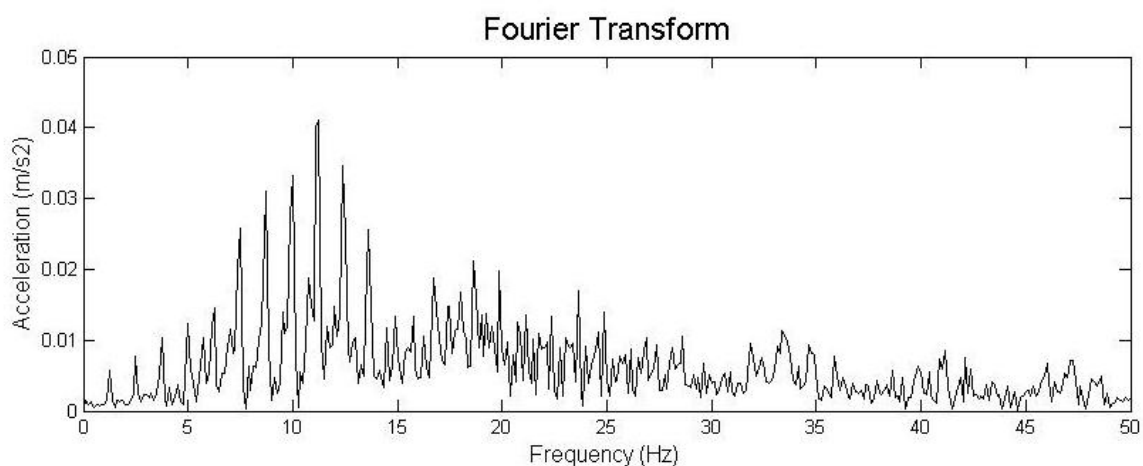


Figure I-28 : Relevé fréquentiel des vibrations au niveau du cœur.

Nous avons calculé la transformée de Fourier du signal temporel, et ainsi obtenu le spectre de vibrations au niveau du cœur. Nous pouvons remarquer que les vibrations sont de très basses fréquences, et de faibles amplitudes.

Pour avoir un dispositif fonctionnant de façon optimale, il sera nécessaire que sa fréquence de résonance se situe dans la bande de fréquence où les pics de vibrations sont présents. Dans le cas des vibrations humaines, ces fréquences sont petites, et miniaturiser le dispositif sera donc une problématique difficile.

I.4.1.2 Vibrations domestiques

Nous pouvons nous intéresser aux vibrations générées par les machines domestiques. S. Roundy dans sa thèse [I-34] fit une étude des vibrations générées par différents types d'appareils domestiques:

Vibration Source	Peak Acc. (m/s ²)	Frequency of Peak (Hz)
Base of 5 HP 3-axis machine tool with 36" bed	10	70
Kitchen blender casing	6.4	121
Clothes dryer	3.5	121
Door frame just after door closes	3	125
Small microwave oven	2.25	121
HVAC vents in office building	0.2 – 1.5	60
Wooden deck with people walking	1.3	385
Breadmaker	1.03	121
External windows (size 2 ft X 3 ft) next to a busy street	0.7	100
Notebook computer while CD is being read	0.6	75
Washing Machine	0.5	109
Second story floor of a wood frame office building	0.2	100
Refrigerator	0.1	240

Tableau I-7 : Vibrations générées par différents appareils domestiques [I-34].

Nous pouvons remarquer que les fréquences présentes sont principalement des multiples de la fréquence d'alimentation (60Hz), et que les accélérations mesurées sont inférieures au g. Les pics avec les accélérations les plus importantes sont à 120Hz.

I.4.1.3 Vibrations industrielles

Au niveau du spectre des vibrations générées par des machines industrielles, des mesures ont été faites par J. O. Mur-Miranda [I-35] :

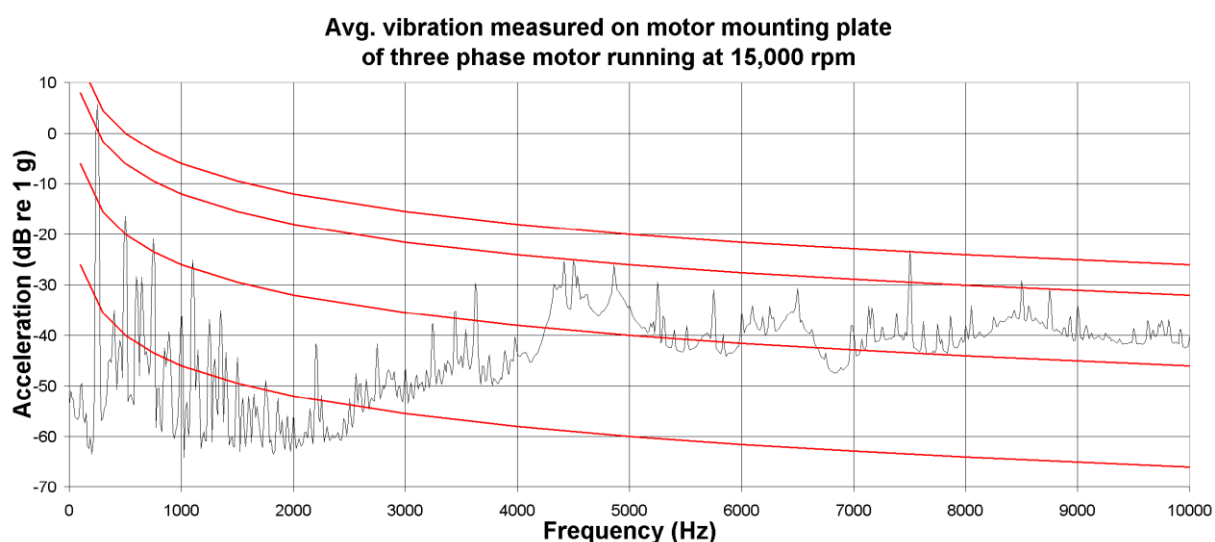


Figure I-29 : Vibrations générés par un moteur triphasé tournant à 15000tr.min⁻¹ [I-35].

Nous pouvons observer sur cette figure que le spectre de vibrations d'une machine comporte plusieurs pics de vibrations. Les plus importants se situent aux basses fréquences, et correspondent à une accélération entre 0.1 et 2g.

Des mesures effectuées par 01dB Metravib sur des fraiseuses industrielles ont été présentées dans la thèse de Marzencki [I-20], et sont reproduites sur la Figure I-30. Ces mesures de déplacement permettent de remonter à l'amplitude de l'accélération pour chaque pic : 50g pour 910Hz, et 130g à 1800Hz. Nous pouvons remarquer que les accélérations sont très importantes dans le cas de ce type de machines industrielles.

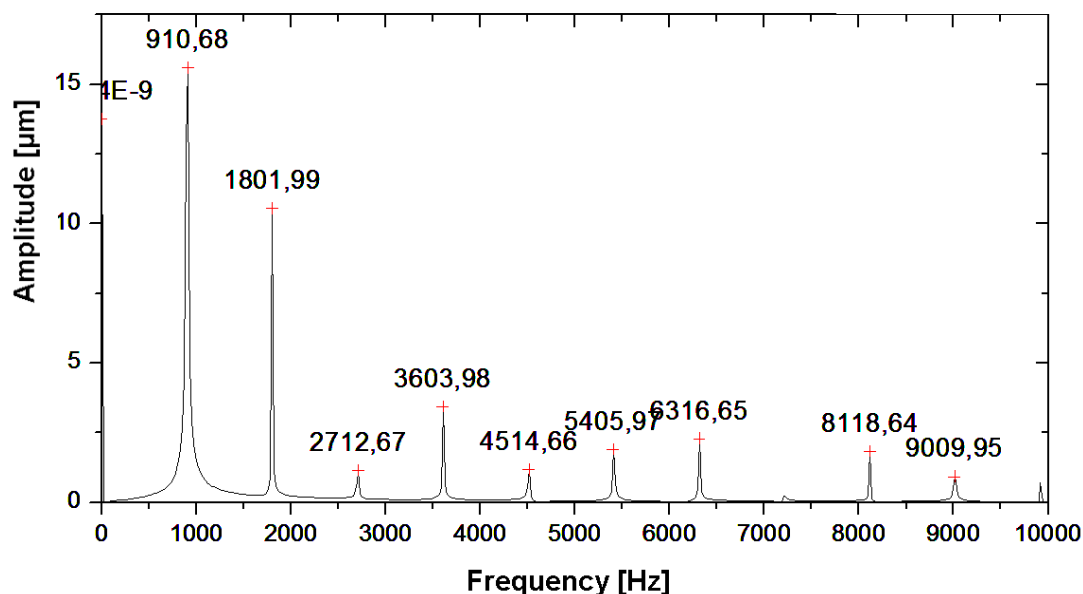
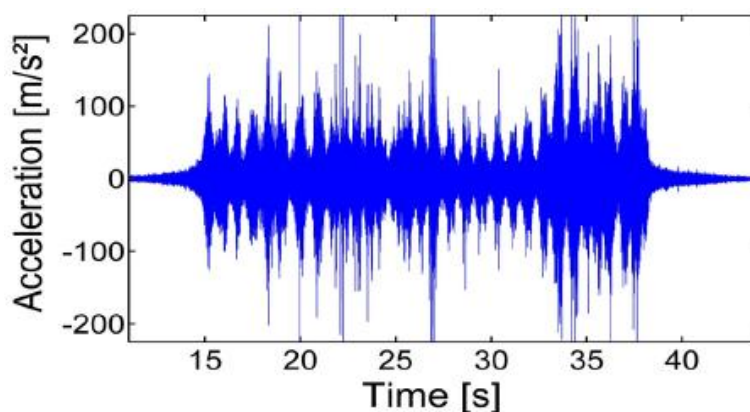


Figure I-30 : Spectre de déplacement d'une fraiseuse industrielle.

Des mesures ont été faites par une équipe de l'université de Fribourg [I-36] sur les rails de chemin de fer lors du passage d'un train, en vue de dimensionner un système de récupération d'énergie (Figure I-31).



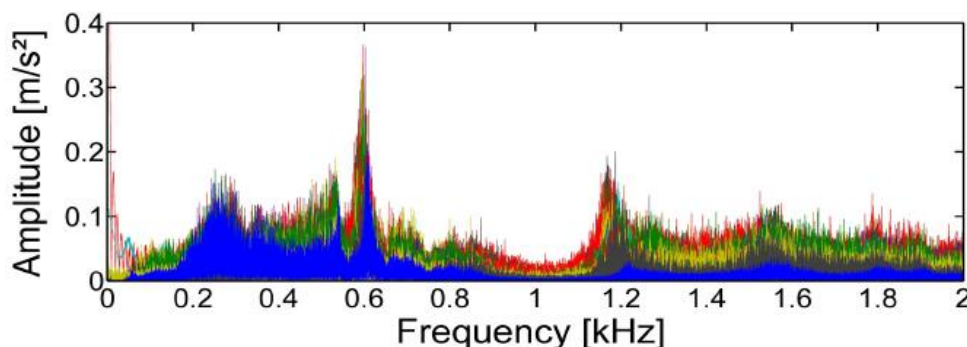


Figure I-31 : Signal temporel des vibrations et spectre des vibrations sur un rail lors du passage d'un train (67 passages pour le spectre). [I-36]

Nous pouvons remarquer sur le spectre de vibrations la présence d'une raie dominante autour de 600 Hz. Nous pouvons aussi remarquer sur ce spectre qu'il est reproductible, c'est-à-dire que le même type de spectre est obtenu après différents passages de train. Ceci est un paramètre important dans la conception du système de récupération d'énergie.

I.4.1.4 Comparaison

Nous avons pu remarquer que tant pour les vibrations humaines que pour les machines domestiques, le spectre est plus riche à basses fréquence, dans la zone 100-200 Hz, pour des accélérations modérées à très importantes suivant la source de vibrations. Par contre, sur des machines industrielles comme une fraiseuse, nous avons pu voir que les pics de vibrations se trouvent à plus haute fréquence. Suivant chaque application, le spectre de vibrations sera différent. Nous verrons par la suite qu'il est nécessaire que les récupérateurs d'énergie vibratoire travaillent dans les gammes de fréquence et d'accélérations des vibrations pour pouvoir fonctionner de manière efficace. De ce fait, la conception et les caractéristiques des récupérateurs dépendront énormément de l'application et de la source de vibration, ainsi que du coût de développement. Un dimensionnement spécifique de récupérateur sera nécessaire pour chaque application.

Nous étudierons dans les parties suivantes les différents types de transductions utilisables pour nos récupérateurs d'énergie.

I.4.2 Structure des générateurs

Nous allons dans ce paragraphe démontrer l'intérêt d'utiliser un système mécanique résonant comme récupérateur. Pour cela, nous allons prendre un exemple : supposons que nous souhaitons récupérer de l'énergie d'une source de vibrations à 200Hz pour une accélération de 0,5g. A une telle accélération et à une telle fréquence, la structure qui vibre va se déplacer de 3 μ m. Ce déplacement est très faible, et il sera très difficile d'imaginer récupérer de l'énergie sur une structure mécanique qui ne se déplace que de 3 μ m. C'est pourquoi nous allons utiliser une structure mécanique résonante qui permet d'amplifier le déplacement.

La structure mécanique résonante imaginée sera la suivante : une masse sismique m reliée à une cage fixée sur la structure vibrante via un ressort de constante de raideur k . Nous considérerons un amortissement visqueux d . La cage se déplace de $y(t)$. Le déplacement relatif de la masse est noté $z(t)$. Il s'agit du modèle de William et Yates [I-37].

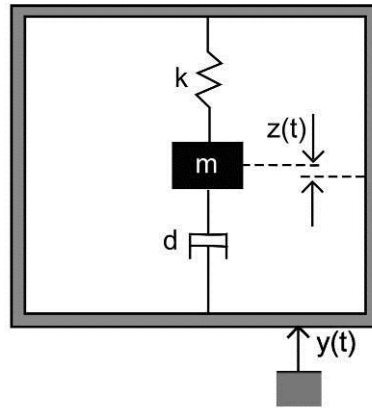


Figure I-32 : Modèle de Williams et Yates [I-37].

L'équation du système s'obtient en écrivant le principe fondamental de la dynamique appliqué à la masse :

$$m\ddot{z}(t) = -kz(t) - d\dot{z}(t) - m\ddot{y}(t) \quad (I-2)$$

Nous considérons des systèmes soumis à des vibrations, l'entrée du système est donc $y(t)$. Si nous considérons une excitation sinusoïdale, nous pouvons alors passer dans le domaine de Laplace, et écrire :

$$\frac{Z(\omega)}{Y(\omega)} = \frac{m\omega^2}{-m\omega^2 + jd\omega + k} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (I-3)$$

Nous définissons la pulsation de résonance ω_0 et le facteur de qualité Q de la façon suivante :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{k/m} \\ Q = \sqrt{km}/d \end{cases} \quad (I-4)$$

Nous allons supposer que la fréquence de résonance correspond à la fréquence des vibrations (200Hz), que nous avons un facteur de qualité de 100. A la résonance, le déplacement de la masse est relié au déplacement de la cage par la formule suivante :

$$Z(\omega) = -jQY(\omega) \quad (I-5)$$

Avec un déplacement de $3\mu\text{m}$ de la cage, nous obtenons donc un déplacement de la masse sismique de $300\mu\text{m}$. Ce système a donc permis une amplification du déplacement mécanique avec un gain de 100. C'est sur ce principe que fonctionnent les microgénérateurs résonants qui seront présentés dans les paragraphes suivants. Il existe 3 différentes méthodes de transduction utilisables pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique : la transduction électrostatique, électromagnétique, et piézoélectrique. Ces différentes méthodes seront présentées dans les paragraphes suivants.

I.4.3 Microgénérateurs électrostatiques

Les microgénérateurs électrostatiques produisent de l'énergie électrique grâce à la variation d'une capacité, c'est pourquoi ils sont parfois appelés microgénérateurs capacitifs. Le principe est le suivant : un des deux conducteurs séparés par un diélectrique est mobile, et en se déplaçant fait varier la capacité du dispositif. Si cette capacité est alimentée par un générateur, alors la variation de cette capacité permet de multiplier l'énergie de la source d'alimentation, et donc d'en produire, comme nous pouvons le voir avec l'équation I-6. E représente l'énergie produite, V_{in} la tension d'alimentation, C_{max} et C_{min} les capacités maximales et minimales. Il est cependant nécessaire de disposer d'une première source d'énergie.

$$E = \frac{1}{2} V_{in}^2 (C_{max} - C_{min}) \frac{C_{max}}{C_{min}} \quad (I-6)$$

Il existe trois différents types de générateurs électrostatiques (Figure I-33), plan à chevauchement variable, plan à entrefer variable ou hors plan. Les variations de capacité seront différentes selon le type de générateur. Une étude menée par Roundy [I-34] prévoit que le générateur donnant le plus de puissance est le générateur plan à entrefer variable.

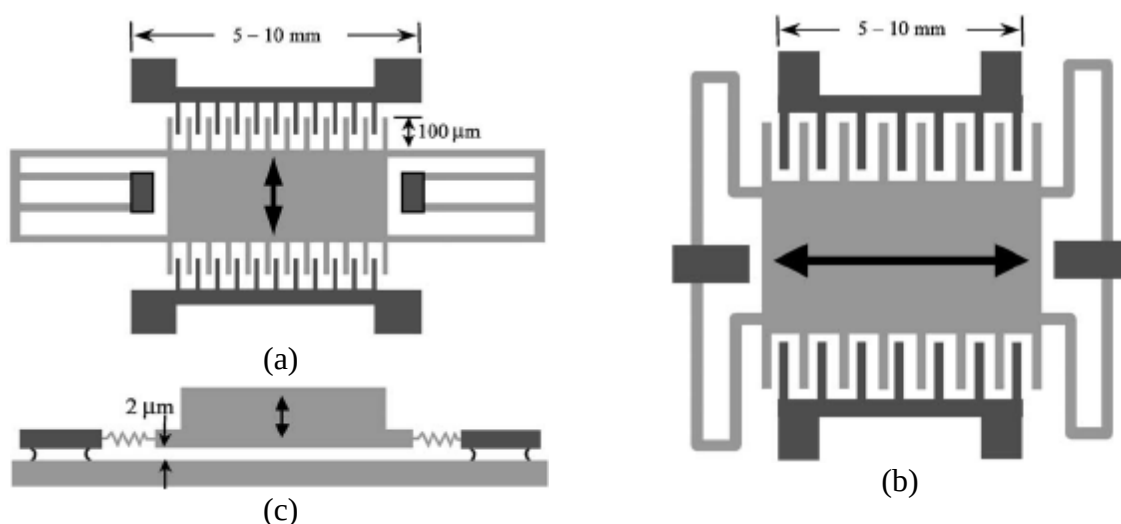


Figure I-33 : Trois différents types de générateurs électrostatiques : a. plan à chevauchement variable b. plan à entrefer variable c. hors plan. [I-38].

Les générateurs électrostatiques présentent l'avantage d'être facilement fabriqués avec des technologies MEMS silicium, ce qui pourrait permettre de les intégrer sur une même puce avec l'électronique associée. Un autre avantage des générateurs électrostatiques est leur tension de sortie qui est élevée, de l'ordre de plusieurs volts. Une tension de sortie élevée permet de charger facilement des batteries par exemple. Cependant, les générateurs électrostatiques présentent plusieurs inconvénients : une source d'énergie doit être placée en entrée pour que le générateur puisse fonctionner. D'autre part, si les deux conducteurs se touchent, il n'y a plus de puissance générée et les deux plaques risquent de rester collées. De ce fait, des stoppeurs mécaniques doivent être placés pour que cet événement ne se produise pas. L'ajout de stoppeurs complexifie le procédé de fabrication.

Nous allons maintenant présenter quelques exemples de générateurs électrostatiques de différents types.

G. Despesse dans sa thèse [I-39] propose un générateur fabriqué à partir d'une pièce en tungstène, de dimensions 30mm*45mm*10mm (Figure I-34). Ce générateur est de type plan à entrefer variable.

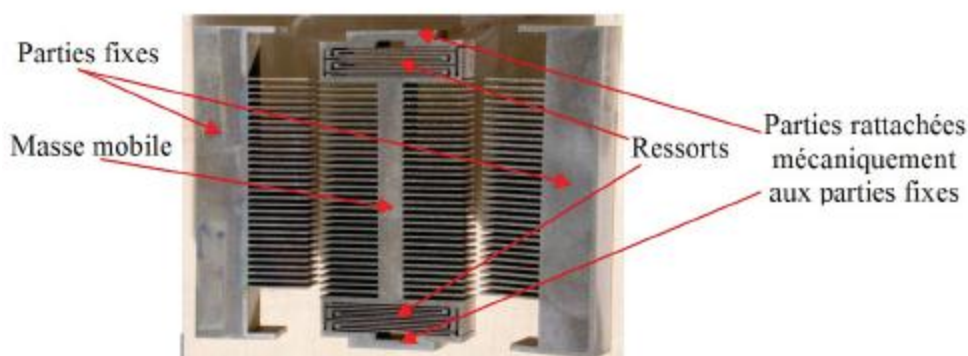


Figure I-34 : Générateur électrostatique [I-39].

Théoriquement, ce générateur aurait dû permettre de produire 1mW. Cependant, un problème de symétrie ne permet de récupérer que 500 μ W à 50Hz. Il fut testé en situation réelle sur le moteur d'une voiture et permit de récupérer 232 μ W. Un autre avantage de ce générateur est qu'il est large bande, il fonctionne sur une bande de fréquence de plusieurs dizaines de Hz.

Une structure fabriquée avec des méthodes de fabrication issues de la microélectronique a été proposée par Basset [I-40]. Cette structure est composée d'une partie mobile en silicium, et d'une électrode inférieure déposée sur un substrat de verre (Figure I-35). Il s'agit d'une structure de type plan à entrefer variable. La surface occupée est de 66mm², pour une énergie récupérée de 61 nW à 250Hz pour une accélération de 0,25g. De même que pour le dispositif de Despesse, avec une électronique adaptée permettant de s'approcher du cycle idéal de conversion, ce dispositif est capable de récupérer au-delà de 500nW.

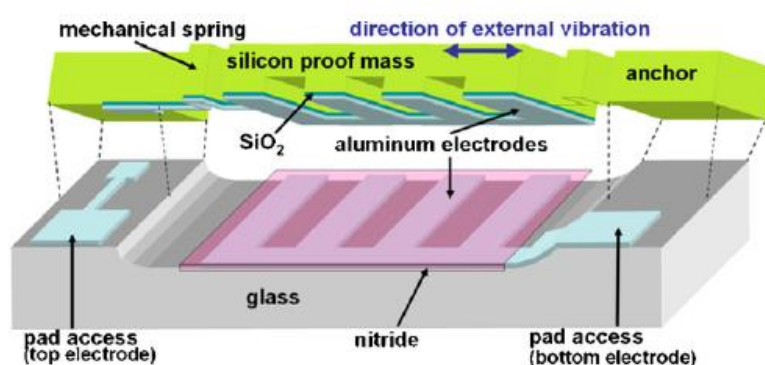


Figure I-35 : Schéma en 3 dimensions de la structure proposé par Basset [I-40].

Comme il l'a été signalé précédemment, avoir une source d'énergie primaire est un des désavantages des générateurs électrostatiques. Pour trouver une solution à ce problème, il a été proposé d'utiliser des électrets, qui sont des matériaux diélectriques présentant un état de polarisation électrique quasi permanent, puisqu'ils ne perdent leur polarisation que pour des températures élevées ou de forts champs électriques. Ils sont quelque peu l'équivalent en

électrostatique des aimants permanents. Un exemple de dispositif avec électret est la structure proposée par Boisseau [I-41], de taille centimétrique (Figure I-36). Cette structure présente l'avantage de ne pas nécessiter de source primaire d'énergie. Une méthode de design et d'optimisation de ce type de dispositif est proposée, avec une géométrie de type poutre encastrée libre. Il est prouvé dans cet article qu'avec ce type de structure simple, il est possible d'avoir une puissance de sortie de $17\mu\text{W}$ et d'atteindre des figures de mérite du même ordre de grandeur que la littérature.

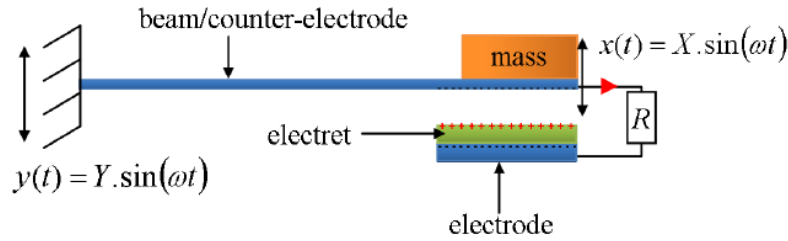


Figure I-36 : Générateur électrostatique de structure poutre encastrée libre avec électret [I-41].

I.4.4 Microgénérateurs électromagnétiques

Le principe de fonctionnement d'un microgénérateur de type électromagnétique est le déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique. Il s'agit d'une induction de Lorentz. D'après la loi de Faraday, la variation du flux magnétique va provoquer l'apparition d'une force électromagnétique, et donc d'un courant si le circuit est fermé. La loi de Faraday s'écrit de la façon suivante, avec e la force électromotrice et Φ le flux magnétique :

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (I-7)$$

On peut aussi calculer la force électromotrice par le champ électromoteur de Lorentz E_m :

$$\vec{E}_m(M, t) = \vec{v}(M, t) \wedge \vec{B}(M, t) \quad (I-8)$$

$$e = \int_A^B \vec{E}_m \cdot d\vec{l} \quad (I-9)$$

Si l'on considère un inducteur de N spires de longueur l qui se déplace de y dans un champ magnétique constant B , alors la tension générée en circuit ouvert peut être exprimée par :

$$V = NBl \frac{dy}{dt} \quad (I-10)$$

D'après une étude menée par Roundy [I-34], un maximum de 100mV ne peut être obtenu à partir d'un générateur de moins d'un cm³. Ceci est un problème majeur des générateurs électromagnétiques, puisqu'une tension de 100mV ne permet pas de faire de redressement avec des circuits standard. Un autre désavantage des générateurs électromagnétiques est la difficulté des dépôts ou de la fabrication des matériaux magnétiques avec des techniques de micro fabrication. Les bobines peuvent être fabriquées, mais les aimants ou micro aimants sont habituellement usinés et reportés à la main sur les structures. Un autre problème dans l'optique de les intégrer sur une même puce qu'un circuit

électronique est la présence de forts champs magnétiques, qui peuvent perturber le fonctionnement de l'électronique et créer des dysfonctionnements.

Nous allons par la suite présenter quelques exemples de structures de générateurs électromagnétiques.

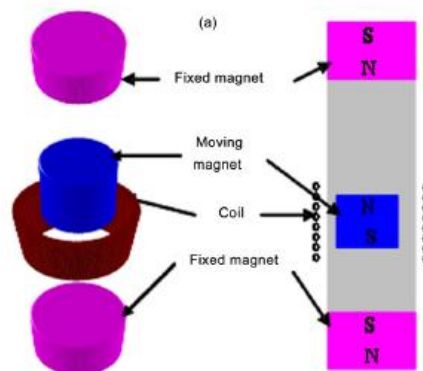


Figure I-37 : Générateur électromagnétique pour récupérer l'énergie de l'humain lors du mouvement [I-42].

Avec des dimensions macroscopiques, les générateurs électromagnétiques fonctionnent bien. Nous allons le montrer par quelques exemples. Un premier exemple est un générateur développé pour récupérer l'énergie générée par l'homme [I-42]. Nous pouvons observer sur la Figure I-37 la taille du générateur, légèrement plus gros qu'une pile AA. Un schéma de principe est aussi représenté sur cette figure. Ce générateur a délivré de 0.3 à 2.46 mW placé sur un sac à dos d'une personne marchant ou courant lentement. Ce résultat est remarquable, d'autant plus qu'il est précisé que la structure n'a pas été optimisée.

Nous pouvons aussi citer les dispositifs de la compagnie Perpetuum [I-5], qui correspondent aux premiers dispositifs récupérateurs d'énergie industrialisés.

Une autre structure macroscopique remarquable est une structure bidirectionnelle [I-44]. Elle a été développée pour des applications aéronautiques. Avoir un générateur bidirectionnel présente l'avantage de pouvoir le placer bien plus facilement sur la source de vibrations. La structure a un volume de plus de 50cm³. Une puissance de plus de 300μW a été générée pour une faible accélération de 0.04g et une fréquence de 40Hz. De plus la fiabilité de cette structure a été améliorée en ajoutant de ressorts magnétiques.



Figure I-38 : Générateur électromagnétique bidirectionnel [I-44]

Un autre exemple de structure cette fois millimétrique est celle développée par l'université de Southampton [I-45] lors du projet VIBES (Figure I-39). Cette structure est basée sur une poutre encastrée libre agissant comme ressort. Elle comporte une bobine en cuivre, des aimants NdFeB, ainsi qu'un ajout de tungstène pour augmenter la masse sismique. Après optimisation, une puissance de $46\mu\text{W}$ a été mesurée à une fréquence de 52Hz pour une accélération de 0.59m.s^{-2} et un volume de moins de 0.15cm^3 . Ce générateur est remarquable, car il récupère l'énergie dans un spectre et une gamme d'accélération réalistes, pour de petites dimensions.

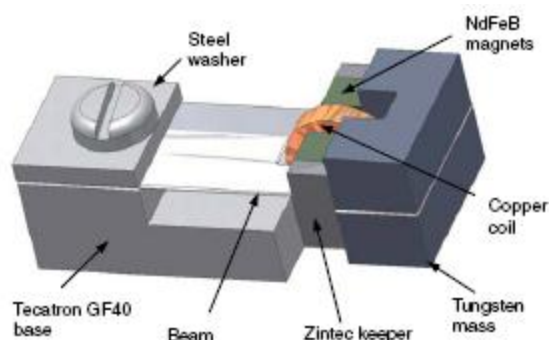


Figure I-39 : Microgénérateur électromagnétique [I-45].

Différentes structures ont été fabriquées avec des techniques de microélectronique [I-46] (Figure I-40). Ces structures ont été fabriquées par une gravure Deep RIE sur un wafer de silicium. Ces différentes structures contiennent soit des bobines de cuivre microfabriquées, soit des aimants. Le mouvement de la poutre est plan. Le volume de la structure est de moins de 0.1cm^3 . La structure qui a donné les meilleurs résultats est la structure avec les bobines de cuivre, qui a permis de générer 586nW à 60Hz pour une accélération de 8.829m.s^{-2} . La tension générée était cependant très faible, de l'ordre de 10mV.

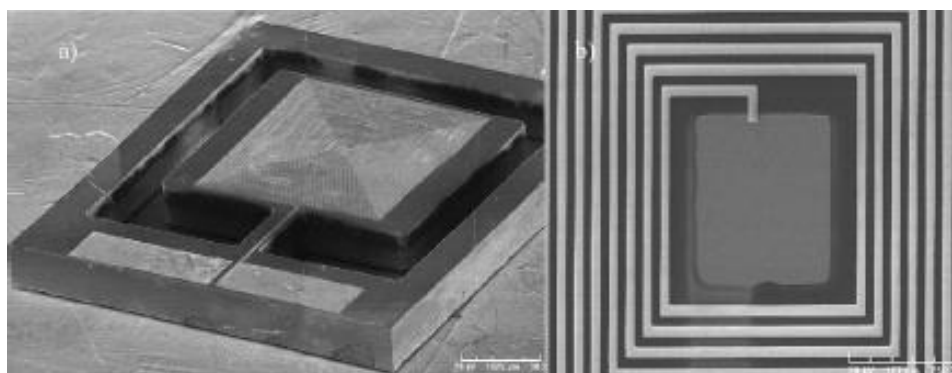


Figure I-40 : Image au microscope électronique d'un microgénérateur électromagnétique [I-46].

Une autre structure de générateur électromagnétique a été proposée et fabriquée par des techniques d'électrodéposition. Cette structure est circulaire et a un très faible volume de 0.025cm^3 [I-47] (Figure I-41). Le mouvement de la structure est plan, et a été optimisé pour fonctionner à 100Hz. La puissance et la tension générée par la structure sont très faibles, de l'ordre du nanowatt, et du microvolt. Selon l'auteur, il devrait être possible d'obtenir de meilleurs résultats en utilisant des aimants plus épais.

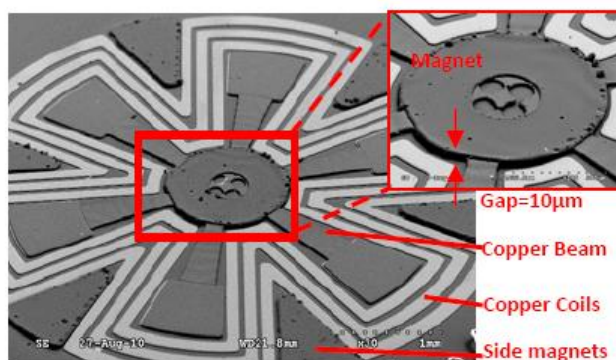


Figure I-41 : Image au microscope électronique d'un microgénérateur électromagnétique circulaire [I-47].

En conclusion de ces exemples de générateurs électromagnétiques, nous avons pu remarquer que ces générateurs fonctionnent bien à l'échelle macroscopique, et des structures expérimentales très intéressantes existent. Cependant ils se prêtent difficilement à la miniaturisation. Nous avons par ailleurs remarqué qu'il y avait de moins en moins de publications sur ce type de générateur ces dernières années.

I.4.5 Microgénérateurs piézoélectriques

Le principe d'un microgénérateur piézoélectrique est la déformation d'un matériau piézoélectrique de façon à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. Ce type de conversion d'énergie sera étudié plus profondément dans le chapitre suivant, cette thèse portant sur des générateurs piézoélectriques.

La structure habituelle des générateurs piézoélectriques est une poutre encastrée libre, une couche de matériau piézoélectrique déposée et une masse sismique pour réduire la fréquence de résonance (Figure I-42).

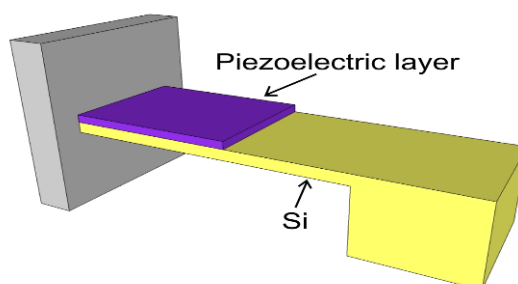


Figure I-42 : Structure d'un microgénérateur piézoélectrique.

Ces générateurs présentent l'avantage d'avoir une densité d'énergie élevée, et qui reste constante avec la réduction d'échelle. De plus aujourd'hui les matériaux piézoélectriques peuvent être déposés en couche mince, et certains procédés de dépôts de matériaux piézoélectriques sont compatibles CMOS, comme pour déposer du nitrure d'alumine par exemple. Cependant pour les matériaux piézoélectriques qui ne sont pas compatibles CMOS,

il peut donc être parfois difficile d'intégrer des matériaux piézoélectriques dans des structures micro fabriquées. Un autre désavantage des matériaux piézoélectriques en couche mince est qu'ils sont souvent moins performants en couche mince qu'en massif. Malgré ces deux inconvénients, nous verrons que cette méthode de transduction est très intéressante, puisqu'elle présente une densité d'énergie importante, avec une intégration qui est possible pour certains matériaux.

I.4.6 Comparaison des 3 méthodes et conclusion

Il est important de comparer les trois méthodes de transduction, avec leurs avantages et inconvénients. Dans les paragraphes précédents, nous avons pu voir certains avantages et inconvénients des différentes méthodes, mais les densités d'énergie récupérables n'ont pas été comparées. Nous allons donc comparer les densités d'énergie maximales récupérables pour les 3 types de transduction, comme cela a été fait notamment par Roundy [I-34].

Pour une transduction électrostatique, la densité d'énergie emmagasinée dans une capacité est $\frac{1}{2} \varepsilon E^2$, avec ε la permittivité diélectrique et E le champ électrique. Dans le cas d'un générateur électrostatique, le diélectrique est généralement de l'air, et nous utiliserons donc la constante diélectrique du vide ε_0 . Le champ électrique admissible sans claquage par un gaz est donné par la loi de Paschen. Pour l'air à pression atmosphérique, ce maximum vaut 100 MV.m^{-1} . Si nous utilisons ce maximum comme champ, nous trouvons alors la densité d'énergie théorique maximale 44 mJ.cm^{-3} . Si nous prenons un champ électrique plus utilisable en pratique comme 30 MV.m^{-1} , nous trouvons alors une densité d'énergie de 4 mJ.cm^{-3} .

Pour une transduction électromagnétique, la densité d'énergie d'un actionneur ou d'un capteur est $\frac{1}{2\mu} B^2$, avec μ la perméabilité magnétique et B le champ d'induction magnétique.

La perméabilité magnétique minimale est celle du vide μ_0 . Si l'on prend un champ magnétique extrêmement important de 1 T , nous trouvons alors une densité d'énergie de 400 mJ.cm^{-3} . Il est cependant très difficile d'avoir un champ magnétique de 1 T , et si nous prenons une valeur plus réaliste de $0,1 \text{ T}$, nous trouvons alors 4 mJ.cm^{-3} .

Coefficient	Unité	PZT	PZN-PT
d_{31}	$10^{-12} \text{ m.V}^{-1}$	320	950
d_{33}	$10^{-12} \text{ m.V}^{-1}$	650	2000
Permittivité diélectrique relative	-	3800	4500
Contrainte de rupture	10^7 N.m^{-2}	2	8.3

Tableau I-8 : Coefficients de quelques matériaux piézoélectriques [I-34].

Pour une transduction piézoélectrique, nous verrons dans la suite qu'une des 2 relations fondamentales de la piézoélectricité est $D = dT + \varepsilon E$, avec D le déplacement électrique, d la constante piézoélectrique, T la contrainte mécanique, ε la permittivité diélectrique et E le champ électrique. Dans le cas d'un circuit ouvert, l'équation précédente se réduit à $dT = -\varepsilon E$. La densité d'énergie d'un diélectrique est $\frac{1}{2} \varepsilon E^2$, ce qui nous donne une

densité d'énergie pour un matériau piézoélectrique de $T^2 \frac{d^2}{2\varepsilon}$. A partir des coefficients des différents matériaux (Tableau I-8), en se choisissant une contrainte de rupture pour le meilleur des matériaux le PZN-PT, nous trouvons une densité d'énergie de 335mJ.cm^{-3} . Cependant le PZN-PT est un matériau cher et difficile à utiliser, et nous nous sommes placés à la limite de rupture du matériau, il s'agit donc d'une densité d'énergie maximale théorique. Si nous choisissons un matériau plus commun comme le PZT, et que nous choisissons d'avoir une contrainte de moitié de la contrainte de rupture, nous trouvons alors une densité d'énergie de 17.7mJ.cm^{-3} .

Les différents résultats trouvés pour les trois types de transduction sont résumés dans le Tableau I-9. Nous pouvons voir que les méthodes de transduction présentant les meilleurs résultats théoriques sont les méthodes électromagnétique et piézoélectrique.

Type de transduction	Electrostatique	Electromagnétique	Piézoélectrique
Densité d'énergie	$u = \frac{1}{2} \varepsilon E^2$	$u = \frac{B^2}{2\mu_0}$	$u = \frac{T^2 d^2}{2\varepsilon}$
Maximum en pratique	4mJ.cm^{-3}	4mJ.cm^{-3}	17.7mJ.cm^{-3}
Maximum en théorie	44mJ.cm^{-3}	400mJ.cm^{-3}	335mJ.cm^{-3}

Tableau I-9 : comparaison des densité d'énergie récupérable pour les 3 méthodes.

Un autre facteur important de comparaison entre les différents types de générateurs est la réduction d'échelle, c'est-à-dire si la densité de puissance diminue ou augmente lorsqu'on réduit le volume du générateur.

Pour les générateurs électrostatiques et électromagnétiques, nous avons repris les travaux de Despesse [I-39]. D'après son étude, les puissances récupérées à partir de ces deux types de générateurs peuvent s'écrire sous la forme suivante, avec f la fréquence d'utilisation, V_{lim} le volume, Δ le déplacement maximal, e la largeur des doigts du générateur électrostatique, B_m le champ magnétique, L la longueur de l'aimant, S section de l'aimant, ρ la résistivité du bobinage, V le volume total bobine et circuit magnétique, μ la perméabilité de l'aimant, n le nombre de spires du bobinage :

Type de transduction	Puissance récupérée
Electrostatique	$\frac{f \varepsilon_0 V_{lim}^2}{4.4\Delta(e + \Delta)}$
Electromagnétique	$\frac{B_m^2 L \pi S^2 f^2 \rho L n \left(\sqrt{\frac{V}{LS}} \right)}{4\rho^2 + S^2 f^2 \mu^2 L n \left(\sqrt{\frac{V}{LS}} \right)^2}$

Tableau I-10 : Expression de la puissance récupérée pour des transductions électrostatique et électromagnétiques [I-39].

A partir de ces deux expressions, il est possible de tracer la puissance en fonction du volume pour une fréquence de résonance imposée de 50Hz, ce qui a été reproduit sur la Figure I-43.

Nous pouvons remarquer que pour une méthode de récupération électrostatique, la densité de puissance augmente avec la réduction d'échelle, puisque la pente de la droite est inférieure à 1, qui correspond à une densité de puissance constante. A l'inverse, pour une méthode de récupération électromagnétique, la densité de puissance diminue avec la réduction d'échelle.

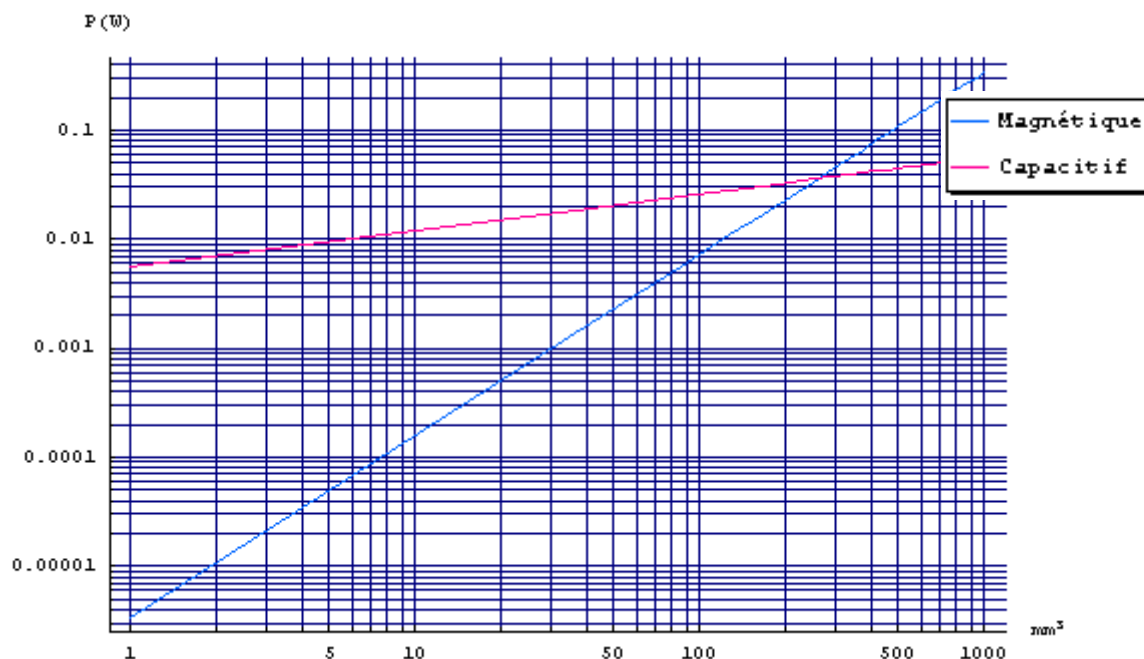


Figure I-43 : Variation de la puissance récupérée en fonction du volume [I-39].

Pour une méthode de récupération d'énergie piézoélectrique, nous avons utilisé une étude de Marzencki [I-20], dans laquelle il est précisé que la puissance à la fréquence de résonance est proportionnelle à la masse, l'accélération au carré, et à l'inverse de la pulsation de résonance au carré :

$$P \propto \frac{M}{\omega_N^2} A_{in}^2 \quad (I-11)$$

D'après cette formule, pour une pulsation de résonance fixe, la puissance récupérée est proportionnelle au volume, et la densité de puissance reste donc constante avec la réduction d'échelle.

En conclusion, nous avons trouvé que la densité de puissance augmente avec la réduction d'échelle pour une transduction électrostatique, et qu'elle reste constante pour une transduction piézoélectrique, et qu'elle diminue pour une transduction électromagnétique.

Dans le Tableau I-11 sont résumés les avantages et inconvénients des trois différentes méthodes de transductions présentées ci-dessus.

La méthode électrostatique présente l'avantage d'être facilement intégrable et d'avoir une densité de puissance qui augmente avec la miniaturisation, mais présente l'inconvénient de nécessiter une source d'énergie initiale et un contrôle mécanique des déplacements. La méthode électromagnétique présente l'avantage d'avoir une densité d'énergie maximale récupérable importante, mais qui diminue avec la miniaturisation. De plus les matériaux magnétiques peuvent parfois être assez difficiles à intégrer, et les tensions de sortie sont très

faibles. La méthode piézoélectrique présente l'avantage d'une densité d'énergie importante, qui reste constante avec la miniaturisation si les propriétés des matériaux ne se détériorent pas en couche mince, ce qui peut être le cas. L'intégration des matériaux piézoélectriques est possible, même si certains matériaux ne sont pas compatibles avec les procédés CMOS. Les trois méthodes ont des avantages et des inconvénients, mais nous pensons que la méthode piézoélectrique est un compromis intéressant entre densité d'énergie importante et difficulté de réalisation, c'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser ce type de transduction pour nos récupérateurs d'énergie, mais aussi parce que cette thèse suit le travail d'autres doctorants du laboratoire ayant travaillé sur des récupérateurs piézoélectriques. Dans le prochain chapitre, ces générateurs seront détaillés, notamment à travers un état de l'art. Les objectifs de la thèse pourront alors être définis.

Transduction	<i>Electrostatique</i>	<i>Electromagnétique</i>	<i>Piézoélectrique</i>
Miniaturisation	Matériaux faciles à intégrer (compatible CMOS), Sensible aux tolérances.	Intégration délicate.	Certains matériaux ne sont pas compatibles CMOS.
Densité d'énergie	Faible Augmente avec la réduction d'échelle.	Elevée Diminue avec la réduction d'échelle.	Elevée Constante avec la réduction d'échelle.
Niveau de développement	Très avancé.	Moyen.	Avancé.
Problèmes spécifiques	Nécessité d'une source initiale d'énergie, tensions élevées, déplacement doit être contrôlé mécaniquement. Procédé de fabrication complexe.	Faible tension de sortie, Intégration.	Propriétés des couches minces parfois inférieures aux matériaux massifs, compatibilité CMOS de certains matériaux.

Tableau I-11 : comparaison des 3 types de générateurs.

Bibliographie Chapitre I

- [I-1] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, "Wireless sensor networks: a survey," *Computer Networks*, vol. 38, no. 4, pp. 393 – 422, 2002.
- [I-2] D. Culler, D. Estrin, and M. Srivastava, "Guest editors' introduction: Overview of sensor networks," *Computer*, vol. 37, no. 8, pp. 41 – 49, aug. 2004.
- [I-3] M. Maroti, G. Simon, A. Ledeczi, and J. Sztipanovits, "Shooter localization in urban terrain," *Computer*, vol. 37, no. 8, pp. 60 – 61, aug. 2004.
- [I-4] K. K. H. Baldus and G. Müsch, "Reliable set-up of medical body-sensor networks," *EWSN*, 2004.
- [I-5] D. Puccinelli and M. Haenggi, "Wireless sensor networks: applications and challenges of ubiquitous sensing," *Circuits and Systems Magazine, IEEE*, vol. 5, no. 3, pp. 19 – 31, 2005.
- [I-6] K. Romer and F. Mattern, "The design space of wireless sensor networks," *Wireless Communications, IEEE*, vol. 11, no. 6, pp. 54 – 61, dec. 2004.
- [I-7] P. Wang, Z. Sun, M. C. Vuran, M. A. Al-Rodhaan, A. M. Al-Dhelaan, and I. F. Akyildiz, "On network connectivity of wireless sensor networks for sandstorm monitoring," *Computer Networks*, vol. 55, no. 5, pp. 1150 – 1157, 2011.
- [I-8] F. Michahelles, P. Matter, A. Schmidt, and B. Schiele, "Applying wearable sensors to avalanche rescue," *Computers & Graphics*, vol. 27, no. 6, pp. 839 – 847, 2003.
- [I-9] H. Alemdar and C. Ersoy, "Wireless sensor networks for healthcare: A survey," *Computer Networks*, vol. 54, no. 15, pp. 2688 – 2710, 2010.
- [I-10] R. Kappler, "A real-world, simple wireless sensor network for monitoring electrical energy consumption," *Proc. EWSN 2004*, 2004.
- [I-11] Schneider Electric. Available: <http://www.schneider-electric.com/sites/corporate/fr/presse/dossiers/projet-homes.page>
- [I-12] S. Fuller and L. Millett, "Computing performance: Game over or next level?" *Computer*, vol. 44, no. 1, pp. 31 – 38, 2011.
- [I-13] A. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806 – 820, 2007.
- [I-14] R. Salot, S. Martin, S. Oukassi, M. Bedjaoui, and J. Ubrig, "Microbattery technology overview and associated multilayer encapsulation process," *Applied Surface Science*, vol. 256, no. 3, Supplement 1, pp. S54 – S57, 2009.
- [I-15] T. Starner, "Powerful change part 1: batteries and possible alternatives for the mobile market," *Pervasive Computing, IEEE*, vol. 2, no. 4, pp. 86 – 88, oct.-dec. 2003.
- [I-16] B. Warneke, M. Last, B. Liebowitz, and K. Pister, "Smart dust: communicating with a cubic-millimeter computer," *Computer*, vol. 34, no. 1, pp. 44 – 51, jan 2001.
- [I-17] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes," *Computer Communications*, vol. 26, no. 11, pp. 1131 – 1144, 2003, ubiquitous Computing.
- [I-18] C. O. Mathúna, T. O'Donnell, R. V. Martinez-Catala, J. Rohan, and B. O'Flynn, "Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks," *Talanta*, vol. 75, no. 3, pp. 613 – 623, 2008, special Section: Remote Sensing.
- [I-19] ITRS, Tech. Rep. [Online]. Available: www.itrs.net
- [I-20] M. Marzencki, "Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes," Ph.D. dissertation, Université Joseph Fourier, 2007.
- [I-21] T. Razykov, C. Ferekides, D. Morel, E. Stefanakos, H. Ullal, and H. Upadhyaya, "Solar photovoltaic electricity: Current status and future prospects," *Solar Energy*, vol. In Press, Corrected Proof, pp. –, 2011.
- [I-22] J. Hagerty, F. Helmbrecht, W. McCalpin, R. Zane, and Z. Popovic, "Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 1014 – 1024, march 2004.

- [I-23] M. Mickle, M. Mi, L. Mats, C. Capelli, and H. Swift, "Powering autonomous cubic-millimeter devices," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, no. 1, pp. 11–21, feb. 2006.
- [I-24] D.-T. Lal, Li, "Pathways to near-perpetual radioactive micro power sources," *Proc. PowerMEMS*, 2005.
- [I-25] L. Carlloz, "Générateur piézoélectrique à déclenchement thermo-magnétique," Ph.D. dissertation, Institut Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [I-26] N. Shenck and J. Paradiso, "Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics," *IEEE Micro*, vol. 21, no. 3, pp. 30–42, May/Jun 2001.
- [I-27] S. Platt, S. Farritor, and H. Haider, "On low-frequency electric power generation with pzt ceramics," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 10, no. 2, pp. 240–252, April 2005.
- [I-28] G. Poulin, "Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades," Ph.D. dissertation, Université Paris XI Orsay, 2004.
- [I-29] C. Jean-Mistral, "Réxupération d'énergie mécanique par polymères électroactifs pour microsystèmes autonomes communicants," Ph.D. dissertation, Université Joseph Fourier, 2008.
- [I-30] Seiko, Tech. Rep.
- [I-31] M. Lossec, B. Multon, and H. B. Ahmed, "Micro-kinetic generator: Modeling, energy conversion optimization and design considerations," *Proc of The 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 2010.
- [I-32] H. Raisigel, O. Cugat, and J. Delamare, "Permanent magnet planar micro-generators," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 130-131, pp. 438 – 444, 2006.
- [I-33] Humdinger wind energy, Tech. Rep. Available: <http://www.humdingerwind.com/>
- [I-34] S. Roundy, "Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion," Ph.D. dissertation, Université de Californie à Berkeley, 2003.
- [I-35] J. O. Mur-Miranda, "Electrostatic vibration-to-electric energy conversion," Ph.D. dissertation, MIT, 2004.
- [I-36] A.-B. W. Wischke, Fehrenbach, "Vibration harvesting in railway tunnels," in *Proc. of PowerMEMS*, 2010.
- [I-37] C. B. Williams and R. B. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 52, no. 1-3, pp. 8–11, 1996.
- [I-38] S. Roundy, "A 1,9ghz rf transmit beacon using environmentally scavenged energy," *Proc. of IEEE International Symposium on Low Power Electronic Devices Seoul Korea*, 2003.
- [I-39] G. Despesse, "Etude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des microsystèmes communicants," Ph.D. dissertation, INPG, 2005.
- [I-40] Basset, Galayko, M. Paracha, Marty, Dudka, and Bourouina, "A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester," *Journal of micromechanics and microengineering*, vol. 19, p. 115025, 2009.
- [I-41] S. Boisseau, Despesse, "Electret-based cantilever energy harvester: design and optimization," *Proc. of PowerMEMS*, 2010.
- [I-42] C. Saha, T. O'Donnell, N. Wang, and P. McCloskey, "Electromagnetic generator for harvesting energy from human motion," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 147, no. 1, pp. 248 – 253, 2008.
- [I-43] Perpetuum Ltd, Tech. Rep. Available: perpetuum.co.uk
- [I-44] S. Moest, M. Kluge, J. Heinz, and G. Kroetz, "A new, high efficiency, bidirectional, electromagnetic vibration energy harvester for aeronautical applications," *Proc. of PowerMEMS*, 2010.
- [I-45] S. P. Beeby, R. N. Torah, M. J. Tudor, P. Glynne-Jones, T. O'Donnell, C. R. Saha, and S. Roy, "A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 17, no. 7, p. 1257, 2007.
- [I-46] S. Kulkarni, E. Koukharenko, R. Torah, J. Tudor, S. Beeby, T. O'Donnell, and S. Roy, "Design, fabrication and test of integrated micro-scale vibration-based electromagnetic generator," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145-146, pp. 336–342, 2008.
- [I-47] Q. Yuan, X. Sun, C. Low, D. Fang, and H. Zhang, "Electromagnetic energy harvester fabricated with electrodeposition process," *Proc. of PowerMEMS*, 2010.

Chapitre II. Générateurs piézoélectriques

Chapitre II. Générateurs piézoélectriques	- 47 -
<i>II.1 Piézoélectricité</i>	<i>- 48 -</i>
II.1.1 Explication du phénomène	- 48 -
II.1.2 Piézoélectricité au niveau microscopique	- 48 -
II.1.3 Mise en équation	- 50 -
II.1.4 Matrices piézoélectriques	- 52 -
II.1.5 Coefficient de couplage.....	- 53 -
II.1.6 Différents matériaux piézoélectriques.....	- 53 -
II.1.7 Matériau piézoélectrique choisi	- 56 -
<i>II.2 Principe de fonctionnement des générateurs piézoélectriques.....</i>	<i>- 57 -</i>
<i>II.3 Etat de l'art.....</i>	<i>- 60 -</i>
II.3.1 Critère de comparaison.....	- 60 -
II.3.2 Comparaison des résultats publiés pour les générateurs piézoélectriques	- 67 -
<i>II.4 Conclusion.....</i>	<i>- 74 -</i>
<i>Bibliographie Chapitre II.....</i>	<i>- 75 -</i>

Nous allons dans cette partie nous intéresser aux générateurs piézoélectriques. Nous commencerons par décrire l'effet piézoélectrique, puis nous nous intéresserons au principe de fonctionnement d'un générateur piézoélectrique, dont nous ferons un état de l'art. Nous finirons par décrire les différents défis actuels au niveau de ce type de générateurs, ce qui nous permettra de définir les axes de recherche de cette thèse.

II.1 Piézoélectricité

II.1.1 Explication du phénomène

L'effet piézoélectrique correspond à l'apparition de charges électriques sous l'influence d'une contrainte mécanique. Cet effet a deux propriétés : lorsque la contrainte est nulle, les charges s'annulent, et lorsque le sens des contraintes est inversé, le signe des charges est inversé. Il existe deux effets piézoélectriques : l'effet piézoélectrique direct, qui fut découvert par les frères Jacques et Pierre Curie en 1880, et qui correspond à l'apparition de charges sous une contrainte, et l'effet piézoélectrique inverse, qui correspond à une déformation du matériau lorsqu'on applique un champ électrique dans le matériau. Ce second effet fut proposé par Lippmann en 1881, et fut vérifié expérimentalement par les frères Curie la même année. L'effet piézoélectrique direct permet d'utiliser les matériaux piézoélectriques comme capteurs, puisque l'on peut récupérer de l'information sous la forme d'une tension sur la déformation de la structure mécanique. A l'inverse, l'effet piézoélectrique inverse permet d'utiliser les matériaux piézoélectriques comme actionneurs, puisqu'à l'aide d'une tension on va pouvoir déformer des matériaux, et créer ainsi des moteurs piézoélectriques, des émetteurs ultrasonores, des outils de positionnement de précision...

II.1.2 Piézoélectricité au niveau microscopique

Il est légitime de se demander quels sont les matériaux qui ont des propriétés piézoélectriques. Tout d'abord, ces matériaux ne doivent pas être conducteurs, car leur structure microscopique se déforme suivant le champ électrique appliqué. Ils sont diélectriques ou semi-conducteurs. Nous verrons par la suite que la permittivité diélectrique est un paramètre important de la piézoélectricité.

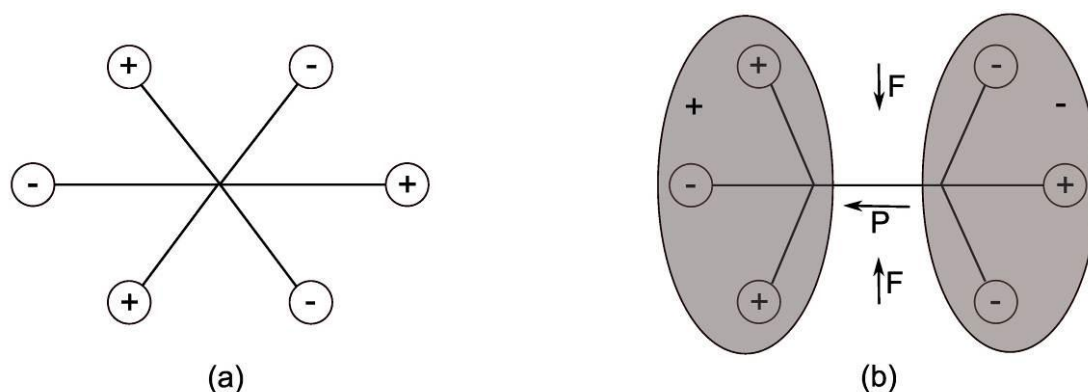


Figure II-1 : Effet piézoélectrique à l'échelle microscopique.

La piézoélectricité peut se traduire de la façon suivante au niveau de la maille élémentaire :

- Effet piézoélectrique direct : l'action mécanique écarte le barycentre des charges positives du barycentre des charges négatives, ce qui crée une polarisation P dans le matériau, comme cela est illustré sur la Figure II-1.
- Effet piézoélectrique inverse : le barycentre des charges positives et le barycentre des charges négatives sont écartés par la présence du champ électrique, ce qui se répercute par une déformation du matériau.

Les cristaux à symétrie centrale ne présentent pas d'effets piézoélectriques, puisque lorsqu'on les étire, les deux barycentres des charges restent confondus, comme par exemple la maille cubique de la Figure II-2.

Nous pouvons, comme illustration du phénomène piézoélectrique à l'échelle microscopique, nous intéresser à la maille d'un matériau piézoélectrique très commun, le PZT, qui est le plus utilisé actuellement dans les actionneurs (Figure II-2). Ce matériau, lorsque la température est au-dessus d'une valeur T_c , a une maille cubique qui n'est pas piézoélectrique. Au-dessous de cette température T_c , sa maille est tétragonale et n'est plus à symétrie centrale. Nous pouvons voir sur la Figure II-2 que les barycentres des charges négatives et positives ne sont pas confondus. Cette maille présentera donc un effet piézoélectrique. La température T_c est appelée température de Curie : en dessous de cette température, le matériau est piézoélectrique, au-dessus il ne l'est plus.

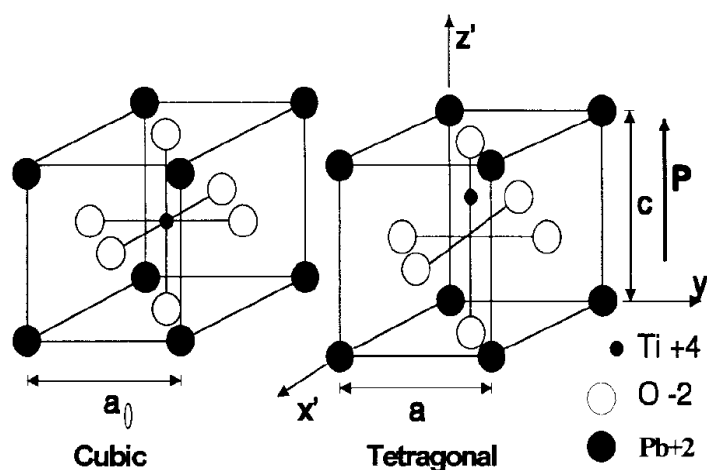


Figure II-2 : Maille cristalline du PZT [II-1].

Certains matériaux piézoélectriques comme le PZT se présentent sous forme de céramiques, c'est-à-dire comme un assemblage de petits grains cristallins. Ces grains, qui présentent alors des polarisations selon des axes différents, forment des domaines de polarisation, de la même façon que les domaines de Weiss pour les matériaux magnétiques. Lorsque cette céramique est formée, tous les domaines sont orientés selon des polarisations aléatoires, et il n'y a pas de direction privilégiée, comme sur la Figure II-3. Pour rendre le matériau piézoélectrique dans sa globalité, on va orienter tous les domaines selon une même direction. Pour se faire, on chauffe le matériau pour faciliter les réorganisations, et on lui applique un fort champ électrique pour axer tous les domaines. La céramique piézoélectrique a alors une direction de polarisation privilégiée.

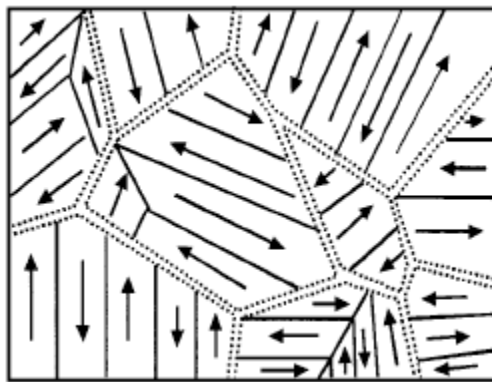


Figure II-3 : Domaines d'une céramique piézoélectrique [II-1].

II.1.3 Mise en équation

Pour pouvoir faire des modélisations, il est nécessaire de formaliser les différents effets piézoélectriques, et donc de faire des mises en équations. Nous allons commencer par déterminer les grandeurs physiques influentes pour les deux effets piézoélectriques, pour enfin donner les relations piézoélectriques générales.

L'effet piézoélectrique direct est l'apparition de charges lorsque le matériau est soumis à une contrainte. Ces charges sont proportionnelles à la contrainte, et s'inversent lorsqu'on inverse le sens de la contrainte. De ce fait, l'effet piézoélectrique direct se traduit par l'équation II-1. Les différentes grandeurs physiques sont décrites dans le Tableau II-1.

$$D = dT \quad (II-1)$$

L'effet piézoélectrique inverse se traduit par une déformation du matériau sous l'application d'un champ électrique (ou d'une tension) :

$$S = dE \quad (II-2)$$

Le coefficient de proportionnalité entre D et T et entre S et E est le même, et est appelé constante piézoélectrique. La piézoélectricité, étant un effet sensible au champ électrique, ne peut se produire que dans des diélectriques et des semi-conducteurs.

Grandeur physique	Symbole	Unité
Contrainte	T	N.m ⁻²
Déformation	S	Sans unité
Champ électrique	E	V.m ⁻¹
Induction électrique	D	C.m ⁻²
Souplesse	s	m ² .N ⁻¹
Constante piézoélectrique	d	m.V ⁻¹
Permittivité électrique	ϵ	F.m ⁻¹

Tableau II-1 : Différentes grandeurs physiques.

A ces deux effets piézoélectriques se superposent les propriétés élastiques du matériau, qui se traduisent par la relation suivante :

$$S = sT \quad (II-3)$$

et les propriétés diélectriques du matériau, qui se traduisent par la relation suivante :

$$D = \varepsilon E \quad (II-4)$$

Les différentes propriétés du matériau piézoélectrique peuvent être résumées sur la Figure II-4, où sont donnés les différents liens entre les grandeurs physiques du matériau piézoélectrique : la contrainte, la déformation, le champ électrique et l'induction électrique.

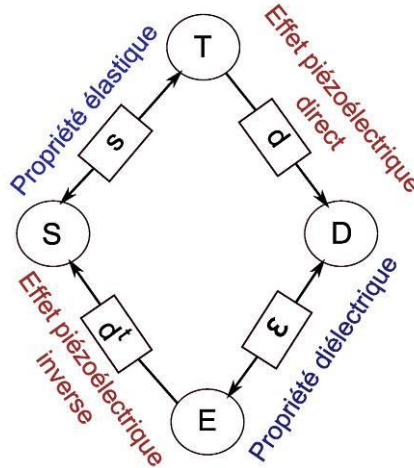


Figure II-4 : Relations entre les différentes grandeurs physiques.

Cette figure nous permet d'écrire les relations fondamentales de la piézoélectricité :

$$\begin{cases} \mathbf{S} = \mathbf{s}^E \mathbf{T} + \mathbf{d}^t \mathbf{E} \\ \mathbf{D} = \mathbf{d} \mathbf{T} + \varepsilon^T \mathbf{E} \end{cases} \quad (II-5)$$

La souplesse s est notée avec un indice E , puisqu'elle est mesurée lorsque E est nul. De même la permittivité électrique ε est notée avec un indice T , puisqu'elle est mesurée lorsque la contrainte dans le matériau est nulle. S et T sont des tenseurs, D et E sont des tenseurs d'ordre 0 que l'on assimilera à des vecteurs. L'exposant t correspond à la transposée du tenseur. Les ordres et les composantes de ceux-ci seront précisés dans le paragraphe suivant.

Il est possible de réécrire les équations de la piézoélectricité sous une autre forme : en effet nous avons exprimé S et D en fonction de T et E , mais il est aussi possible d'exprimer T et D en fonction de S et E :

$$\begin{cases} \mathbf{T} = \mathbf{c}^E \mathbf{S} - \mathbf{e}^t \mathbf{E} \\ \mathbf{D} = \mathbf{e} \mathbf{S} + \varepsilon^S \mathbf{E} \end{cases} \quad (II-6)$$

$\mathbf{c}^E$ correspond à la rigidité à champ électrique nul, $\mathbf{e}$ à la constante piézoélectrique et ε^S à la permittivité à déformation nulle. Il est possible d'exprimer ces coefficients en fonction des précédents :

$$\begin{aligned} \mathbf{c}^E &= (\mathbf{s}^E)^{-1} \\ \mathbf{e} &= \mathbf{d} \mathbf{c}^E \\ \varepsilon^S &= \varepsilon^T - \mathbf{d} \mathbf{c}^E \mathbf{d}^t \end{aligned} \quad (II-7)$$

Le couple d'équations (II-5) est souvent choisi, car il fait varier le couple (T, E) et non le couple (S, D) . En effet T et E sont des valeurs intensives alors que S et D sont des valeurs extensives. Les grandeurs intensives sont contrôlables par une action extérieure, alors que les

grandeurs extensives sont caractéristiques de l'état physique du système et ne peuvent être contrôlées directement [II-28]. Ce couple d'équations est aussi choisi dans le cas de poutres en flexion car il conduit à des équations plus simples.

II.1.4 Matrices piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques sont anisotropes, et il est donc nécessaire de définir des tenseurs (pour la souplesse, la matrice piézoélectrique..). Il existe 6 mouvements possibles dans l'espace, qui sont représentés par le trièdre suivant, 3 mouvements de translation et 3 mouvements de rotation. La direction de polarisation est toujours choisie selon l'axe 3.

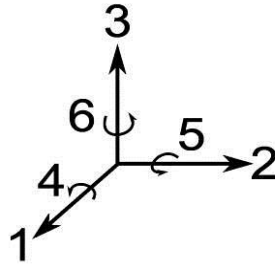


Figure II-5 : Axes de référence.

Le champ électrique E et l'induction électrique D sont des vecteurs avec 3 composantes. La contrainte T et la déformation S sont des tenseurs avec 6 composantes : les 3 axes du repère, et les axes croisés correspondant aux rotations. De ce fait, la souplesse s s'exprime sous la forme d'un tenseur 6×6 , les coefficients piézoélectriques d sous la forme d'un tenseur 6×3 , et la permittivité électrique sous la forme d'un tenseur 3×3 .

Les matériaux piézoélectriques n'ont pas de centre de symétrie. La structure la moins symétrique, la structure triclinique, présente 27 coefficients différents, mais avec l'augmentation de la symétrie, le nombre de coefficients piézoélectriques diminue. Les céramiques piézoélectriques appartiennent à la classe de symétrie mm/∞ , et les matrices de souplesse, piézoélectriques et de permittivité ont les structures suivantes :

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s} &= \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{22} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) \end{bmatrix} \\
 \mathbf{d} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 \boldsymbol{\epsilon} &= \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{33} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Les différents coefficients de ces matrices dépendent du matériau utilisé, mais aussi du type de dépôt de ce matériau et du procédé de fabrication. En effet, suivant le procédé de fabrication le niveau d'impuretés par exemple peut varier, et modifier les coefficients piézoélectriques. Ces coefficients sont très dépendants de la fabrication. De plus ils peuvent diminuer avec le temps, ce qui correspond à l'usure du matériau.

II.1.5 Coefficient de couplage

Un coefficient intéressant des matériaux piézoélectriques dans l'optique de faire de la récupération d'énergie est le coefficient de couplage électromécanique. En effet il traduit la capacité à transférer l'énergie du domaine mécanique au domaine électrique, et inversement. En récupération d'énergie, le matériau piézoélectrique fonctionne en mode capteur, et le coefficient de couplage k est défini de la façon suivante, avec $E_{\text{électrique}}$ l'énergie électrique, et $E_{\text{mécanique}}$ l'énergie mécanique :

$$k^2 = \frac{E_{\text{électrique}}}{E_{\text{mécanique}}} \quad (II-8)$$

Selon le mode de déformation, ce coefficient de couplage électromécanique change. Ses valeurs doivent donc être définies suivant le mode de déformation (longitudinal, transversal, cisaillement...). Pour déterminer ces coefficients, les cycles mécaniques sont parcourus en régime quasi statique. La puissance théorique maximale récupérable avec un matériau piézoélectrique dépend du cycle de conversion utilisé, et peut être égale à $P_{\text{mécanique}}$ en utilisant un cycle de conversion approprié.

II.1.6 Différents matériaux piézoélectriques

Il existe différents types de matériaux piézoélectriques, et nous allons les détailler dans ce paragraphe. Nous nous intéresserons aux propriétés de ces matériaux, en particulier pour la récupération d'énergie en tenant compte de leur capacité à être intégrés dans des microsystèmes.

Le matériau monocristallin piézoélectrique le plus connu est le quartz : il est notamment utilisé dans les montres digitales comme résonateur. Il est le plus souvent utilisé en résonateur ou en capteur de pression. En effet le cristal de quartz permet d'obtenir des fréquences d'oscillations très précises, et c'est pourquoi il est très utilisé dans les dispositifs électroniques comme base de temps.

La plupart des matériaux piézoélectriques ont une structure de maille de type perovskite, que nous avons pu voir sur la Figure II-2. Elle correspond à une structure cubique faces centrées, avec des cations aux sommets, et des anions aux centres des faces. Elle comporte en plus un cation au centre de la structure au-dessus de la température de Curie, qui se décale sous cette température une fois le matériau polarisé pour créer une asymétrie et donner une structure trigonale. Le plus connu et le plus utilisé des matériaux piézoélectriques est le titanate zirconate de plomb ($\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$), plus connu sous le terme de PZT. Dans les composants industrialisés, les PZT ne sont généralement pas inclus sous leur forme pure, mais avec un dopage d'accepteurs ou de donneurs pour faciliter les mouvements électroniques dans le matériau. Les PZT sont la plupart du temps utilisés sous forme de céramique, et requièrent une polarisation. Les PZT existent donc sous plusieurs formes :

- le PZT dit hard ou dur, qui correspond à un dopage en accepteurs. Grâce à ce dopage, les mouvements des murs des domaines sont limités, ce qui diminue les pertes dans le matériau, mais qui réduit les constantes piézoélectriques.
- le PZT dit soft ou mou qui correspond à un dopage en donneurs. Ce type de PZT a de plus grandes pertes internes, mais des constantes piézoélectriques plus importantes.

En plus de ces deux types de PZT, il existe aujourd'hui des monocristaux de type pérovskite (PMN-PT : $\text{Pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3\text{-PbTiO}_3$, PZN-PT : $\text{Pb}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3\text{-PbTiO}_3$) ayant des propriétés piézoélectriques remarquables, avec des coefficients piézoélectriques un ordre de grandeur plus grand que ceux du PZT. Ces monocristaux sont très performants, mais aussi très chers.

Ils existent aussi des matériaux semi-conducteurs qui sont piézoélectriques : l'oxyde de zinc (ZnO) ou des matériaux III-V comme le nitrure d'aluminium (AlN), le nitrure de Gallium (GaN)... Ces matériaux présentent une polarisation spontanée, et n'ont donc pas besoin d'être polarisés avant utilisation. Ils présentent des propriétés intéressantes, avec notamment de faibles pertes diélectriques et structurales.

Enfin il existe des polymères qui présentent des propriétés piézoélectriques, tel le polyfluorure de vinylidène (PVDF). Ces polymères présentent l'avantage d'être facilement utilisables, car ils se présentent sous la forme de films, qui peuvent être collés sur une structure mécanique pour créer des patches piézoélectriques.

Nous allons maintenant comparer les différentes propriétés des matériaux cités ci-dessus. Nous avons regroupé les différentes données importantes au niveau des matériaux piézoélectriques pour la récupération d'énergie : la permittivité diélectrique, les coefficients piézoélectriques d_{31} et d_{33} , les coefficients de couplage électromécanique k_{33} et k_{31} , les pertes dans le diélectrique $\tan\delta$, le facteur de qualité mécanique Q_m , la température de Curie T_c .

Matériau	ε	d_{33} (10^{-12}m/V)	d_{31} (10^{-12}m/V)	k_{33}	k_{31}	$\tan\delta$ (%)	Q_m	T_c (°C)	Ref
Quartz	4.5	2.31	0.727	-	-	-	10^4 - 10^6		[II-3]
Soft PZT	4100	620	-260	0.73	0.36	2.7	72	150	[II-4]
Hard PZT	1350	300	-109	0.68	0.33	0.35	1400	320	[II-4]
PMN-PT	4200	2000	-930	0.9	0.72	0.4	33	-	[II-4]
AlN	10	6.8	2.625	0.31		0.1			[II-5]
ZnO	11	12.3	5.1	0.46	0.18				[II-6]
PVDF	13	9	1	0.18	0.2	-	20	25	[II-7]

Tableau II-2 : Coefficients piézoélectriques.

Dans l'optique de choisir un matériau piézoélectrique pour faire de la récupération d'énergie, il est important de choisir un matériau avec un bon coefficient de couplage électromécanique, pour que l'énergie mécanique soit transformée en énergie électrique de façon efficace. Un matériau avec de faibles pertes diélectriques est aussi intéressant, pour améliorer le rendement de conversion. Enfin il est avantageux d'avoir une constante diélectrique faible, pour une avoir une tension importante pour un déplacement de charges donné. En effet d'après le théorème de Gauss, $\oint \vec{E} d\vec{S} = \frac{Q}{\varepsilon}$. En conséquence, plus la

permittivité sera petite, plus le champ électrique sera important, et donc plus la tension sera importante aux bornes du matériau piézoélectrique.

Au niveau des coefficients piézoélectriques, le matériau le plus performant est le PMN-PT, avec notamment un couplage électromécanique très important. Cependant, nous

verrons par la suite que ce matériau est difficilement utilisable en pratique. Le second matériau avec de très bons coefficients piézoélectriques est le PZT dur, qui présente un bon couplage, avec une permittivité diélectrique moins importante que le PZT mou, et des pertes diélectriques aussi moins importantes. Un autre matériau semble intéressant, l'AlN, avec des coefficients diélectriques moins importants, mais des pertes diélectriques beaucoup plus faibles, et une faible permittivité diélectrique. Nous verrons de plus que ce matériau présente d'autres intérêts d'un point de vue fabrication.

Pour pouvoir comparer quantitativement ces différents matériaux au niveau de leur performance en vue de faire de la récupération d'énergie, Priya [II-8] a défini une figure de mérite qui permet de les comparer hors de leur fréquence de résonance, avec g_{31} un coefficient piézoélectrique ($V.m.N^{-1}$) défini lorsqu'une autre écriture des coefficients est utilisée :

$$FOM_{off-resonance} = \frac{d_{31}g_{31}}{\tan \delta} = \frac{d_{31}^2}{\epsilon_{33} \tan \delta} \quad (II-9)$$

Cette figure de mérite est valable dans le cas où le matériau piézoélectrique est utilisé dans le mode 31, ce qui est le cas le plus courant. Nous pouvons donc calculer les différentes figures de mérite des différents matériaux du Tableau II-2 et les comparer :

Matériau	ϵ_{33}	d_{31} ($10^{-12}m/V$)	$\tan \delta$ (%)	FOM ($10^{-20}m/V$)	Ref
Quartz	4.5	0.727	-		[II-3]
Soft PZT	4100	-260	2.7	6.1	[II-4]
Hard PZT	1350	-109	0.35	25	[II-4]
PMN-PT	4200	-930	0.4	514	[II-4]
AlN	10	2.625	0.1	6.9	[II-5]
ZnO	11	5.1			[II-6]
PVDF	13	1	-		[II-7]

Tableau II-3 : Figures de mérite des différents matériaux piézoélectriques

Nous pouvons voir dans le Tableau II-3 que les deux matériaux ayant les meilleures figures de mérite sont le PMN-PT et le Hard PZT. Cependant, les coefficients dans ce tableau sont les valeurs pour les matériaux massifs dans le cas du Soft PZT, du Hard PZT et du PMN-PT, alors qu'il s'agit des valeurs pour l'AlN déposé en couche mince. En prenant les valeurs des coefficients du PZT de l'EPFL déposé en méthode sol-gel lors de la thèse de Marzencki [II-9], nous pourrions comparer les performances des matériaux utilisés en couche mince dans le Tableau II-4.

Matériau	ϵ_{33}	d_{31} ($10^{-12}m/V$)	$\tan \delta$ (%)	FOM ($10^{-20}m/V$)	Ref
PZT	1160	-118	3	4	[II-20]
AlN	10	2.625	0.1	6.9	[II-5]

Tableau II-4 : Comparaison des performances des matériaux piézoélectriques en couche mince.

Nous constatons dans le cas des couches minces que l'AlN semble être le matériau le plus intéressant. Nous verrons dans la suite qu'il a de plus d'autres avantages.

En conclusion sur la comparaison des performances des matériaux piézoélectriques, le matériau massif le plus performant est le PMN-PT, même s'il est très cher, et le matériau en couche mince le plus intéressant est l'AlN.

Un autre facteur important dans le choix du matériau piézoélectrique est le procédé de fabrication du matériau. En effet, l'objectif est de créer des microsystèmes qui puissent être intégrés sur une puce avec de l'électronique. Pour ce faire, l'idéal est d'avoir un procédé de fabrication compatible CMOS, ce qui permet de fabriquer les structures en utilisant les procédés de fabrication en lot de plaques (batch process).

Il existe différents procédés de dépôt pour les matériaux piézoélectriques :

- la technique sol gel qui permet d'obtenir des matériaux par une polymérisation de précurseurs en solution. Cette méthode n'est pas compatible avec les procédés de fabrication CMOS.
- l'épithaxie est une méthode qui consiste à faire croître couche par couche des matériaux cristallins. Elle donne de très bons résultats, mais est très lente et est donc chère, et sera difficilement utilisable pour des couches de matériaux de plusieurs microns.
- la pulvérisation cathodique utilise un plasma froid, dont les éléments sont projetés sur une cible par un champ électrique. Il y a alors une pulvérisation des atomes qui se condensent sur le substrat. Cette méthode est compatible avec les procédés de microélectronique CMOS.

Au niveau des matériaux piézoélectriques cités ci-dessus, le PMN-PT est un monocristal, et ne peut être pour le moment déposé en couche mince. Il a les propriétés piézoélectriques les plus intéressantes, mais ne peut à ce jour être utilisé dans des générateurs de petite taille. Au niveau du PZT, il présente les meilleurs résultats au niveau des coefficients piézoélectriques lorsqu'il est déposé par méthode sol gel [II-10]. Cependant, cette méthode n'est pas compatible CMOS du fait des hautes températures nécessaires pour la cristallisation de la maille perovskite, et on ne pourra donc pas intégrer de l'électronique sur la même puce qu'un microgénérateur avec des couches de PZT déposé en sol gel. Enfin, l'AlN peut être déposé par pulvérisation cathodique avec des propriétés intéressantes, ce qui est un énorme avantage puisque cette méthode est compatible avec les procédés de la filière microélectronique CMOS.

Un dernier aspect à prendre en compte à l'avenir dans les choix des matériaux en vue de commercialiser des dispositifs est la directive européenne au niveau de l'utilisation du plomb. De nombreuses recherches sont effectuées pour trouver d'autres matériaux performants sans plomb, dans le cas où le PZT ne puisse plus être utilisé.

II.1.7 Matériau piézoélectrique choisi

Du fait de notre étude précédente, nous avons choisi de travailler avec une couche mince d'AlN. Cette couche mince d'AlN sera déposée sur un substrat SOI par pulvérisation. Ces dépôts ont été effectués par le CEA LETI.

Pour déposer une couche d'AlN de bonne qualité, il est nécessaire d'utiliser des matériaux adaptés pour les électrodes, en particulier pour l'électrode inférieure. Pour se faire, une petite couche d'AlN est déposée tout d'abord. Ensuite, une couche de molybdène est déposée, qui constitue l'électrode inférieure. La couche principale d'AlN est enfin déposée et recouverte d'une couche de platine qui constitue l'électrode supérieure.

L'AlN que nous avons utilisé dans le but de faire de la récupération d'énergie vibratoire a précédemment été utilisé dans les résonateurs BAW ([II-12], [II-13]). Il a ainsi été étudié du

point de vue matériau, notamment par rapport à son caractère électrostrictif ([II-11]). Le matériau utilisé dans les résonateurs BAW a les coefficients suivants : $d_{31}=2.5 \text{ pm.V}^{-1}$; $\epsilon_{33}=8.86 \cdot 10^{-11} \text{ F.m}^{-1}$.

II.2 Principe de fonctionnement des générateurs piézoélectriques

L'objectif de ces systèmes est de récupérer de l'énergie à partir des vibrations mécaniques. Ces vibrations sont présentes à certaines fréquences et pour certaines valeurs d'accéléérations. Pour récupérer le maximum d'énergie de ces vibrations, il sera nécessaire de créer un système mécanique résonant, qui a comme fréquence de résonance la fréquence des vibrations pour récupérer le plus d'énergie possible. En effet, un système résonant a un maximum d'amplitude à sa fréquence de résonance, d'où l'intérêt de travailler lorsque le système est en résonance. De plus nous avons intérêt de travailler lorsque le système a le maximum d'amplitude en entrée, c'est-à-dire à la fréquence des vibrations. Nous devons donc concevoir un système qui soit résonant à la fréquence des vibrations.

Le système mécanique résonant le plus simple est une poutre encastrée libre, et c'est le système mécanique qui est le plus utilisé comme générateur piézoélectrique. Lorsqu'il sera soumis à des vibrations, nous allons utiliser le mode de flexion de la poutre. Dans ce cas, une partie de la poutre est en élancement, l'autre partie de la poutre est en compression, de part et d'autre de la fibre neutre (Figure II-6). Plus nous nous éloignons de la fibre neutre, plus la valeur de contrainte sera importante.

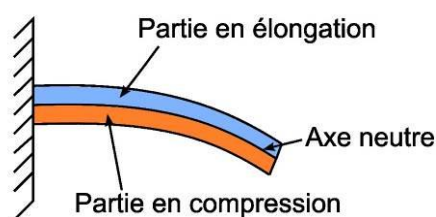


Figure II-6 : Poutre encastrée libre

Nous pouvons maintenant nous demander comment placer le matériau piézoélectrique sur la poutre encastrée libre. Nous avons vu dans les paragraphes précédents que les charges générées changent de signe suivant le sens de la contrainte. Il ne sera donc pas pertinent de faire une poutre entièrement en matériau piézoélectrique avec deux électrodes de part et d'autre, car dans ce cas les charges générées vont se compenser, du fait qu'il y ait une partie de la poutre en élancement et l'autre en compression. Il va donc être nécessaire d'utiliser un autre matériau que le matériau piézoélectrique pour la structure mécanique, et de placer le matériau piézoélectrique dans certaines zones où les contraintes sont importantes et de même signe.

Les deux modes de transduction utilisables pour les générateurs piézoélectriques sont le mode 33 et le mode 31 (l'axe 3 est l'axe de polarisation du matériau piézoélectrique). Le mode de transduction 33 correspond à une déformation selon l'axe de polarisation 3, et la tension générée est aussi selon cet axe. Le mode de transduction 31 correspond à une déformation selon l'axe 3 et une tension générée suivant l'axe 1. Les coefficients piézoélectriques sont plus importants suivant le mode de transduction 33, mais ce mode est plus difficile à implémenter : en effet la couche de matériaux piézoélectrique va être déposée sur une poutre encastrée libre, et il sera donc nécessaire de polariser le matériau

piézoélectrique suivant la longueur de la poutre, et d'avoir deux électrodes de part et d'autre du matériau piézoélectrique dans le sens de la longueur. Il est nettement plus simple d'utiliser le mode 31, car il suffit de déposer une couche de matériau piézoélectrique sur une poutre encastrée libre sur laquelle on a déjà déposé une couche de métal faisant office d'électrode inférieure, puis de déposer une couche de métal au-dessus faisant office d'électrode supérieure. Le matériau piézoélectrique est polarisé suivant l'axe de la hauteur de la poutre. Nous verrons dans la partie suivante que la majorité des générateurs piézoélectriques utilisent le mode de transduction 31.

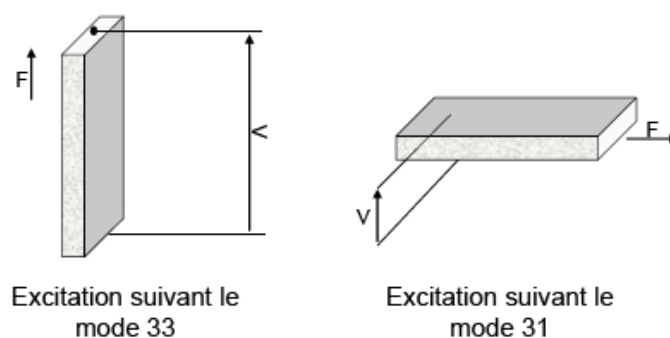


Figure II-7 : Mode de transduction du matériau piézoélectrique.

Nous avons pu voir dans le chapitre précédent que les fréquences des vibrations ambiantes étaient souvent assez basses fréquences. La fréquence de résonance des poutres encastrées libres augmente lorsque l'on diminue les dimensions du système. A petites dimensions, elle est souvent trop importante par rapport à la fréquence des vibrations, et une méthode pour diminuer la fréquence de résonance est de rajouter une masse sismique au bout de la poutre. La fréquence de résonance d'un tel système s'écrit sous la forme $\sqrt{k/m}$, et donc plus la masse sismique sera importante plus la fréquence de résonance sera basse. L'ajout d'une masse sismique permet aussi d'avoir des déplacements plus importants, et donc des contraintes plus fortes, et au final de récupérer plus d'énergie.

En conclusion, la structure d'un générateur piézoélectrique pourra ressembler à la Figure II-8 : une poutre encastrée libre avec masse sismique en silicium par exemple, et une couche de matériau piézoélectrique déposée par-dessus.

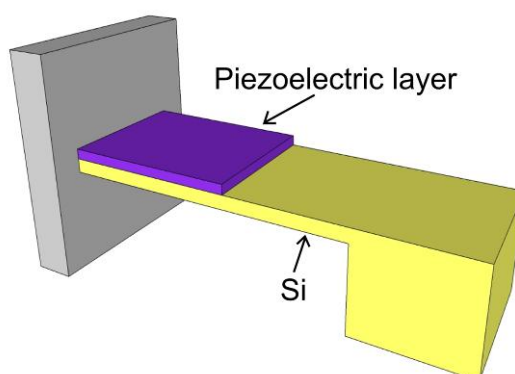


Figure II-8 : Générateur piézoélectrique type : poutre encastrée libre avec masse sismique.

Dans une structure de ce type, il existe deux couplages : un couplage mécano-mécanique, et un couplage électromécanique (Figure II-9). Le couplage mécano-mécanique

correspond au couplage entre la source d'énergie mécanique, les vibrations mécaniques, et la structure mécanique résonante. Il y a un transfert d'énergie entre les vibrations mécaniques et le système mécanique résonant. Ensuite, à l'aide du matériau piézoélectrique, il y a un couplage entre le domaine mécanique et le domaine électrique. Dans le cas de récupérateurs d'énergie, il y a un transfert d'énergie entre la structure mécanique résonante et la charge électrique reliée aux bornes de la couche piézoélectrique.

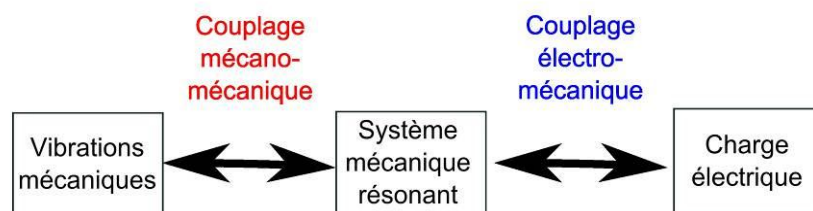


Figure II-9 : Couplages du générateur piézoélectrique.

Nous pouvons maintenant nous intéresser aux différentes pertes dans le système, de façon à connaître l'énergie qui est réellement récupérable à partir des vibrations mécaniques. Sur la Figure II-10, nous avons représenté les différentes pertes énergétiques entre l'énergie des vibrations mécaniques, qui est notre source d'énergie, et l'énergie que l'on peut réellement récupérer. Tout d'abord, il y a des pertes au niveau du couplage mécano-mécanique entre les vibrations et le système résonant, ce couplage n'étant pas parfait. Ensuite, il existe des pertes mécaniques, telles des pertes structurales, le frottement visqueux dû à l'air autour de la structure mécanique... L'énergie mécanique restante est ensuite transformée en énergie électrique, et ce couplage électromécanique n'étant pas parfait, des pertes sont introduites. Enfin, il existe des pertes diélectriques dans la couche piézoélectrique, comme des courants de fuite. Il est important d'avoir à l'esprit ces différentes pertes dans la conversion d'énergie pour pouvoir envisager des solutions les réduisant, ce qui permet une meilleure efficacité de conversion.

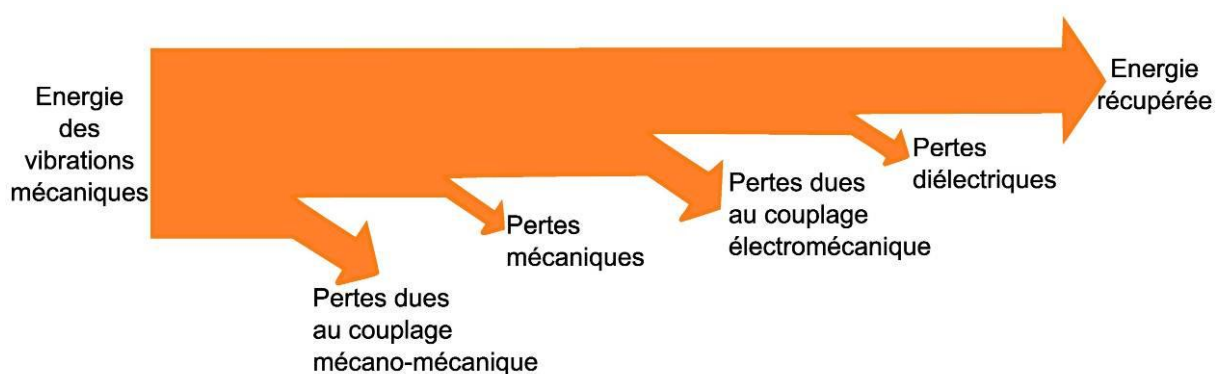


Figure II-10 : Pertes dans la conversion d'énergie.

II.3 Etat de l'art

Nous allons dans cette partie présenter les résultats publiés dans la littérature sur les générateurs piézoélectriques. Il est utile de pouvoir comparer les résultats, et pour cela il est nécessaire de définir un critère de comparaison entre les différents générateurs. Après avoir défini ce critère, nous présenterons les différents résultats et les comparerons.

II.3.1 Critère de comparaison

II.3.1.1 Figures de mérite

Il existe plusieurs façons de comparer les résultats des générateurs piézoélectriques. Tout d'abord, nous pouvons comparer directement la puissance générée par chaque générateur. Le problème de cette approche est qu'elle ne tient pas compte du volume occupé par le générateur, ni de la sollicitation appliquée au générateur. Pour tenir compte du volume occupé, nous pouvons nous intéresser à la densité volumique de puissance du générateur, mais la sollicitation appliquée ne sera pas toujours prise en compte.

Il est donc nécessaire de définir un critère tenant compte de ces deux aspects. Il peut être intéressant de définir comme critère l'énergie récupérée sur l'énergie maximale récupérable, comme il est proposé par Mitcheson [II-14]. On peut parler d'efficacité du récupérateur, et cette définition d'efficacité présente l'avantage d'être majorée par 1. Cette efficacité peut donc s'écrire de la façon suivante :

$$e = \frac{P_{\text{récupérée}}}{P_{\text{récupérable maximale}}} \quad (II-10)$$

Pour estimer la puissance maximale récupérable, nous pouvons utiliser le modèle de William et Yates [II-37], en tenant de plus compte de l'amortissement électrique. Ce modèle considère une masse sismique m , une constante de raideur k , un amortissement mécanique d_m et électrique d_e , le tout dans une cage se déplaçant de $y(t)$. Le déplacement relatif de la masse est noté $z(t)$.

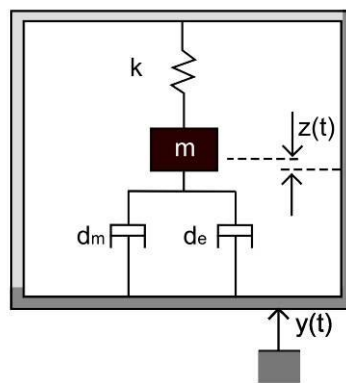


Figure II-11 : Modèle de Williams et Yates [II-37].

L'équation du système s'obtient en écrivant le principe fondamental de la dynamique appliqué à la masse :

$$m\ddot{z}(t) = -kz(t) - (d_e + d_m)\dot{z}(t) - m\ddot{y}(t) \quad (II-11)$$

Nous considérons des systèmes soumis à des vibrations, l'entrée du système est donc $y(t)$. Si nous considérons une excitation sinusoïdale, nous pouvons alors passer dans le domaine de Laplace, et écrire :

$$\frac{Z(\omega)}{Y(\omega)} = \frac{m\omega^2}{-m\omega^2 + j(d_e + d_m)\omega + k} = \frac{\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (II-12)$$

Nous définissons la pulsation de résonance ω_0 et les facteurs de qualité mécanique Q_m et électrique Q_e de la façon suivante :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{k/m} \\ Q_m = \sqrt{km}/d_m \\ Q_e = \sqrt{km}/d_e \end{cases} \quad (II-13)$$

Nous pouvons ensuite exprimer le déplacement $Z(\omega)$ en fonction de l'accélération appliquée $A_{in}(\omega) = -\omega^2 Y(\omega)$ plutôt qu'en fonction du déplacement de la cage :

$$Z(\omega) = \frac{-\frac{1}{\omega_0^2}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)\frac{\omega}{\omega_0}} A_{in} \quad (II-14)$$

Nous pouvons maintenant calculer la puissance récupérée, c'est-à-dire la puissance qui est dissipée du système mécanique par l'amortissement électrique. La puissance dissipée par l'amortissement mécanique correspond à de la puissance perdue. La puissance récupérée est égale à la force de viscosité électrique multipliée par la vitesse de déplacement :

$$p(t) = d_e \cdot \dot{z}(t) \cdot \dot{z}(t) \quad (II-15)$$

Nous pouvons l'exprimer dans le domaine de Laplace :

$$P(\omega) = -d_e \omega^2 Z^2(\omega) \quad (II-16)$$

Enfin, le maximum de puissance se trouve à la résonance du système mécanique, c'est-à-dire quand le déplacement est maximal. Nous pouvons exprimer cette puissance maximale :

$$P(\omega_0) = \frac{\frac{d_e}{\omega_0^2}}{\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)^2} A_{in}^2 = \frac{\frac{1}{Q_e}}{\left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m}\right)^2} \frac{\sqrt{km} \cdot A_{in}^2}{\omega_0^2} \quad (II-17)$$

Le facteur de qualité mécanique est imposé par la structure mécanique et par la qualité des matériaux utilisés. Nous pouvons par contre changer le facteur de qualité électrique en jouant sur la résistance de charge connectée aux bornes du matériau piézoélectrique. Nous pouvons remarquer à travers l'équation II-17 que la puissance récupérée est maximale lorsque le facteur de qualité électrique équivaut le facteur de qualité mécanique. Dans ce cas nous

trouvons une formule de la puissance maximale sous la forme suivante, avec Q le facteur de qualité global du système :

$$P(\omega_0) = \frac{Q_m}{4} \frac{\sqrt{km} \cdot A_{in}^2}{\omega_0^2} = \frac{mQA_{in}^2}{2\omega_0} \quad (II-18)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m} \quad (II-19)$$

Marzencki dans sa thèse [II-20] a choisi la figure de mérite suivante pour caractériser les différents générateurs, V étant le volume du dispositif, et P_{out} la puissance de sortie récupérée en pratique par le générateur :

$$FM_{MA} = \frac{P_{out} \omega_0}{VA_{in}^2} \quad (II-20)$$

Il a choisi de diviser la puissance récupérée par l'accélération au carré, par le volume, en supposant que la masse sismique prenne tout le volume du générateur et que tous les générateurs aient la même densité, et en multipliant le tout par la pulsation de résonance. Ce facteur de mérite présente l'inconvénient de ne pas être majoré par 1, puisque nous n'avons pas appliqué la formule puissance récupérée sur puissance maximale, mais présente l'avantage de pouvoir comparer facilement les générateurs avec des données nécessaires qui sont quasiment toujours fournies dans les publications.

Mitcheson a lui choisit d'exprimer l'efficacité sous une autre forme. Il part de la même formule de puissance moyenne, mais l'exprime en fonction du déplacement imposé Y_0 et de l'amortissement ζ ($Q = 1/2\zeta$):

$$P(\omega_0) = \frac{1}{4} \frac{m\omega_0^3 Y_0^2}{\zeta} \quad (II-21)$$

Mitcheson définit un amortissement optimal à la résonance en fonction de la limite de déplacement Z_l :

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{Y_0}{Z_l} \quad (II-22)$$

Il trouve donc une puissance maximale sous la forme suivante :

$$P = \frac{1}{2} m\omega_0^3 Y_0 Z_l \quad (II-23)$$

Il choisit donc de caractériser les différents générateurs par l'efficacité du générateur, qui se traduit sous la forme suivante :

$$\eta_{MI} = \frac{P_{récupérée}}{P_{récupérable maximale}} = \frac{P_{récupérée}}{\frac{1}{2} m\omega_0^3 Y_0 Z_l} \quad (II-24)$$

Ce choix de critère pour comparer les différents générateurs entre eux se prête bien au cas d'un générateur qui a une limite de déplacement définie par des stoppeurs, comme pour des générateurs électrostatiques par exemple, ce qui permet de définir facilement une distance Z_l . Cependant, pour des générateurs piézoélectriques, il ne sera pas toujours évident de définir

cette grandeur, c'est pourquoi cette efficacité ne se prête pas bien à ce type de dispositifs, et nous ne l'utiliserons pas. De plus cette efficacité est une mesure de l'écart entre la puissance récupérée et la puissance récupérable pour une conception spécifique, mais ne compare pas différentes conceptions avec des tailles de masse différentes, des géométries différentes... Pour parer à cela, Mitcheson a choisi de définir une figure de mérite qui compare la performance des générateurs en fonction de leur taille. Pour cela, la masse et le déplacement maximal Z_l ont été remplacés par les valeurs correspondant à un cube de volume équivalent au générateur, avec la moitié du volume pris par une masse avec la densité de l'or (ρ_{Au}), l'autre moitié du volume correspondant à la place pour le déplacement maximal. La figure de mérite définie ainsi a l'expression suivante :

$$FM_{MI} = \frac{P_{récupérée}}{\frac{1}{16} Y_0 \rho_{Au} V^{\frac{4}{3}} \omega_0^3} \quad (II-25)$$

Cette figure de mérite présente l'avantage d'être majoré par 1, en prenant des hypothèses différentes de Marzencki.

Plus récemment, Basset [II-40] a aussi proposé une figure de mérite, mais elle ne s'applique qu'aux générateurs électrostatiques, et nous ne pourrions donc pas l'utiliser dans notre cas.

II.3.1.2 Modèle à une dimension

Erturk a, à juste titre, mis en avant le fait que pour des microgénérateurs piézoélectriques, la collection d'énergie ne peut pas être considérée comme un amortissement visqueux [II-17]. En effet, un amortissement visqueux est modélisé par une force dépendant de la vitesse. Or, pour un effet piézoélectrique, la force va dépendre du déplacement et non pas de la vitesse. De ce fait les hypothèses qui ont été prises pour le calcul des deux figures de mérites présentées ci-dessus ne sont pas valables. Nous avons donc décidé d'utiliser un modèle plus complexe mais plus juste prenant en compte l'effet piézoélectrique pour définir la puissance maximale récupérable et définir une figure de mérite.

Nous avons choisi d'utiliser un modèle 1D, qui a été développé par Dutoit [II-18], et repris par Marzencki pendant sa thèse [II-20]. Le modèle considère un générateur composé d'une masse sismique qui comprime un matériau piézoélectrique. De ce fait, la couche piézoélectrique va fonctionner en mode 33.

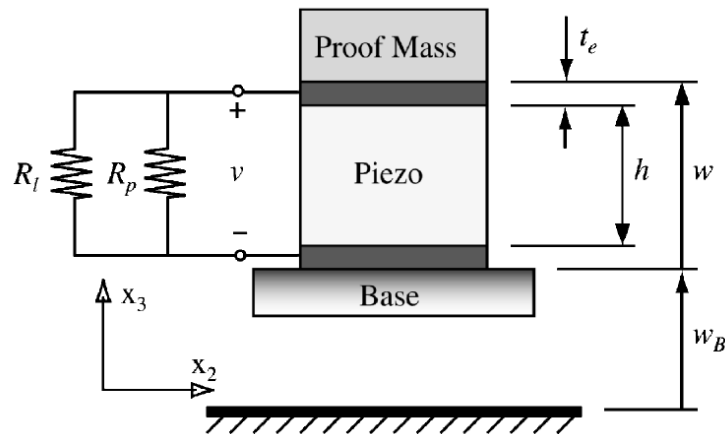


Figure II-12 : Générateur pris en compte par le modèle de Dutoit [II-18].

Nous pouvons appliquer le principe fondamental de la dynamique à la masse sismique comme nous l'avons fait pour le modèle de Williams et Yates précédemment. Nous considérerons comme précédemment une force visqueuse de constante λ , représentant les pertes par frottements.

$$M\ddot{w}(t) + \lambda\dot{w}(t) + F_p(t) = -Ma_{in}(t) \quad (II-26)$$

En revanche pour ce modèle, nous allons considérer une force de rappel F_p du ressort qui est composé d'une partie électrique et d'une partie mécanique. Pour déterminer son expression, nous allons utiliser les équations piézoélectriques à une dimension :

$$\begin{cases} T_3 = c_{33}S_3 - e_{33}E_3 \\ D_3 = e_{33}S_3 + \epsilon_{33}E_3 \end{cases} \quad (II-27)$$

Nous allons transformer ces équations pour introduire les grandeurs macroscopiques du modèle à partir des équations suivantes :

- La force appliquée par l'élément piézoélectrique est proportionnelle à la contrainte T_3 avec A l'aire du piézoélectrique : $F_p(t) = T_3(t)A$
- La tension sur les électrodes de l'élément piézoélectrique peut être reliée au champ électrique E_3 : $v(t) = E_3(t)h$
- La tension sur les électrodes peut aussi être reliée au déplacement électrique D_3 via la charge résistive appliquée R à l'aide du théorème de Gauss et de la loi d'Ohm :
 $Q(t) = \int D_3(t)dA = D_3(t)A$ et $\dot{Q}(t) = I(t) = \frac{v(t)}{R}$ d'où $v(t) = RAD_3(t)$
- La capacité piézoélectrique est décrite par l'équation suivante : $C = \epsilon_{33} \frac{A}{h}$
- Le déplacement de la masse sismique peut être exprimé à partir de la déformation de l'élément piézoélectrique : $w(t) = hS_3(t)$
- Les rigidités du ressort et du matériau sont reliées : $k_0 = c_{33} \frac{A}{h}$
- Enfin, nous pouvons introduire une constante α : $\alpha = e_{33} \frac{A}{h}$.

Le système d'équations piézoélectriques à une dimension peut donc être remplacé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} F_p(t) = k_0 w(t) - \alpha v(t) \\ v(t) = \alpha R \dot{w}(t) - CR \dot{v}(t) \end{cases} \quad (II-28)$$

Nous pouvons maintenant remplacer F_p par son expression dans l'équation du principe fondamental de la dynamique et obtenir le système d'équations décrivant le comportement de la structure :

$$\begin{cases} M\ddot{w}(t) + \lambda\dot{w}(t) + k_0 w(t) - \alpha v(t) = -Ma_{in}(t) \\ v(t) = \alpha R\dot{w}(t) - CR\dot{v}(t) \end{cases} \quad (II-29)$$

Nous pouvons normaliser le système d'équations avec les grandeurs suivantes :

- La pulsation de résonance $\omega_N = \sqrt{\frac{k_0}{M}} = \sqrt{\frac{c_{33}A}{Mh}}$
- Le coefficient d'amortissement mécanique ζ_m : $\zeta_m = \frac{\lambda}{2M\omega_N}$
- Le coefficient piézoélectrique d_{33} : $d_{33} = \frac{e_{33}}{c_{33}}$

Nous obtenons alors le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \ddot{w}(t) + 2\zeta_m \omega_N \dot{w}(t) + \omega_N^2 w(t) - \omega_N^2 d_{33} v(t) = -a_{in}(t) \\ v(t) = MRd_{33}\omega_N^2 \dot{w}(t) - CR\dot{v}(t) \end{cases} \quad (II-30)$$

En combinant les deux équations du système ci-dessus pour des sollicitations harmoniques et en procédant à quelques factorisations, il est possible d'exprimer la puissance récupérée sous la forme suivante avec r la résistance réduite, Ω la pulsation réduite et k_e le coefficient de couplage électromécanique, qui sont trois grandeurs adimensionnelles :

$$\left| \frac{P_{out}}{A_{in}^2} \right| = \frac{M}{\omega_N} \frac{rk_e^2 \Omega^2}{(1 - (1 + 2\zeta_m r)\Omega^2)^2 + ((1 + k_e^2)r\Omega + 2\zeta_m \Omega - r\Omega^3)^2} \text{ avec } \begin{cases} r = \omega_N RC \\ \Omega = \omega/\omega_N \\ k_e^2 = \frac{e_{33}^2}{c_{33}\epsilon_{33}} \end{cases} \quad (II-31)$$

A partir de l'équation précédente, il est possible de trouver la résistance réduite optimale, c'est-à-dire qui permet de maximiser la puissance récupérée. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$r_{opt} = \frac{\Omega^4 + (4\zeta_m^2 - 2)\Omega^2 + 1}{\Omega^6 + (4\zeta_m^2 - 2(1 + k_e^2))\Omega^4 + (1 + k_e^2)^2 \Omega^2} \quad (II-32)$$

Nous pouvons remarquer qu'à la pulsation de résonance, la résistance optimale est proportionnelle à l'impédance de la capacité piézoélectrique, avec un coefficient de proportionnalité dépendant du coefficient de couplage et du facteur d'amortissement mécanique.

A partir de l'équation II-31 de la puissance récupérée, nous pouvons remarquer qu'à la résonance et sous résistance optimale, la puissance récupérée est proportionnelle à l'accélération au carrée, à la masse sismique et à l'inverse de la pulsation de résonance :

$$P_{\max} \propto \frac{MA_{in}^2}{\omega_N} \quad (II-33)$$

Nous retrouvons bien une puissance maximale proportionnelle à l'inverse de la pulsation de résonance, comme la puissance maximale qui a été considérée pour la figure de mérite de Marzencki. Ceci justifie pleinement la justesse de la figure de mérite proposée par Marzencki.

Il est possible de tracer la puissance récupérée en fonction de la pulsation réduite pour différentes résistances de charge (Figure II-13). Nous pouvons voir qu'un pic de puissance récupérée est observable à la fréquence de résonance sous résistance optimale. La résistance optimale correspond à la valeur pour laquelle la puissance est la plus importante à une fréquence donnée. Quand la résistance est réglée à sa valeur optimale pour chaque fréquence, nous pouvons noter l'existence d'un second pic de puissance maximale de même amplitude. Il s'agit de la fréquence d'antirésonance.

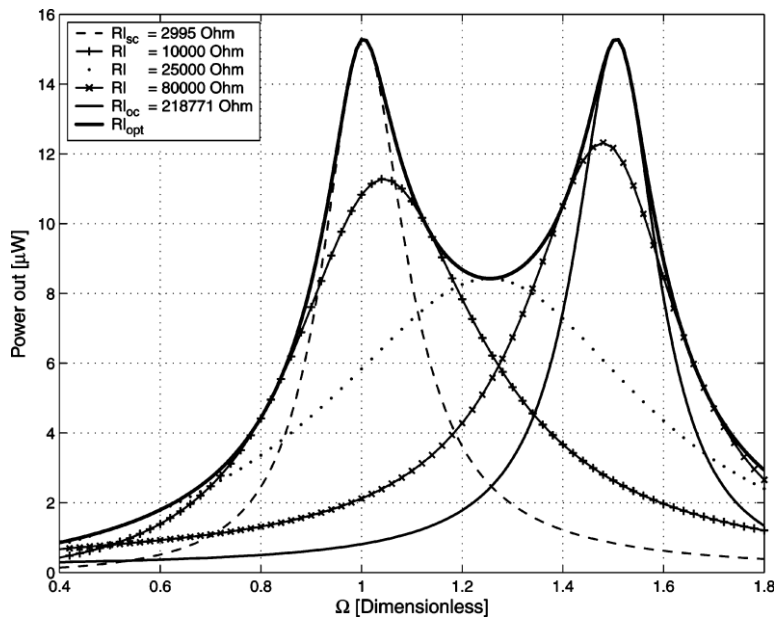


Figure II-13 : Puissance récupérée en fonction de la pulsation réduite pour différentes résistances et pour la résistance optimale quelle que soit la fréquence [II-18].

La valeur de la résistance optimale est une donnée importante pour les générateurs piézoélectriques. Si cette valeur ne peut pas être atteinte en pratique, notre générateur ne pourra pas fonctionner le plus efficacement possible. La résistance de charge influe aussi sur

la tension de sortie. Cette tension ne doit pas être trop petite, car sinon elle ne pourra pas être gérée par le circuit de gestion de l'énergie. La résistance de charge vue par le générateur piézoélectrique sera imposée par le circuit de gestion de l'énergie placé après le générateur.

II.3.2 Comparaison des résultats publiés pour les générateurs piézoélectriques

Nous allons maintenant comparer les résultats obtenus pour différents générateurs, et nous les caractériserons avec les différents critères de comparaison définis dans le paragraphe précédent.

La plupart des générateurs présentés ici sont des poutres encastrées libres, excepté un générateur qui se distingue des autres d'un point de vue géométrique, il s'agit d'un générateur avec des bras en serpentin [II-19], qui est de plus hybride, avec deux types de récupérateurs d'énergie, piézoélectrique et électromagnétique. Au niveau des couches piézoélectriques, certains générateurs sont bimorphes ([II-20], [II-21], [II-22], [II-23], [II-24]), c'est-à-dire qu'il ont deux couches de matériaux piézoélectriques de part et d'autre de l'axe neutre comme sur la Figure II-14, ou de part et d'autre d'un autre matériau comme le silicium. Dans ce cas qui correspond à un montage série, les deux couches de matériaux piézoélectriques sont polarisées de façon opposée, de manière à ce que les tensions des deux couches piézoélectriques s'additionnent.

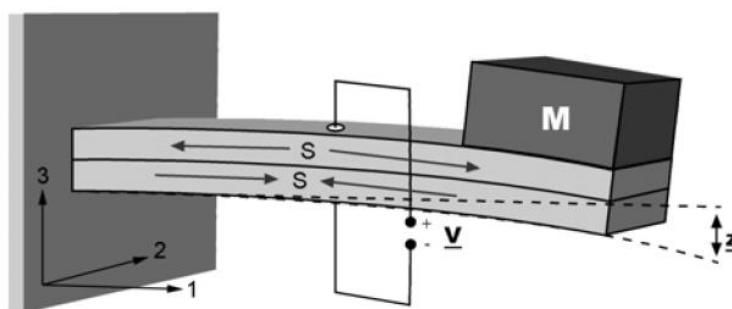


Figure II-14 : Poutre encastrée libre bimorphe piézoélectrique [II-21].

D'autres structures sont unimorphes ([II-25], [II-26], [II-27], [II-28], [II-29], [II-30], [II-31], [II-32], [II-33], [II-34], [II-35], [II-36], [II-37], [II-38]) , avec une seule couche de matériau piézoélectrique déposée sur un autre matériau, ou encore à trois couches de matériaux piézoélectrique ([II-39], [II-40]). Tous ces générateurs utilisent le mode de transduction 31 pour fonctionner. D'autres générateurs utilisent le mode 33, avec des électrodes inter digitées ([II-41], [II-42]).

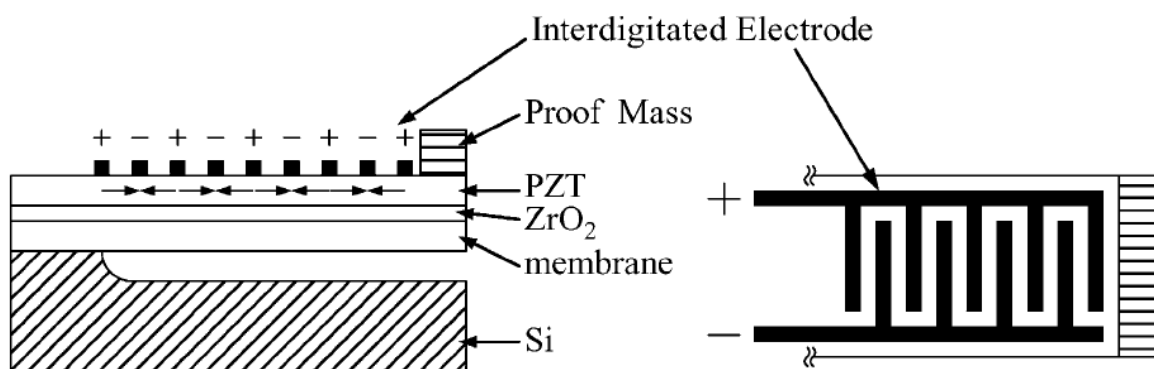


Figure II-15 : Poutre encastrée libre avec électrodes interdigitées [II-41].

Pour pouvoir utiliser le matériau piézoélectrique dans son mode 33, ce qui présente l'avantage d'avoir une transduction plus efficace, il est nécessaire de polariser le matériau piézoélectrique entre les différents doigts des électrodes +/- sur la figure, dans le sens de la longueur. Le procédé de fabrication et de polarisation est ainsi complexifié, mais la transduction est plus efficace, puisque les coefficients piézoélectriques sont plus élevés dans le mode 33 que dans le mode 31.

Dai [II-43] propose une transduction magnétoélectrique originale : le système est composé d'une couche piézoélectrique entouré de 2 couches composites magnétostrictives, et d'aimants qui créent un circuit magnétique. Lorsque la poutre se déplace grâce aux vibrations, les matériaux magnétostrictifs se déforment du fait des variations de champs dans le circuit magnétique, et introduisent des contraintes dans la couche piézoélectrique, ce qui crée alors de l'énergie électrique.

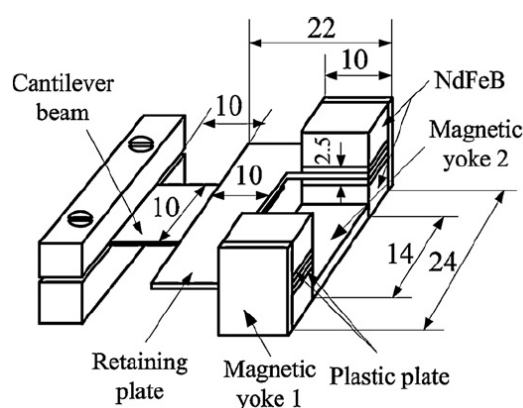


Figure II-16 : Générateur avec couplage magnétoélectrique [II-43].

Enfin, nous pouvons citer un dispositif qui est commercialisé par la société Mide [II-44]. Ce dispositif a un volume de 40cm^3 , et permet de générer jusqu'à 33mW .

Nous avons regroupé les résultats publiés dans la littérature dans le Tableau II-5. Ce tableau nous permettra de comparer le type de matériau piézoélectrique, le volume et la masse des différents générateurs, les paramètres des vibrations considérés (accélération et fréquence), la

puissance récupérée, la densité de puissance, et enfin les deux figures de mérite citées ci-dessus. Les différents résultats sont classés par année de publication, de 2001 à 2010.

Le volume considéré est celui de la cage nécessaire au générateur, et non la somme des volumes de la poutre et de la masse, comme cela est représenté sur la Figure II-17. L'idéal serait de prendre en compte le volume nécessaire au fonctionnement du générateur, en tenant compte du déplacement de la masse sismique. Cette donnée est rarement fournie dans les publications, et c'est pourquoi nous nous limiterons à un calcul plus simple du volume.

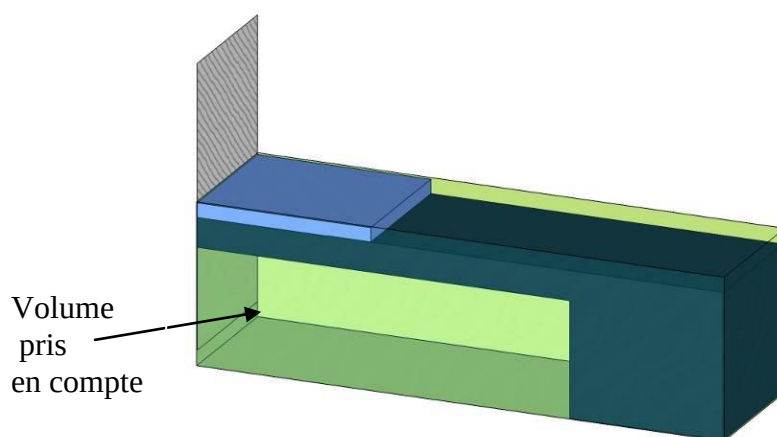


Figure II-17 : Volume de microgénérateur pris en compte

Nous pouvons remarquer qu'en général le matériau piézoélectrique utilisé est le PZT. Cependant, deux générateurs utilisent de l'AlN ([II-28], [II-29]), avec des résultats intéressants avec notamment des figures de mérite importantes pour le générateur de Marzencki développé dans notre équipe.

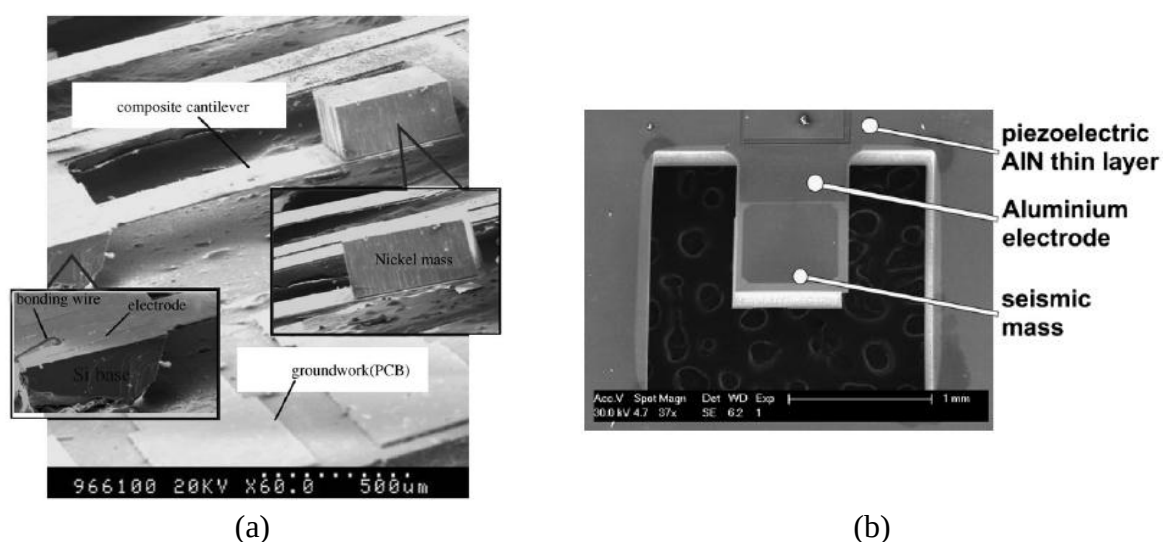


Figure II-18 : Images au microscope électronique des dispositifs de
 (a) Fang [II-26] et (b) Marzencki [II-28].

Des monocristaux de type PMN-PT et PZN-PT ont aussi été testés ([II-23], [II-24], [II-34]). Des polymères en couche mince (polyurea) ont aussi été testés, avec des résultats qui semblent cependant assez peu probants.

Dernièrement, trois structures présentent des résultats très intéressants d'un point de vue figure de mérite : les dispositifs de Harigai [II-35], de Kanno [II-36] et de Isarakorn [II-38]. Il s'agit dans les trois cas de poutres encastées libres sans masse sismique. Les performances de ces trois dispositifs viennent des matériaux piézoélectriques, qui présentent des performances très importantes. Dans le cas de Harigai [II-35], il a utilisé une couche de PZT fortement orienté suivant l'axe (001). Kanno [II-36] et Isarakorn [II-38] ont utilisés du PZT déposé par épitaxie. La structure de Kanno est d'autant plus remarquable qu'elle fonctionne de plus à basses fréquences (126 Hz). Il s'agit actuellement de la structure la plus performante.

Une structure nanométrique avec une grande densité de puissance a été proposée par Massaro [II-48]. Il s'agit d'anneaux de matériaux piézoélectriques (AlN). La structure, de plus d'être très originale, présente des performances élevées.

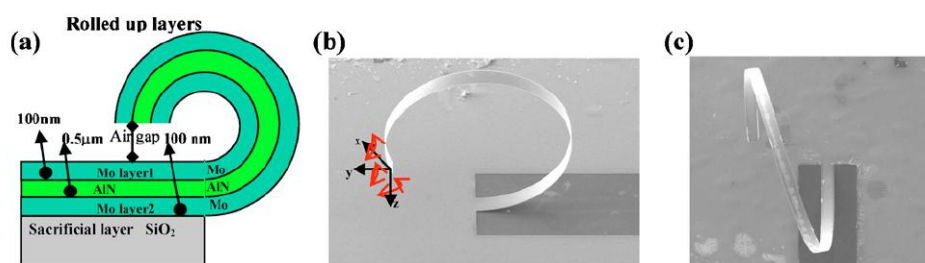


Figure II-19 : Microgénérateur nanométrique à base d'anneaux [II-48].

- 70 -

(17.7mJ.cm^{-3}) multipliée par la fréquence des vibrations, nous pouvons remarquer que nous sommes encore assez loin du maximum qu'il est possible d'obtenir. Des progrès restent donc possibles d'un point de vue de la conception des dispositifs.

Au niveau des deux figures de mérite qui ont été utilisées, nous pouvons remarquer qu'elles ne donnent pas forcément la même « valeur » à un générateur, mais que dans la plupart des cas, lorsqu'une des figures de mérite est importante, l'autre l'est aussi. Elles sont un bon indicateur de la performance d'un générateur par rapport à un autre.

Auteur	Référence	Piézoélectrique	Volume (cm^3)	Masse (g)	Accélération des vibrations (m.s^{-2})	Fréquence des vibrations (Hz)	Puissance récupérée (μW)	Densité de puissance ($\mu\text{W.cm}^{-3}$)	Figure de mérite Mitcheson (%)	Figure de Mérite Marzencki
White	[II-20]	PZT	0,125	0,8	2,3	80,1	2,1	17	0,24	1,6E+03
Roundy	[II-21]	PZT-140 μm	0,77	8,5	2,5	120	210	273	1,31	3,3E+04
Roundy	[II-21]	PZT-280 μm	0,775	9,2	2,5	120	380	490	2,35	5,9E+04
Sodano	[II-22]	PZT-250 μm	39		9,8	113	500	13	0,00	9,5E+01
Jeon	[II-41]	PZT-480nm	0,00135		106	13900	1	741	0,01	5,8E+03
Ferrari	[II-25]	PZT-500 μm	0,1875	82	8,829	41	0,27	1	0,01	4,8E+00
Fang	[II-26]	PZT-1,64 μm	0,00078	0,001602	9,81	606	2,16	2769	6,68	1,1E+05
Lefeuvre	[II-27]	PZT-300 μm	37,26		0.045N	57	300	8		
Mide	[II-44]	500 μm	40,296		17,658	80	33000	819	0,22	1,3E+03
Marzencki	[II-28]	AlN-2 μm	0,00084	0,001118	19,62	1580	0,8	952	0,43	2,5E+04
Khaligh	[II-19]	PZT_180 μm	274,4	83,2	4,7	2	6000	22	0,47	1,2E+01
Renaud	[II-29]	PZT-1 μm	poutre_7.5E-4	0,035	23	1800	40			
Renaud	[II-29]	AlN-750nm	poutre_2.25E-5	0,035	90	320	0,05			
Jeong	[II-23]	PMN-ZT-250 μm	poutre_0.73		0,1	120	500			
Kim	[II-30]	PZT-250 μm	3,75E-04	0,003	78,48	870	1,13	300	0,81	2,7E+03
Shen	[II-31]	PZT-1 μm	0,00165	0,001673	7,3575	184	0,4	242	2,00	5,2E+03
Muralt	[II-42]	PZT-2 μm			19,62	870	1,4			
Dai	[II-43]	PZT-1mm	2,23		9,81	51	1055	472	0,96	1,6E+03
Zhu	[II-32]	PZT-280 μm	1,4	16,7	2,2563	87	370	370	1,59	2,8E+04
Gong	[II-39]	PZT	0,57			25	113			
Kok	[II-40]	PZT-160 μm	0,027		50	400	42		0,34	1,6E+03
Shukla	[II-24]	PZN-PT-265 μm	4,95	0,4	9,81	110	1000	200	0,15	1,5E+03
Koyama	[II-33]	Polyurea-3 μm	0,009		31	196	0,014	2	0,00	2,0E+00
Ren	[II-34]	PMN-PT	poutre_0.078	0,5	100	60	4160			
Aktakka	[II-46]	PZT-13 μm	0,01211	0,0282	0,981	263	0,145	12	0,27	2,1E+04
Elrink	[II-47]	AlN-2 μm	0,0287		17,168	325	85	2962	2,29	2,1E+04
Harigai	[II-33]	PZT-3.6 μm	0,0016632		45	2450	100	60125	6,08	4,6E+05
Kanno	[II-36]	PZT-2.8 μm	0,0056		5	126	5,3	946	11,17	3,0E+04
Korla	[II-37]	PZT	10,8	5	888	50	625	58	0,00	2,3E-02
Massaro	[II-48]	AlN-0.5 μm			19,62	64	0,0013	30000		
Isarakorn	[II-38]	PZT-500nm	6,90E-04	0,000268	9,81	2300	13	18841	12,47	2,8E+06
Zhu	[II-45]	PZT-70 μm	13,912	3,5908	3,9	67	240	17	0,04	4,8E+02

Tableau II-5 : Comparaison des différents générateurs piézoélectriques publiés.

Il est intéressant de placer les données de ce tableau sur des graphes pour avoir une meilleure vue des performances des différents dispositifs. Nous avons commencé par faire une carte de l'emplacement des différents dispositifs suivant leur volume et leur fréquence de fonctionnement (Figure II-20). Au niveau des dispositifs macroscopiques, nous pouvons remarquer que tous les dispositifs travaillent à faible fréquence de fonctionnement, là où les vibrations ambiantes sont le plus présentes. Au niveau des dispositifs micro fabriqués, nous pouvons remarquer qu'il y a beaucoup moins de dispositifs fonctionnant sous les 200 Hz, là où le gisement de vibrations est le plus présent.

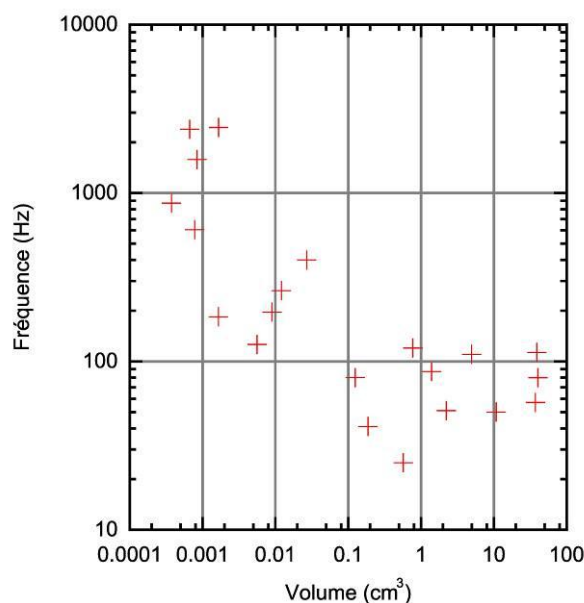


Figure II-20 : Carte des différents dispositifs suivant leur volume et leur fréquence de fonctionnement.

Nous pouvons aussi comparer les figures de mérite suivant la fréquence de résonance dans la gamme 0-1000Hz. Nous pouvons remarquer que quelques dispositifs se différencient, en particulier le dispositif de Kanno [II-36] à basses fréquences. Nous pouvons voir qu'à basses fréquences (en dessous de 200Hz), les autres dispositifs ont des figures de mérite qui restent assez faibles, en dessous de 2. Nous devons noter que la figure de mérite la plus importante vient du dispositif de Isarakorn [II-38], qui n'est pas représenté sur cette figure car il travaille à plus haute fréquence (2300Hz). Le dispositif est très performant, et il est dommage qu'il ne travaille pas à plus basses fréquences. Cependant, cela prouve la qualité du PZT épitaxié utilisé.

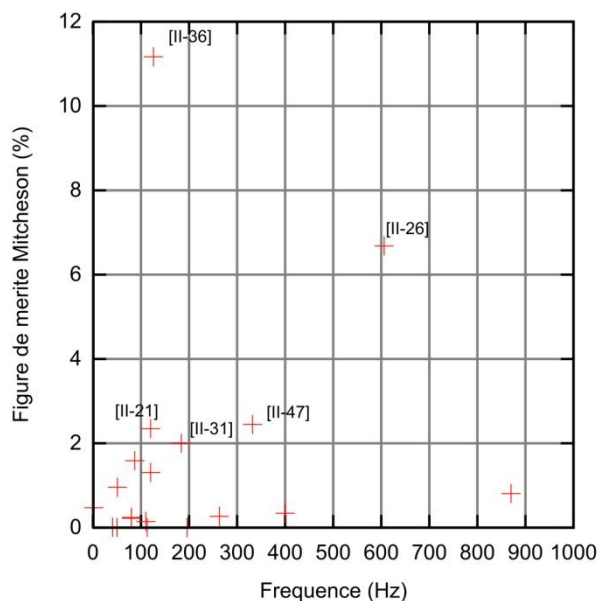


Figure II-21 : Carte des différents dispositifs suivant leur figure de mérite et leur fréquence de fonctionnement.

Pour pouvoir évaluer où nous en sommes dans un domaine, il est intéressant d'observer l'évolution du nombre de publications par année. Nous avons donc fait des recherches par année sur Science Direct et Ieeexplore avec comme mots clés piezoelectric ainsi que harvesting ou harvester. Les résultats sont présentés sur la Figure II-22, où nous pouvons suivre cette évolution année par année. Nous pouvons voir que globalement la tendance est à l'augmentation du nombre de publications depuis 2005. Que ce soit au niveau d'un moteur de recherche ou du nombre total de publications, le domaine n'observe pas de diminutions d'activité pour le moment.

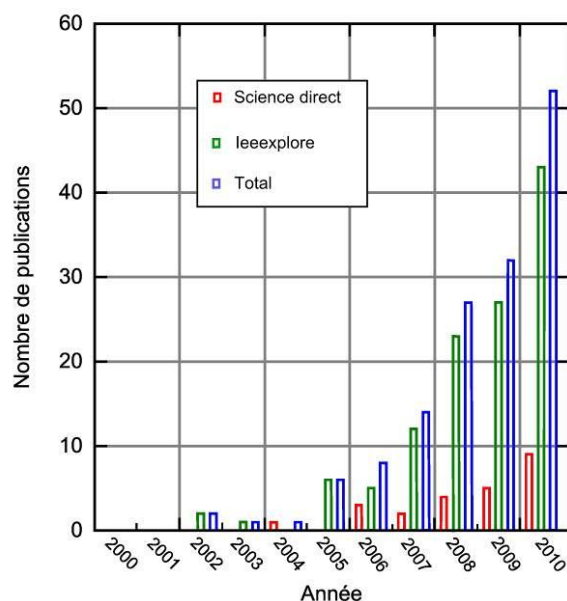


Figure II-22 : Nombre de publications par année trouvées sur Science Direct ou Ieeexplore avec les mots clés piezoelectric et harvesting ou harvester.

II.4 Conclusion

Les recherches bibliographiques présentées dans ce chapitre permettent de se rendre compte de ce qui a été fait dans le domaine, des performances des différents systèmes, mais surtout de ce qu'il reste à faire. Des voies restent à explorer, tant au niveau de la conception que de la fabrication des dispositifs. Tout d'abord, pour les générateurs microfabriqués présentés, la plupart sont réalisés avec du PZT, qui a un procédé de fabrication qui n'est pas compatible avec les filières CMOS, et qui rendra difficile la fabrication des dispositifs par lot. L'idéal est d'avoir des microgénérateurs fabriqués avec un procédé compatible, comme il est possible de le faire avec un matériau piézoélectrique de type AlN. De plus, pour les générateurs micro-fabriqués, la plupart des générateurs produits ne fonctionnent pas sur la bande de fréquence où les vibrations sont les plus présentes (en dessous de 200Hz), ce qui est nécessaire pour que les microgénérateurs puissent récupérer le maximum d'énergie possible.

Cet état de l'art nous permet de définir un premier objectif pour cette thèse : concevoir, fabriquer et caractériser un dispositif fonctionnant à 200Hz. Nous nous sommes fixés la fréquence de 200Hz car c'est la limite haute du domaine où les vibrations sont les plus présentes. Le dispositif conçu sera miniature, pour qu'il soit facilement intégrable. Il sera donc nécessaire de le fabriquer en salle blanche, ce qui sera fait localement et ne sera pas sous-traité. Pour que dans le futur les microgénérateurs puissent être utilisés sur la même puce qu'un circuit électronique, nous développerons un procédé de fabrication compatible CMOS. Il est de plus nécessaire que ces dispositifs aient une figure de mérite importante, ce qui est une traduction de leur efficacité. Nous chercherons à avoir les figures de mérite les plus importantes pour la gamme de fréquence visée. Dans le chapitre III, des résultats concernant la conception, la fabrication et la caractérisation d'un microgénérateur ayant ces caractéristiques seront présentées.

Une autre problématique non traitée jusqu'ici est l'adaptabilité en fréquence des microgénérateurs. Imaginons que nous souhaitons récupérer de l'énergie vibratoire sur un système réel. Nous avons vu dans le chapitre I que dans la plupart des systèmes, le spectre de vibrations correspond à un spectre de raies. Pour que le récupérateur d'énergie fonctionne efficacement, il sera nécessaire que sa fréquence de résonance coïncide avec la fréquence d'une raie de vibrations. Or, avec les procédés de fabrication actuels et les variations sur les propriétés des matériaux, il est difficile d'avoir une fréquence de résonance très précise des microgénérateurs. De plus la fréquence des vibrations peut varier suivant les systèmes, ce qui nous impose d'avoir un microgénérateur qui s'adapte aux vibrations. Ce sera le second objectif de cette thèse, à savoir trouver une méthode efficace et passive d'adaptation en fréquence. Cela sera le sujet d'étude du chapitre IV. Nous ferons un état de l'art de systèmes adaptatifs déjà existants, et nous proposerons une nouvelle méthode, théoriquement et expérimentalement.

Bibliographie Chapitre II

- [II-1] D. Fang and C. Li, "Nonlinear electric-mechanical behavior of a soft PZT-51 ferroelectric ceramic," *Journal of Materials Science*, vol. 16, p. 4001, 1999.
- [II-2] G. Poulin, "Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades," Ph.D. dissertation, Université Paris XI Orsay, 2004.
- [II-3] Bechmann, "Elastic and piezoelectric constants of alpha-Quartz," *Physical Review*, vol. 110, p. 1060, 1958.
- [II-4] A. I. Ltd, Tech. Rep. Available: <http://americanpiezo.com>
- [II-5] F. Martin, P. Muralt, M.-A. Dubois, and A. Pezous, "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, no. 2, pp. 361–365, 2004.
- [II-6] I. Kobiakov, "Elastic, piezoelectric and dielectric properties of zno and cds single crystals in a wide range of temperatures," *Solid State Communications*, vol. 35, no. 3, pp. 305–310, Jul. 1980.
- [II-7] M. Kärki, Kiiski and Leikkala, "A pvdF sensor with printed electrodes for normal and shear stress measurements en sole," *XIX IMEKO World Congress*, 2009.
- [II-8] S. Priya, "Criterion for material selection in design of bulk piezoelectric energy harvesters," , *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 57, no. 12, pp. 2610 – 2612, 2010.
- [II-9] M. Marzencki, "Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes," Ph.D. dissertation, Université Joseph Fourier, 2007.
- [II-10] F. Calame and P. Muralt, "Growth and properties of gradient free sol-gel lead zirconate titanate thin films," *Applied Physics Letters*, vol. 90, no. 6, p. 062907, 2007.
- [II-11] N. Ben Hassine, D. Mercier, P. Renaux, C. Chappaz, S. Basrour, and E. Defay, "Linear variation of aluminum nitride capacitance versus voltage induced by a piezoelectric-electrostrictive coupling," *Journal of Applied Physics*, vol. 104, no. 3, pp. 034110–034110–4, aug 2008.
- [II-12] A. Volatier, G. Caruyer, D. Tanon, P. Ancey, E. Defay, and B. Dubus, "UHF/VHF resonators using lamb waves co-integrated with bulk acoustic wave resonators," in *Ultrasonics Symposium, 2005 IEEE*, vol. 2, sept. 2005, pp. 902 – 905.
- [II-13] A. Volatier, E. Defay, A. N'hari, J. Carpentier, P. Ancey, and B. Dubus, "Design, elaboration and characterization of coupled resonator filters for WCDMA applications," in *Ultrasonics Symposium, 2006. IEEE*, oct. 2006, pp. 829 –832.
- [II-14] P. Mitcheson, E. Yeatman, G. Rao, A. Holmes, and T. Green, "Energy harvesting from human and machine motion for wireless electronic devices," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 9, pp. 1457 –1486, sept. 2008.
- [II-15] C. B. Williams and R. B. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 52, no. 1-3, pp. 8–11, 1996.
- [II-16] Basset, Galayko, M. Paracha, Marty, Dudka, and Bourouina, "A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester," *Journal of micromechanics and microengineering*, vol. 19, p. 115025, 2009.
- [II-17] A. Erturk and D. J. Inman, "Issues in mathematical modeling of piezoelectric energy harvesters," *Smart Materials and Structures*, vol. 17, no. 6, p. 065016, 2008.
- [II-18] N. E. Dutoit, B. L. Wardle, and S.-G. Kim, "Design considerations for mems-scale piezoelectric mechanical vibration energy harvesters," *Integrated Ferroelectrics: An International Journal*, vol. 71, no. 1, pp. 121–160, 2005.
- [II-19] A. Khaligh, P. Zeng, X. Wu, and Y. Xu, "A hybrid energy scavenging topology for human-powered mobile electronics," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008.*, nov. 2008, pp. 448 –453.
- [II-20] N. M. White, P. Glynn-Jones, and S. P. Beeby, "A novel thick-film piezoelectric micro-generator," *Smart Materials and Structures*, vol. 10, no. 4, p. 850, 2001.
- [II-21] Roundy and Wright, "A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics," *Smart Materials and Structures*, vol. 13, pp. 1131–1142, 2004.

- [II-22] P. Sodano and Inman, "Estimation of electric charge output for piezoelectric energy harvesting," *Strain*, vol. 40, pp. 49–58, 2004.
- [II-23] S.-J. Jeong, M.-S. Kim, J.-S. Song, and H. kyung Lee, "Two-layered piezoelectric bender device for micro-power generator," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 148, no. 1, pp. 158 – 167, 2008.
- [II-24] R. Shukla, L. Lim, and P. Gandhi, "Piezoelectric single crystal power generator for low frequency vibrating machines and structures," in *18th IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, ISAF 2009.*, aug. 2009, pp. 1 –6.
- [II-25] M. Ferrari, V. Ferrari, D. Marioli, and A. Taroni, "Modeling, fabrication and performance measurements of a piezoelectric energy converter for power harvesting in autonomous microsystems," in *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC 2005.*, vol. 3, may 2005, pp. 1862 –1866.
- [II-26] H.-B. Fang, J.-Q. Liu, Z.-Y. Xu, L. Dong, L. Wang, D. Chen, B.-C. Cai, and Y. Liu, "Fabrication and performance of mems-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting," *Microelectronics Journal*, vol. 37, no. 11, pp. 1280 – 1284, 2006.
- [II-27] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, and D. Guyomar, "A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 126, no. 2, pp. 405 – 416, 2006.
- [II-28] M. Marzencki, Y. Ammar, and S. Basrour, "Integrated power harvesting system including a mems generator and a power management circuit," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145-146, pp. 363–370, 2008.
- [II-29] M. Renaud, K. Karakaya, T. Sterken, P. Fiorini, C. V. Hoof, and R. Puers, "Fabrication, modelling and characterization of mems piezoelectric vibration harvesters," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145-146, pp. 380 – 386, 2008.
- [II-30] H. Kim, V. Bedekar, R. Islam, W. ho Lee, D. Leo, and S. Priya, "Laser-machined piezoelectric cantilevers for mechanical energy harvesting," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.*, vol. 55, no. 9, pp. 1900 –1905, september 2008.
- [II-31] D. Shen, J.-H. Park, J. H. Noh, S.-Y. Choe, S.-H. Kim, H. C. W. III, and D.-J. Kim, "Micromachined pzt cantilever based on soi structure for low frequency vibration energy harvesting," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 154, no. 1, pp. 103 – 108, 2009.
- [II-32] M. Zhu and E. Worthington, "Design and testing of piezoelectric energy harvesting devices for generation of higher electric power for wireless sensor networks," in *IEEE Sensors*, oct. 2009, pp. 699 –702.
- [II-33] D. Koyama and K. Nakamura, "Electric power generation using vibration of a polyurea piezoelectric thin film," *Applied Acoustics*, vol. 71, no. 5, pp. 439 – 445, 2010.
- [II-34] B. Ren, S. W. Or, Y. Zhang, Q. Zhang, X. Li, J. Jiao, W. Wang, D. Liu, X. Zhao, and H. Luo, "Piezoelectric energy harvesting using shear mode $0.71\text{Pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})\text{O}_3$ – 0.29PbTiO_3 single crystal cantilever," *Applied Physics Letters*, vol. 96, no. 8, p. 083502, 2010.
- [II-35] T. Harigai, H. Adachi, and E. Fujii, "Vibration energy harvesting using highly (001)-oriented $\text{Pb}(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$ thin film," *Journal of Applied Physics*, vol. 107, no. 9, pp. 096101 –096101–3, May 2010.
- [II-36] I. Kanno, K. Morimoto, R. Yokokawa, K. Wasa, H. Kotera, N. Yamauchi, J. Ogawa, T. Matsushima, and K. Aizawa, "High efficiency energy harvester of transferred epitaxial PZT films on stainless steel sheets," in *IEEE 23rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, , 2010, pp. 152 –155.
- [II-37] S. Korla, R. Leon, I. Tansel, A. Yenilmez, A. Yapici, and M. Demetgul, "Design and testing of an efficient and compact piezoelectric energy harvester," *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 265 – 270, 2011.
- [II-38] D. Isarakorn, D. Briand, P. Janphuang, A. Sambri, S. Gariglio, J.-M. Triscone, F. Guy, J. W. Reiner, C. H. Ahn, and N. F. de Rooij, "The realization and performance of vibration energy harvesting mems devices based on an epitaxial piezoelectric thin film," *Smart Materials and Structures*, vol. 20, no. 2, p. 025015, 2011.
- [II-39] L. jiao Gong, X. Shen, and J. quan Li, "Experimental investigation of energy harvesting from triple-layer piezoelectric bender," in *18th IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, ISAF 2009.*, aug. 2009, pp. 1 –6.

- [II-40] S. L. Kok, N. M. White, and N. R. Harris, "Free-standing thick-film piezoelectric multimorph cantilevers for energy harvesting," in *2009 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, sept. 2009, pp. 1977 –1980.
- [II-41] Y. Jeon, R. Sood, J. h. Jeong, and S.-G. Kim, "Mems power generator with transverse mode thin film pzt," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 122, no. 1, pp. 16 – 22, 2005.
- [II-42] P. Muralt, M. Marzencki, B. Belgacem, F. Calame, and S. Basrour, "Vibration energy harvesting with PZT micro device," *Procedia Chemistry, Proceedings of the Eurosensors XXIII conference*, vol. 1, no. 1, pp. 1191 – 1194, 2009.
- [II-43] X. Dai, Y. Wen, P. Li, J. Yang, and G. Zhang, "Modeling, characterization and fabrication of vibration energy harvester using Terfenol-d/PZT/Terfenol-d composite transducer," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 156, no. 2, pp. 350 – 358, 2009.
- [II-44] Mide, "Peh20w datasheet," Tech. Rep. [Online]. Available: <http://www.mide.com/products/vulture/peh20w.php>
- [II-45] D. Zhu, S. P. Beeby, M. J. Tudor, and N. R. Harris, "A credit card sized self-powered smart sensor node," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 169, no. 2, pp. 317 – 325, 2011, Selected Papers from the 5th Asia-Pacific Conference on Transducers and Micro-Nano Technology.
- [II-46] E. Aktakka, R. Peterson, and K. Najafi, "A cmos-compatible piezoelectric vibration energy scavenger based on the integration of bulk PZT films on silicon," in , *2010 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, pp. 31.5.1 –31.5.4.
- [II-47] R. Elfrink, M. Renaud, T. M. Kamel, C. de Nooijer, M. Jambunathan, M. Goedbloed, D. Hohlfeld, S. Matova, V. Pop, L. Caballero, and R. van Schaijk, "Vacuum-packaged piezoelectric vibration energy harvesters: damping contributions and autonomy for a wireless sensor system," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 10, p. 104001, 2010.
- [II-48] A. Massaro, S. De Guido, I. Ingrosso, R. Cingolani, M. De Vittorio, M. Cori, A. Bertacchini, L. Larcher, and A. Passaseo, "Freestanding piezoelectric rings for high efficiency energy harvesting at low frequency," *Applied Physics Letters*, vol. 98, no. 5, pp. 053502 –053502–3, Jan. 2011.

Chapitre III. Microgénérateurs piézoélectriques basses fréquences

Chapitre III. Microgénérateurs piézoélectriques basses fréquences	79 -
<i>III.1 Introduction</i>	80 -
<i>III.2 Conception</i>	80 -
III.2.1 Principe de conception.....	80 -
III.2.2 Modèle utilisé pour les simulations par éléments finis.....	81 -
III.2.3 Dimensionnement de la couche piézoélectrique.....	83 -
III.2.4 Dimensionnement de la poutre et de la masse sismique.....	85 -
III.2.5 Réduction des contraintes.....	88 -
III.2.6 Bilan des structures à fabriquer.....	92 -
<i>III.3 Fabrication</i>	93 -
III.3.1 Procédé de fabrication.....	93 -
III.3.2 Masques de photolithographie.....	98 -
III.3.3 Découpe.....	100 -
III.3.4 Résultats de fabrication.....	101 -
<i>III.4 Caractérisation</i>	105 -
III.4.1 Banc de caractérisation.....	105 -
III.4.2 Poutres encastrées libres simples.....	114 -
III.4.3 Poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales.....	119 -
III.4.4 Couplage électromécanique.....	124 -
III.4.5 Mesures sous vide.....	124 -
<i>III.5 Analyse des résultats expérimentaux</i>	128 -
III.5.1 Comparaison avec la littérature.....	128 -
III.5.2 Comportements non linéaires des poutres encastrées libres.....	130 -
<i>III.6 Conclusion</i>	135 -
<i>Bibliographie Chapitre III</i>	137 -

III.1 Introduction

Dans le cadre d'un projet de l'agence nationale pour la recherche (ANR) nommé SESAM (Smart multi-source Energy Scavenger for Autonomous Microsystems), nous avons pour objectif de concevoir et fabriquer des générateurs piézoélectriques pour un cahier des charges bien précis : une fréquence de 200Hz et une accélération de 0.25g pour les vibrations considérées. Nous avons pu voir dans le chapitre II que ce cahier des charges correspond à un défi intéressant. Nous nous sommes focalisés sur des dispositifs de petite taille, micro fabriqués, malgré la faible fréquence de résonance.

Dans une première partie, nous expliquerons nos choix et nos méthodes de conception. Les différentes structures choisies seront présentées, avec les différents objectifs d'étude suivant les structures.

Dans une seconde partie, nous nous intéresserons à la fabrication de ces dispositifs. Le procédé de fabrication des dispositifs a été développé conjointement avec Marjolaine Allain, ingénieur de recherche dans le groupe MNS du laboratoire TIMA. Cette fabrication a été réalisée à l'aide des moyens technologiques locaux de la Plateforme Technologie Amont (PTA).

Dans une troisième partie nous nous focaliserons cette fois sur les caractérisations des dispositifs obtenus. Nous présenterons tout d'abord le banc de caractérisation utilisé et ses caractéristiques. Ensuite, nous détaillerons les résultats obtenus pour les différents types de dispositifs. Nous nous intéresserons notamment aux différentes mesures sous vide que nous avons effectuées.

Enfin, dans une dernière partie, nous comparerons les résultats obtenus avec nos dispositifs avec ceux de la littérature, et nous finirons ce chapitre en analysant les phénomènes non linéaires observés.

III.2 Conception

Dans cette partie vont être détaillés les différents choix qui ont été faits au niveau de la conception des générateurs. Nous détaillerons les différentes dimensions que nous avons eues à choisir et les raisons de nos choix. Enfin, nous ferons un bilan des structures que nous envisageons de fabriquer.

III.2.1 Principe de conception

Pour avoir un générateur avec une fréquence de résonance de 200Hz, nous avons choisi d'avoir comme structure une poutre encastree libre. Nous avons pu voir dans le chapitre précédent qu'il s'agit de la structure utilisée la plus courante pour un microgénérateur. Nous avons choisi de nous limiter à ce type de structure car il s'agira de notre premier essai de fabrication, et les générateurs produits par notre procédé de fabrication seront facilement comparables avec la littérature.

Pour chaque générateur que nous souhaitons fabriquer, certaines dimensions sont imposées, et d'autres sont à choisir. Les épaisseurs de la masse sismique, de la poutre et de la couche piézoélectrique sont imposées par la plaque de départ que nous utiliserons. Notre procédé de fabrication a été développé pour des plaques de silicium SOI (Silicon On Insulator). L'intérêt d'utiliser ce type de plaque sera expliqué dans la partie fabrication. L'épaisseur de la masse sismique est imposée par l'épaisseur de silicium inférieur du wafer SOI et sera de 500µm. Cette valeur a été choisie du fait de limitations technologiques lors de l'étape de gravure

profonde de la masse sismique. L'épaisseur de la poutre en silicium est imposée par la couche supérieure de silicium du wafer SOI et sera de $12\ \mu\text{m}$. Nous avons eu assez peu de choix sur cette valeur, puisque les autres wafers SOI disponibles étaient soit très fins ($<3\ \mu\text{m}$) ou très épais ($>30\ \mu\text{m}$). La couche de matériau piézoélectrique sera de $2\ \mu\text{m}$ d'AlN. L'épaisseur de cette couche est fixée par le dépôt de matériau piézoélectrique sur la plaque de SOI. Nous expliquerons ce choix dans les parties suivantes. Il nous reste ensuite à fixer les dimensions en longueur et en largeur de la structure : la longueur L_m et la largeur W_m de la masse sismique, la longueur L_b et la largeur W_b de la poutre, et la longueur L_p de la couche piézoélectrique. Ces différentes dimensions sont représentées sur la Figure III-1.

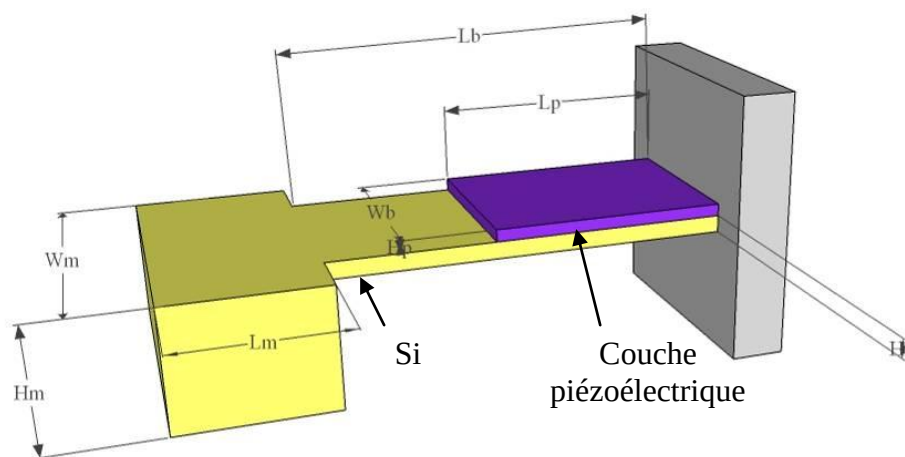


Figure III-1 : Dimensions à déterminer pour une poutre encastree libre.

Les poutres encastrees libres seront dimensionnées pour récupérer un maximum de puissance à une fréquence de 200Hz et pour une accélération de $0.25g$. Nous devons cependant tenir compte des contraintes appliquées à la poutre : en effet plus ces contraintes sont importantes, plus la puissance récupérée est importante, mais au détriment de la fiabilité. Un juste milieu est à trouver dans le dimensionnement.

Dans les paragraphes suivants, nous nous intéresserons tout d'abord à l'optimisation des dimensions de la couche piézoélectrique, pour ensuite pouvoir faire des choix sur les dimensions de la poutre et de la masse sismique.

III.2.2 Modèle utilisé pour les simulations par éléments finis

Pour concevoir les microgénérateurs, nous avons beaucoup utilisé de simulations par éléments finis sous AnsysTM. Dans cette partie, quelques informations seront données sur les modèles utilisés. Pour avoir plus d'informations, les propriétés des matériaux utilisés lors des simulations seront explicitées en annexe A, et un script de simulations sera commenté en annexe B.

Pour pouvoir simuler une structure, il est nécessaire de la mailler. Pour cela, nous avons utilisé trois types d'éléments différents :

- mesh200, qui est un élément de surface servant à construire la structure
- solid186, qui est un élément purement mécanique servant à mailler les parties de la structure en silicium

- solid226, qui est un élément qui permet de coupler les champs, et qui a donc permis de définir le matériau piézoélectrique.

La structure géométrique a été construite par extrusion : une surface est définie puis maillée avec mesh200. Cette surface est alors extrudée pour créer un volume avec un des deux éléments volumiques. L'élément solid226 est uniquement utilisé pour la couche piézoélectrique. Les deux éléments solid186 et solid226 ont des propriétés différentes mais des géométries compatibles. En effet, lorsque deux volumes se touchent, pour qu'ils soient collés il est nécessaire que les positions des nœuds des éléments des deux surfaces de contact soient identiques. Il est pour cela nécessaire que les éléments utilisés pour les deux surfaces, s'ils sont différents, aient des géométries compatibles.

Nous pouvons voir une poutre encastrée libre simple maillée sur la Figure III-2. Nous pouvons remarquer que le maillage n'est pas régulier sur toute la structure. Le maillage est plus fin dans les zones où l'on a le plus de variation des contraintes, c'est-à-dire sur la poutre et son épaisseur, et plus large sur le volume de la masse sismique, là où les variables physiques varient moins fortement. Cela permet de réduire le temps de calcul.

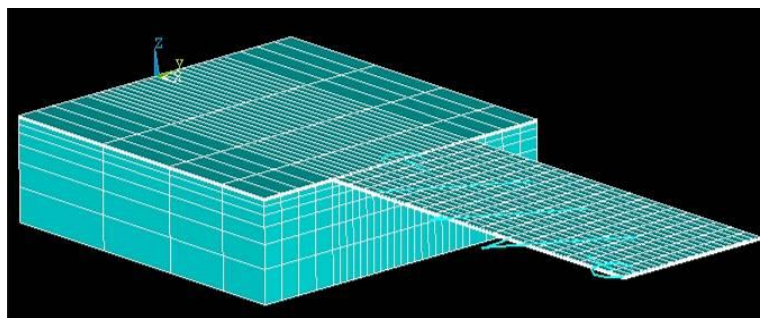


Figure III-2 : Une poutre encastrée libre simple (PELS) maillée pour les simulations par éléments finis sous ANSYSTM.

Nous pouvons voir un exemple de poutre encastrée libre courbée sur la Figure III-3. Nous pouvons remarquer que pour mailler une structure courbée, les éléments utilisés pour la partie courbée de la poutre ne sont plus cubiques mais déformés pour suivre de façon plus précise la géométrie de la structure. Les éléments de la poutre n'ont donc plus tous la même forme ni la même taille.

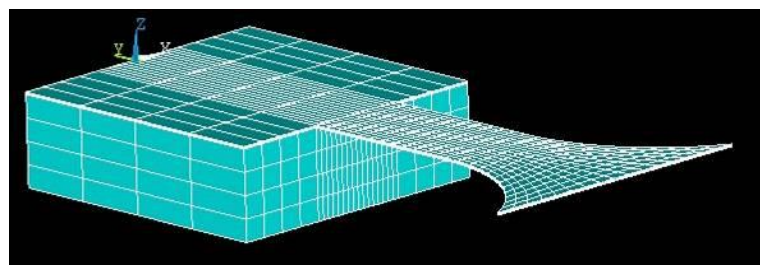


Figure III-3 : Une poutre encastrée libre courbée (PELC) maillée.

Une fois la structure définie, différentes analyses peuvent être effectuées sur la structure suivant l'utilisation que l'on souhaite en faire : statiques, modales ou harmoniques. Nous avons dans notre cas principalement utilisé des simulations modales et harmoniques puisque nos structures vibrent.

Pour les simulations harmoniques, il est nécessaire de définir une valeur d'amortissement pour notre structure. Cette valeur a été fixée à 0,0016 à partir des mesures qui ont été effectuées sur les structures de Marzencki, qui étaient du même type que les nôtres.

III.2.3 Dimensionnement de la couche piézoélectrique

III.2.3.1 Epaisseur de la couche piézoélectrique

Nous avons commencé par nous intéresser au choix de l'épaisseur de la couche piézoélectrique par rapport à l'épaisseur de silicium de la poutre. Tout d'abord, nous avons pu voir dans le chapitre II que dans le cas d'une poutre en flexion, une partie de l'épaisseur de la poutre est en compression, une autre partie de l'épaisseur est en elongation, de part et d'autre de l'axe neutre. Les contraintes sont donc de signes opposés suivant leur position en hauteur dans la poutre. La couche de matériau piézoélectrique ne sera donc placée que d'un côté de l'axe neutre, de façon à récupérer des contraintes du même signe. Nous ne pouvons de toute façon pas faire autrement en technologie silicium. Si nous plaçons du matériau piézoélectrique sur toute l'épaisseur supérieure à l'axe neutre, nous récupérerons donc le maximum de contraintes possible via la couche piézoélectrique, et nous optimisons donc le couplage électromécanique. Cependant nous n'optimisons pas l'efficacité globale du générateur. En effet, les matériaux piézoélectriques ont des facteurs de qualité bien moins importants que le silicium, et augmenter l'épaisseur du matériau piézoélectrique va diminuer le facteur de qualité mécanique de la structure. En diminuant le facteur de qualité mécanique de la structure, le couplage mécano-mécanique entre la source de vibrations et la structure résonante est moins bon, ce qui diminue l'énergie récupérée. Pour optimiser le couplage mécano-mécanique, il faut avoir la couche piézoélectrique la plus fine possible. Pour optimiser le couplage électromécanique et récupérer toutes les charges électriques au-dessus de l'axe neutre, il faut avoir une couche piézoélectrique sur toute l'épaisseur au-dessus de l'axe neutre. L'optimum de l'efficacité de la structure se trouve donc entre ces deux valeurs d'épaisseur de couche piézoélectrique.

Un autre paramètre important pour le choix de l'épaisseur de la couche piézoélectrique est la valeur de la tension aux bornes du matériau piézoélectrique. Plus le couplage électromécanique sera important, plus la valeur de tension sera importante. La valeur de la tension de sortie du piézoélectrique est un paramètre important car si elle est trop petite, l'énergie récupérée ne pourra pas être utilisée puisqu'elle ne pourra pas être conditionnée par l'étage d'électronique de gestion de la puissance.

Nous avons fait des simulations par éléments finis d'une structure ayant une fréquence de résonance autour de 200Hz pour différentes épaisseurs de couche piézoélectrique, dont nous pouvons voir les résultats sur la Figure III-4. L'épaisseur de la poutre en silicium considérée est de 10 μ m, car c'est l'épaisseur que nous devions avoir à l'origine. Nous avons finalement dû travailler sur des poutres avec 12 μ m de silicium.

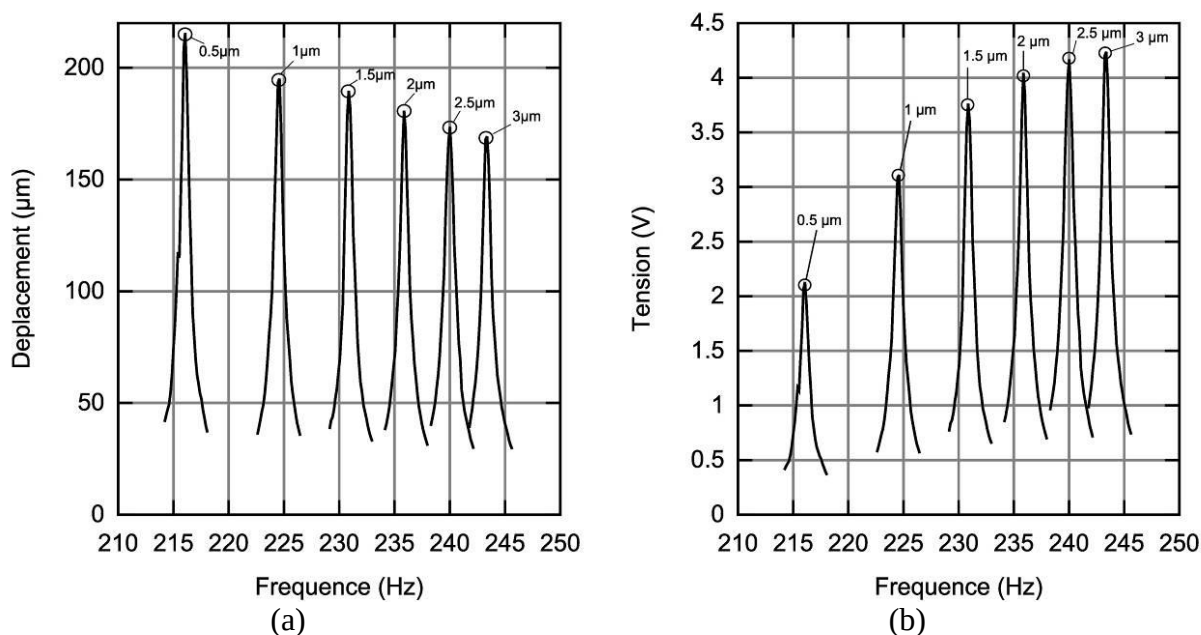


Figure III-4 : Déplacements (a) et tensions (b) obtenus pour différentes épaisseurs de couche piézoélectriques à vide, pour une épaisseur de poutre en silicium de 10 μm et une accélération d'1 g.

Nous pouvons tout d'abord remarquer que lorsqu'on augmente l'épaisseur de la couche piézoélectrique, la fréquence de résonance augmente. Ceci est dû au fait que l'on ajoute un matériau plus rigide au-dessus du silicium (l'AlN est plus rigide que le silicium), ce qui rigidifie la structure globale. Nous pouvons ensuite remarquer que nous retrouvons les comportements prédits : lorsqu'on augmente l'épaisseur de matériau piézoélectrique, le couplage mécano-mécanique diminue, et le déplacement diminue donc, comme nous pouvons le voir sur la Figure III-4 (a). Lorsque l'on augmente l'épaisseur de la couche piézoélectrique, on augmente par contre le couplage électromécanique, et la tension de sortie est plus importante, ce que nous retrouvons sur la Figure III-4 (b). Les simulations ont été faites pour une accélération d'1g. Puisque nous souhaitons concevoir des dispositifs pour une accélération de 0.25g, la tension obtenue sera donc inférieure. Nous choisirons donc une tension élevée, et donc une épaisseur importante. La limite technologique de la technique de dépôt d'AlN est de 2 μm, et nous choisirons donc cette épaisseur pour notre couche piézoélectrique. Nous devons noter que ces simulations ont été faites sans charge aux bornes de la couche piézoélectrique. L'idéal aurait été de les faire avec la charge optimale pour le transfert de puissance aux bornes de la couche piézoélectrique, de façon à pouvoir comparer la puissance récupérable en pratique suivant l'épaisseur de la couche piézoélectrique.

Nous nous sommes ensuite intéressés à la longueur de la couche piézoélectrique à placer sur la structure pour récupérer le maximum de puissance. La couche piézoélectrique doit être placée de façon à récupérer au mieux les contraintes présentes dans la poutre en flexion lorsqu'elle est soumise à des vibrations.

III.2.3.2 Longueur de la couche piézoélectrique

Nous souhaitons récupérer le maximum de contraintes mécaniques à travers notre couche piézoélectrique. Pour une poutre encastree libre, avec une couche piézoélectrique placée au-dessus de l'axe neutre, toute la couche piézoélectrique est en compression ou en

élongation suivant la position de la poutre pendant l'oscillation. Cependant les contraintes sont beaucoup plus importantes proche de l'encastrement, nous pouvons donc nous demander s'il est intéressant d'avoir du matériau piézoélectrique sur toute la longueur de la poutre. Pour nous en assurer, nous avons fait des simulations par éléments finis avec le logiciel ANSYSTM. Faire un modèle analytique de ce type de dispositif est complexe, puisque si le matériau piézoélectrique n'est pas présent sur toute la poutre, il y a une discontinuité de la fibre neutre. C'est pourquoi nous avons préféré les simulations par éléments finis.

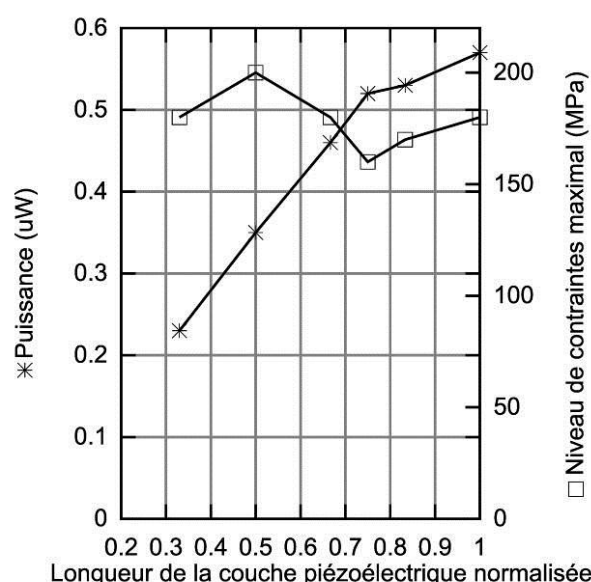


Figure III-5 : Puissance récupérée en fonction de la longueur de la couche piézoélectrique normalisée par la longueur de la poutre (pour une poutre encastree libre) à 0.25g.

Nous avons fait varier la longueur de la couche piézoélectrique d'une structure conçue pour une fréquence de résonance de 200Hz. Faire varier la longueur de la couche piézoélectrique change la fréquence de résonance, puisqu'on rajoute de l'épaisseur sur la poutre, et donc qu'on la rigidifie. Nous avons compensé ce changement de fréquence de résonance en ajustant la largeur de la poutre pour garder la même fréquence de résonance. Nous pouvons voir les résultats de ces simulations sur la Figure III-5. Ces valeurs de puissance ont été calculées sous résistance optimale, qui a été réglée pour chaque longueur de couche piézoélectrique. Nous pouvons remarquer que le niveau de contraintes maximal reste dans le même ordre de grandeur lorsqu'on augmente la longueur de la couche piézoélectrique, et que la puissance augmente.

La longueur de matériau piézoélectrique optimale pour un générateur piézoélectrique semble donc être la longueur de la poutre. Ceci rejoint l'étude de Gao et Chih [III-1], dans laquelle est étudiée l'influence de la longueur piézoélectrique sur la sensibilité de capteurs à base de poutres encastrees libres unimorphes. Ils ont aussi prouvé que l'optimum correspond à du matériau piézoélectrique sur toute la poutre pour avoir la meilleure sensibilité.

III.2.4 Dimensionnement de la poutre et de la masse sismique

Les épaisseurs étant imposées, les dimensions de la couche piézoélectriques étant choisies, il nous reste donc à choisir les dimensions de la poutre (longueur et largeur), et les dimensions de la masse sismique (longueur et largeur). La fréquence de résonance f_r d'une

poutre encastree libre avec masse sismique (en ngligeant la couche piézoélectrique et l'influence du moment de rotation de la masse sismique) est donnée par la formule suivante, avec Y le module de Young de la poutre, I le moment d'inertie par rapport à l'axe neutre de la poutre, M et M_b la masse de la masse sismique et de la poutre, et ρ la masse volumique du silicium :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3YI}{L_b^3(M + 0.24M_b)}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{YW_bH_b^3}{L_b^3\rho(W_mH_mL_m + 0.24W_bH_bL_b)}} \quad (III-1)$$

Grâce à cette formule, nous pouvons voir que pour une fréquence de résonance donnée, pour des épaisseurs fixes, si la masse sismique est augmentée, la poutre devra être rétrécie pour avoir la même fréquence de résonance. Il y a donc plusieurs dimensionnements possibles pour une fréquence de résonance. Suivant le dimensionnement, la puissance récupérée sera plus ou moins importante. La contrainte maximale dans les matériaux sera aussi plus ou moins importante. Plus cette contrainte sera importante, plus la puissance récupérée sera importante. Il est donc important de savoir où on se situe par rapport à la contrainte de rupture, ce qui donne une indication sur la fiabilité du dispositif. Un facteur de sécurité (« safety factor ») est parfois défini, et correspond au rapport de la contrainte appliquée sur la contrainte de rupture.

Nous avons fait des recherches sur les valeurs de contrainte de rupture des matériaux que nous utilisons, le silicium et l'AlN. Pour le silicium, nous avons trouvé des valeurs expérimentales de rupture sous l'application de forces axiales dans une étude faite par Ando [III-2]. Ces valeurs dépendent de l'orientation cristalline du silicium. La déformée de rupture a été trouvée entre 0.4 et 1.5% suivant l'orientation, ce qui nous donne une contrainte de rupture entre 680 MPa et 2.55GPa. Pour l'AlN, il a été très difficile de trouver des informations sur les contraintes de rupture. Nous avons cependant trouvé des valeurs de déformées de ruptures pour de l'AlN fritté dans une étude faite par Chen [III-3]. Des déformées de rupture de 1% ont été trouvées, ce qui nous donne des contraintes de rupture de 3.4 GPa. Ces valeurs sont à tempérer, car elles dépendent beaucoup de la façon de tester l'échantillon, et de sa forme.

Différents types de modèles de microgénérateurs piézoélectriques existent et ont été développés par de nombreuses équipes dans le passé. Tout d'abord, des modèles à un degré de liberté ont été développés ([III-17], [III-18], [III-27]). Le principe est de considérer un système masse ressort, en ajoutant un composant piézoélectrique. L'avantage de ce type de modèle est qu'il permet de comprendre assez simplement le fonctionnement des microgénérateurs piézoélectriques. Cependant, ces modèles présentent différents inconvénients : tout d'abord ils ne sont pas adaptés dans le cas où le matériau piézoélectrique est utilisé en mode transverse, ce qui est le cas de la plupart des générateurs piézoélectriques. De plus, certaines propriétés physiques de la structure comme le mouvement de rotation de la masse sismique ne sont pas prises en compte. De ce fait, ces modèles sont assez peu précis. Ils ont malgré tout été très utilisés, notamment pour les simulations de l'électronique de gestion de l'énergie [III-27], située en aval du microgénérateur.

Des modèles plus complexes et plus adaptés au problème des générateurs piézoélectriques ont été proposés. Ils utilisent des méthodes énergétiques de type Rayleigh Ritz dans le cadre des hypothèses d'Euler Bernoulli pour trouver des solutions analytiques aux équations de déplacement des poutres en flexion. Il existe des modèles pour les

générateurs unimorphes [III-7] et pour les bimorphes [III-22], [III-9]. L'inconvénient de ces modèles est leur complexité.

Enfin, il existe des modèles par éléments finis. Ils présentent l'avantage de permettre de remonter à de nombreuses grandeurs physiques (déplacement, contrainte, déformation, tension) en tout point de la structure. L'inconvénient majeur des simulations par éléments finis est le temps de calcul des simulations.

Nous avons besoin d'un modèle pour dimensionner nos structures. Nous avons différents types de structures à dimensionner, des poutres encastrees libres simples, courbées ou trapézoïdales. Pour les poutres encastrees libres simples, nous avons utilisé un modèle analytique qualifié de 2D développé durant la thèse de Marzencki [III-20], qui tient compte notamment du moment de rotation de la masse sismique. Nous avons aussi utilisé des simulations par éléments finis. Pour les poutres encastrees libres courbées et trapézoïdales, nous avons dimensionné nos dispositifs uniquement à l'aide de simulations par éléments finis.

Pour dimensionner nos dispositifs, nous avons appliqué la routine de la Figure III-6. Pour une fréquence de résonance donnée, nous partions d'une largeur de poutre fixée, et nous optimisions de façon paramétrique L_b et L_m pour obtenir la bonne fréquence de résonance avec un faible encombrement. Nous avons ensuite fait une analyse par éléments finis pour connaître les contraintes dans les couches de matériau. Si la valeur de contrainte ne nous convenait pas, nous réitérions la boucle avec une nouvelle valeur de largeur de poutre, jusqu'à obtenir les dimensions du dispositif.

Un autre paramètre à prendre en compte pour le dimensionnement des générateurs est le positionnement des fréquences des modes de vibrations. En effet, nous souhaitons utiliser les générateurs en mode de flexion, et il est important qu'il n'y ait pas d'autres modes trop proches en fréquence du mode de flexion pour que la poutre soit bien sollicitée. Il faudra donc veiller pour chaque dimensionnement que le mode de flexion soit le premier mode en fréquence (le fondamental), et qu'il n'y ait pas d'autres modes trop proches.

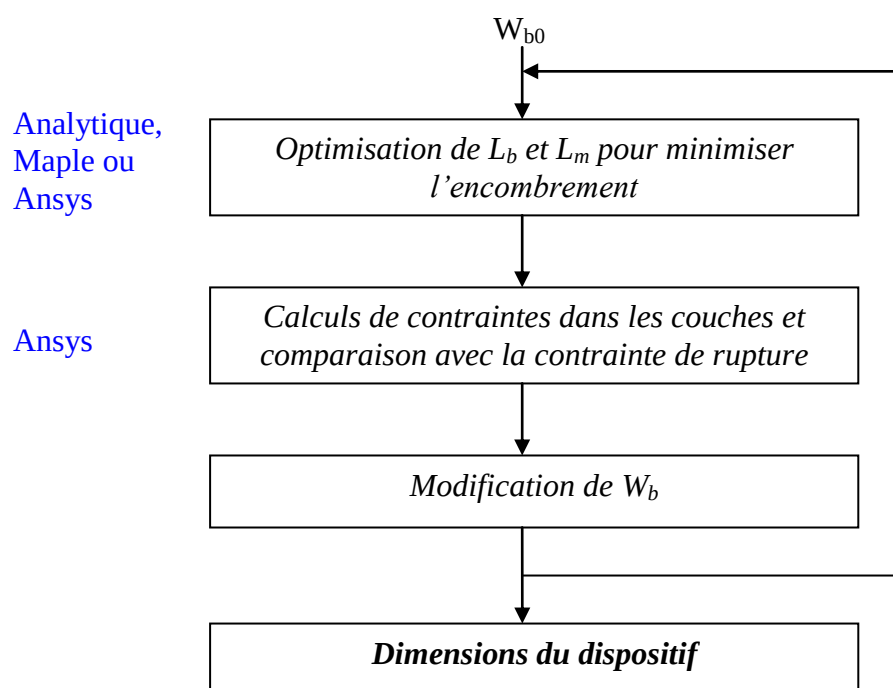


Figure III-6 : Principe de dimensionnement des générateurs.

Cette routine nous a permis de dimensionner des poutres encastrees libres avec différents choix pour les dimensions de la structure pour une même fréquence de résonance. Les différents dispositifs dimensionnés vont être fabriqués pour être testés.

III.2.5 Réduction des contraintes

Nous nous sommes intéressés à la répartition des contraintes dans une poutre encastree libre [11]. La fiabilité du dispositif est fortement liée au niveau de contraintes maximal, qui traduit la sollicitation appliquée dans les couches du dispositif. Plus le niveau de contraintes maximal est important, plus il est proche de la contrainte de rupture. De ce fait, il sera dans ce cas plus délicat d'appliquer à ce dispositif des accélérations plus importantes, car il risquerait de casser. Il est donc intéressant de situer le niveau de contraintes maximal pour pouvoir imaginer des structures permettant de réduire ce maximum en répartissant mieux les contraintes. Il faut cependant être vigilant car les générateurs piézoélectriques récupèrent les contraintes mécaniques, et réduire les contraintes va diminuer l'énergie récupérée. Mieux répartir les contraintes spatialement permet de diminuer fortement le maximum de contraintes, tout en ne diminuant que faiblement l'énergie produite, et c'est ce que nous allons essayer de faire.

Avec des simulations par éléments finis, nous avons tracé le profil spatial des contraintes dans le dispositif, ce qui est représenté sur la Figure III-7. Le niveau de contraintes est tracé suivant la position en épaisseur et la position longitudinale sur la poutre. Tous ces points ont été pris au milieu de la largeur. En épaisseur, le 0 correspond au bas de la poutre. De 0 à 10 le matériau est du silicium, et de 10 à 12 le matériau est piézoélectrique. Au niveau de la longueur, 0 correspond à l'encastrement, et 100 au bout de la masse sismique (il s'agit de valeurs normalisées). Nous pouvons remarquer que le maximum de contraintes se situe à l'encastrement, au niveau de la surface haute du piézoélectrique. Nous pouvons aussi remarquer qu'une partie de l'épaisseur de la poutre est en compression et qu'une autre partie est en élévation, puisqu'au niveau de l'encastrement suivant la position en hauteur dans la poutre la contrainte est positive ou négative. Nous pouvons aussi situer facilement la masse sismique sur cette figure, il s'agit de la zone à droite où la contrainte est nulle.

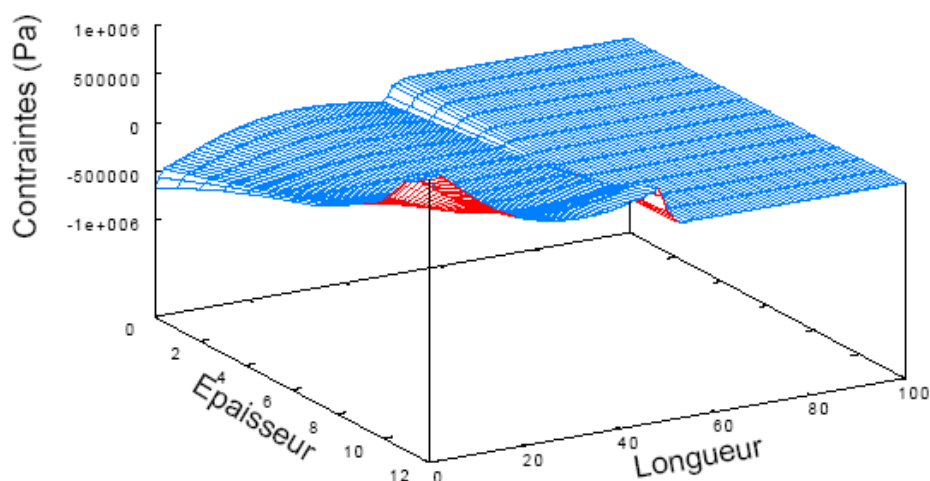


Figure III-7 : Répartition spatiale des contraintes dans une poutre encastree libre entièrement recouverte de matériau piézoélectrique.

La figure précédente a été tracée dans le cas où le matériau piézoélectrique recouvre toute la poutre. Nous nous sommes ensuite intéressés au cas où le matériau piézoélectrique ne recouvre qu'une partie de la poutre. Dans ce cas que nous pouvons observer sur la Figure III-8, nous pouvons remarquer que le maximum de contraintes est toujours situé à l'encastrement, mais qu'un maximum secondaire de contraintes est présent dans la partie de poutre sans matériau piézoélectrique (zone 40-50 en longueur).

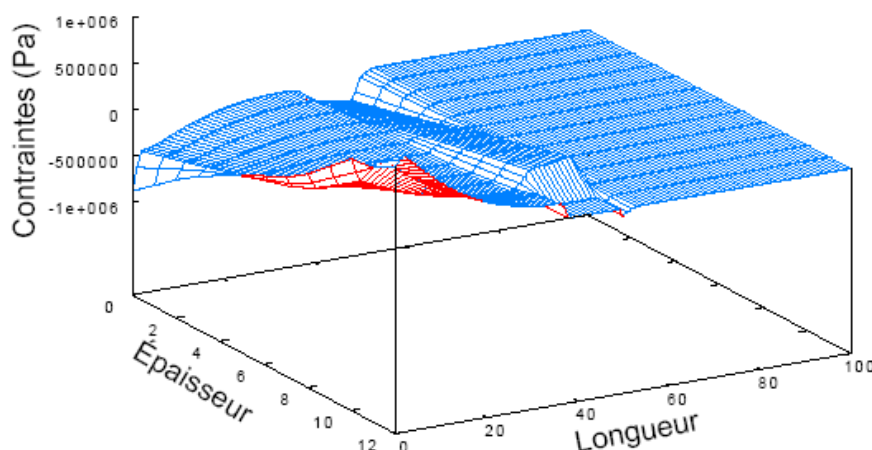


Figure III-8: Répartition spatiale des contraintes dans une poutre encastree libre avec un patch piézoélectrique.

Il est aussi possible de tracer la contrainte sur la surface supérieure de la poutre encastree libre, ce que nous avons fait sur la Figure III-9, et qui est souvent plus parlant que les courbes en 3 dimensions présentées précédemment. Nous retrouvons bien le maximum de contraintes à l'encastrement. Nous pouvons remarquer que le maximum n'est pas situé exactement en zéro, mais légèrement décalé. Ceci est un artefact du calcul par éléments finis, ce décalage est sensible au maillage de la structure pour le calcul. Plus le maillage est fin plus le maximum tend vers l'encastrement.

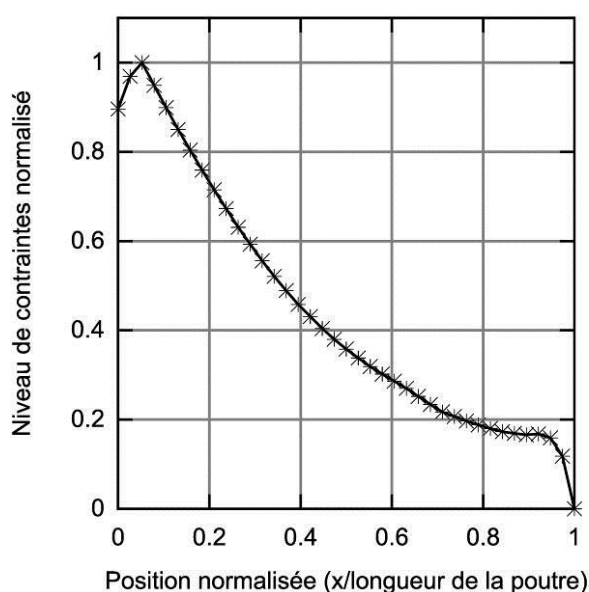


Figure III-9 : Répartition des contraintes dans la longueur d'une poutre rectangulaire.

Pour réduire le maximum des contraintes, nous devons élargir la poutre à l'encastrement, de façon à mieux répartir les contraintes spatialement. Cependant le fait d'élargir la poutre augmente aussi la fréquence de résonance. Comme nous voulons travailler à une fréquence de résonance donnée, nous devons élargir la poutre au niveau de l'encastrement, et l'amincir au niveau de la masse sismique. Deux types de structures ont été proposées pour réduire le maximum de contraintes : des poutres trapézoïdales [III-12], [III-13], et des poutres courbées [III-14]. Goldschmidtboeing [III-12] a étudié théoriquement une poutre trapézoïdale et fait un prototype macroscopique. Marzencki a lui présenté des résultats de simulations pour une poutre courbée [III-14]. Nous pouvons observer les deux types de structures par rapport à une poutre rectangulaire classique vue de dessus sur la Figure III-10.

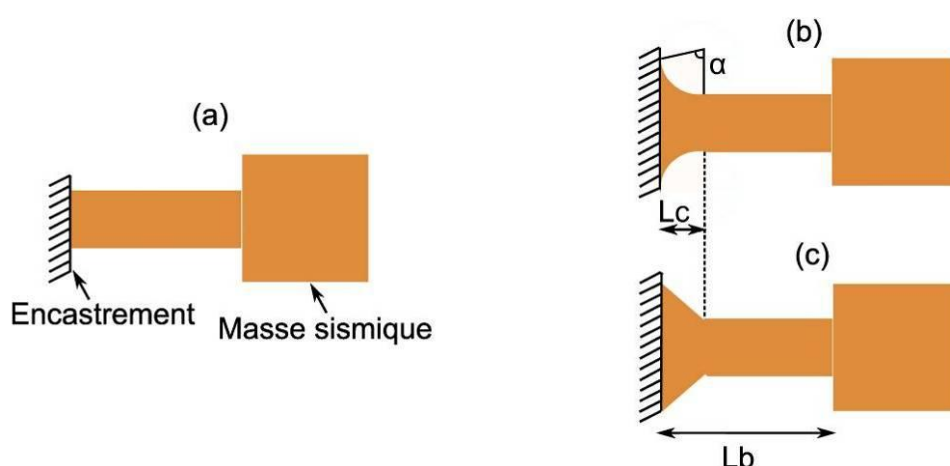


Figure III-10 : 3 types de poutres : rectangulaire (a), courbée (b) et trapézoïdale (c).
 L_c correspond à la longueur de section non rectangulaire.

Nous avons commencé par étudier la répartition des contraintes avec ce type de dispositif, et vérifié que nous avons bien le comportement souhaité avec des contraintes mieux réparties. Sur la Figure III-11, nous pouvons comparer la répartition des contraintes pour une poutre rectangulaire et une poutre courbée. Nous pouvons voir que l'effet souhaité est bien présent, avec une diminution du maximum des contraintes, et une meilleure répartition spatiale. Les contraintes ne sont plus localisées au niveau de l'encastrement pour une poutre courbée, elles sont mieux réparties sur la longueur de la poutre.

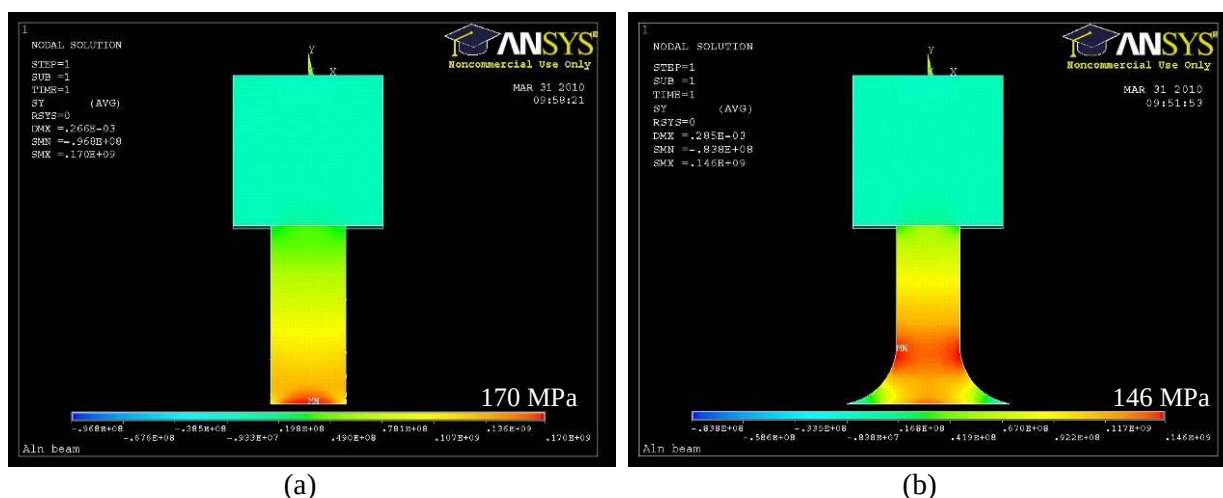


Figure III-11 : Répartition des contraintes dans une poutre triangle et courbée.

Nous avons souhaité comparer les performances des deux types de structures au niveau de la réduction des contraintes et de la réduction de la puissance récupérée. Nous nous sommes fixés une fréquence de résonance de 200Hz et une accélération de 0.25g. Nous avons fait varier la longueur de poutre non rectangulaire, tout en faisant varier la largeur au niveau de la masse pour garder la même fréquence de résonance.

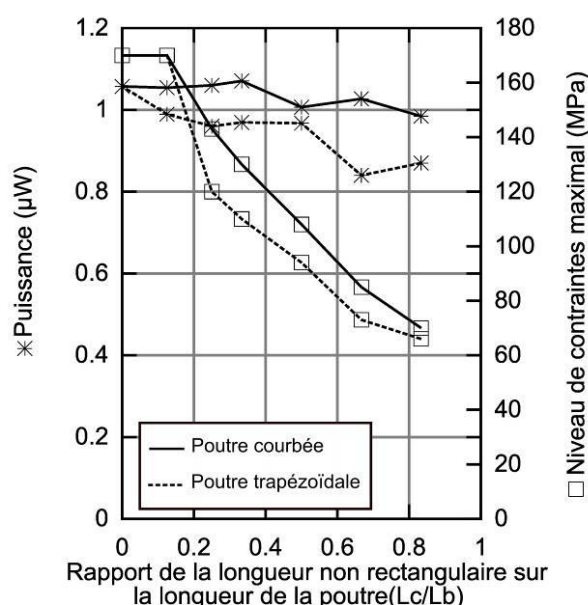


Figure III-12 : Comparaison des performances des poutres courbée et trapézoïdale au niveau de la puissance récupérée et de la diminution du niveau de contraintes.

Au niveau des résultats présentés Figure III-12, nous pouvons remarquer que plus nous augmentons la longueur de section non rectangulaire, mieux les contraintes sont réparties dans la longueur et plus le maximum de contraintes diminue, avec cependant une diminution de la puissance récupérée. Les poutres trapézoïdales présentent les meilleurs résultats de réduction de contraintes, avec 61% de diminution du maximum, mais avec aussi 18% de réduction de la puissance récupérée. Les poutres courbées présentent elles 59% de diminution du maximum de contraintes, avec 7% de réduction de la puissance récupérée. Nous pouvons donc en conclure que les deux structures sont quasiment aussi intéressantes l'une que l'autre en vue de mieux répartir les contraintes.

Nous pouvons remarquer au vu des résultats que la diminution du maximum des contraintes est bien plus importante que la diminution de la puissance récupérée. De ce fait, pour un même niveau de contraintes maximal, on récupérera plus de puissance avec des poutres courbées ou trapézoïdales qu'avec des poutres rectangulaires. De ce fait, la puissance maximale récupérable avec des poutres triangulaires ou courbées est plus importante qu'avec des poutres rectangulaires. La puissance maximale récupérable est atteinte lorsque le niveau de contraintes maximal est égal à la contrainte de rupture des matériaux.

III.2.6 Bilan des structures à fabriquer

Au final, nous pouvons faire un bilan des différentes structures que nous allons fabriquer. Ce bilan est détaillé dans le Tableau III-1 avec les différentes dimensions correspondantes. Tous les dispositifs ont été dimensionnés pour une fréquence de résonance de 200Hz.

Nous avons fabriqué des poutres encastrées libres classiques ou simples, de façon tout d'abord à tester le procédé de fabrication et différents dimensionnements, et à prouver que le générateur est plus efficace avec une couche piézoélectrique sur toute la poutre. Pour se faire, nous avons dimensionné 4 structures (PELS1-4) avec des longueurs de couche piézoélectrique différentes pour étudier l'influence de cette dimension sur les performances. Pour chacune de ces structures, les dimensions de la masse sismique et la longueur de la poutre sont restées constantes. La largeur de la poutre varie entre chaque dispositif pour garder une fréquence de résonance de 200Hz. Nous avons ensuite souhaité tester différents dimensionnements de masse sismique (PELS5-8) et donc de longueur de poutres, pour une largeur fixe et une couche piézoélectrique sur toute la longueur de la poutre.

Nous avons aussi dimensionné des poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales, de façon à étudier et comparer leurs comportements. Pour dimensionner ces structures, nous avons choisi d'imposer la longueur de la poutre et les dimensions de la masse sismique. Nous avons ensuite fait varier le rapport de la longueur non rectangulaire sur la longueur de la poutre a , pour différents angles α pour les poutres courbées (α est représenté sur la Figure III-10) et pour différentes largeurs de base (à l'encastrement) pour les poutres trapézoïdales.

Dimensions poutres encastrées libres simples

n° dispo	PELS1	PELS2	PELS3	PELS4	PELS5	PELS6	PELS7	PELS8
L_b	1900	1900	1900	1900	1700	1600	1450	1300
W_b	1150	1000	900	800	800	800	800	800
L_p	633	950	1425	1900	1700	1600	1450	1300
L_m	1600	1600	1600	1600	1700	1800	1900	2000
W_m	1600	1600	1600	1600	1700	1800	1900	2000

Dimensions poutres encastrées libres courbées

n° dispo	PELC1	PELC2	PELC3	PELC4	PELC5	PELC6
L_b	1900	1900	1900	1900	1900	1900
W_b	570	550	590	670	720	760
L_p	1900	1900	1900	1900	1900	1900
a	2	2	2	3	4	8
α (°)	60	80	40	60	60	60
L_m	1600	1600	1600	1600	1600	1600
W_m	1600	1600	1600	1600	1600	1600

Dimensions poutres encastrées libres trapézoïdales

n° dispo	PELT1	PELT2	PELT3	PELT4	PELT5
L_b	1900	1900	1900	1900	1900
W_b	700	600	550	700	650
L_p	1900	1900	1900	1900	1900
a	2	2	2	3	3
W_{base}	1050	1200	1650	1400	1950
L_m	1600	1600	1600	1600	1600
W_m	1600	1600	1600	1600	1600

Tableau III-1 : Bilan des structures dimensionnées pour la fabrication (μm).

III.3 Fabrication

III.3.1 Procédé de fabrication

Dans cette partie, nous allons présenter le procédé de fabrication des microgénérateurs piézoélectriques. Des détails supplémentaires de fabrication peuvent être trouvés dans l'annexe C. Ce procédé utilise des techniques de fabrication issues de la microélectronique et des technologies MEMS. Il est compatible avec les procédés de fabrication CMOS. De ce fait, il est possible de fabriquer des microgénérateurs par lot et d'intégrer éventuellement de l'électronique sur la même puce. Ceci est un avantage important en vue de commercialiser des dispositifs dans le futur. Nous pouvons voir les 12 différentes étapes du procédé sur la Figure III-13. Il est à noter qu'à part l'étape de dépôt de l'AlN qui a été effectuée au CEA LETI, toutes les autres étapes ont été effectuées sans sous-traitance.

Le procédé de fabrication utilisé est délicat, puisque les structures obtenues sont libres et peuvent se déplacer. Une année et demi de développement a été nécessaire pour sortir des dispositifs fonctionnels.

III.3.1.1 Substrat de début de procédé de fabrication

Pour fabriquer les microgénérateurs, nous partons d'un wafer de SOI (Silicon On Insulator). Ce wafer est composée de 3 couches : une couche de silicium appelée bulk, qui fait $730\mu\text{m}$, une couche d'oxyde de silicium de 500nm , et une couche de silicium appelée top de $12\mu\text{m}$. Ce type de wafer est utilisé car la couche d'oxyde peut être utilisée comme couche d'arrêt lors des étapes de gravure.

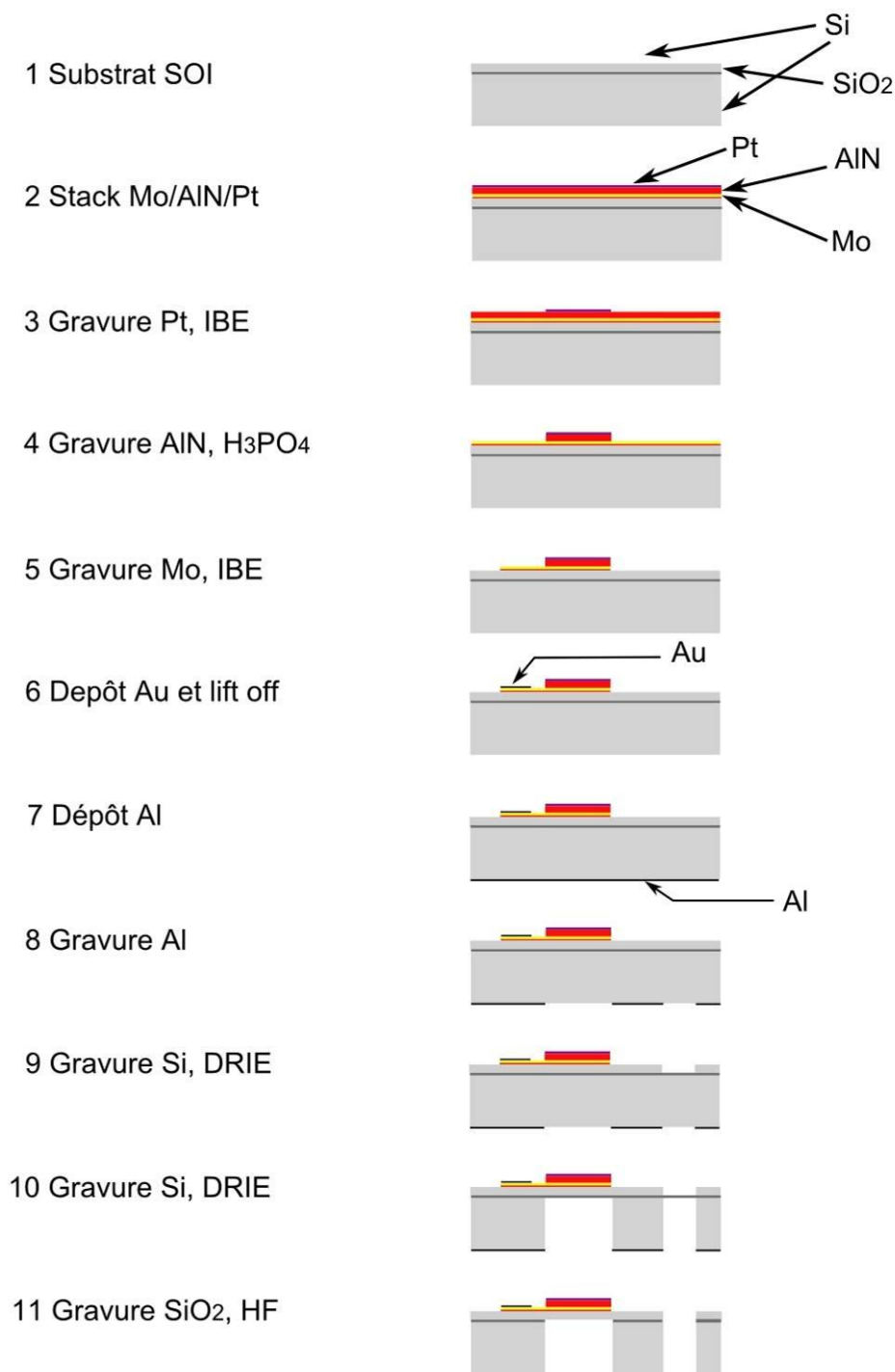


Figure III-13 : Procédé de fabrication des générateurs piézoélectriques.

Un « stack » de matériau piézoélectrique est ensuite déposé sur cette plaque (étape 2) : cet ensemble de couches commence par une couche d'accroche d'AlN de 20nm, puis d'une couche de molybdène (Mo) de 120nm qui sert d'électrode inférieure. Le molybdène est choisi comme électrode inférieure car il a un faible désaccord de maille avec l'AlN, ce qui permet la croissance d'une couche d'AlN de bonne qualité au-dessus de l'électrode inférieure. Au-dessus est déposée une couche de matériau piézoélectrique d'AlN de 2µm. Enfin une couche de platine de 250nm est déposée pour servir d'électrode supérieure. Ces différentes étapes ont été réalisées au CEA Leti.

Des essais ont été faits avec une plaque de SOI de 730µm de silicium bulk, et des problèmes se sont posés lors de l'étape 9 de gravure par DRIE (Deep Reactive Ion Etching). 730µm était trop épais pour cette gravure. Nous avons donc aminci la couche de silicium bulk par une méthode de meulage pour avoir une épaisseur de silicium bulk de 500µm. De plus les plaques dont nous disposions étaient des plaques 8 pouces, alors que les machines que nous utilisons sont adaptées pour des plaques 4 pouces. Nous avons donc fait découper les plaques 8 pouces en plaques 4 pouces par une entreprise pour pouvoir commencer les étapes du procédé de fabrication à la PTA.

III.3.1.2 Définition de la forme de la couche piézoélectrique et des électrodes

L'électrode supérieure de la couche piézoélectrique est définie par une gravure du platine par IBE (Ion Beam Etching). Cette électrode en platine sert aussi de masque dur pour la gravure de l'AlN lors de l'étape 4. L'AlN pourrait aussi être gravé par une méthode IBE, mais cette gravure est trop lente pour une épaisseur de 2µm. Une méthode de gravure chimique avec de l' H_3PO_4 à une température de 110°C a été retenue, qui permet d'avoir une gravure plus rapide. Cette gravure est réalisée au centre NanoFab de l'institut Néel.

L'électrode supérieure et la couche piézoélectrique d'AlN étant définies, il est maintenant temps de définir l'électrode inférieure. Cela est fait par une gravure IBE, lors de l'étape 5. Nous pouvons voir le résultat sur la Figure III-14, sur laquelle nous pouvons voir clairement les deux électrodes définies, et les différents matériaux.

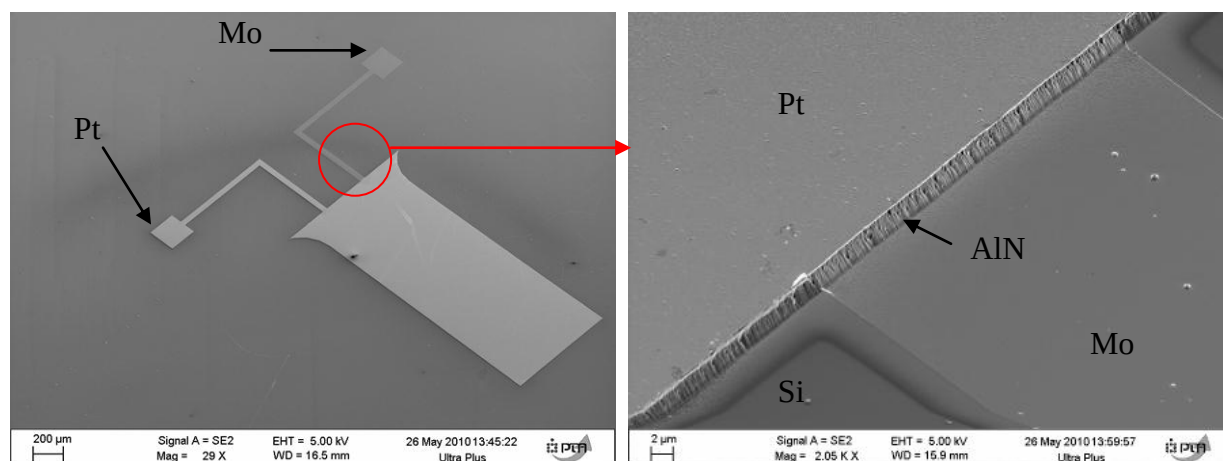


Figure III-14 : Images MEB de la couche piézoélectrique et des électrodes.

Pour pouvoir reprendre des contacts plus facilement sur l'électrode inférieure, nous avons été contraints de rajouter un patch d'or au-dessus de l'électrode inférieure en molybdène. Il n'a pas été possible de définir ce patch par une méthode de gravure, car la

solution attaquant l'or attaque aussi le molybdène, ce qui détruisait notre électrode inférieure. Nous avons donc utilisé une méthode par lift off.

III.3.1.3 Définition de la forme de la masse sismique et de la poutre

Toutes ces étapes ont été réalisées sur la face avant. Nous allons maintenant nous occuper de la face arrière. Il est nécessaire de créer un masque dur pour l'étape de DRIE (Deep Reactive Ion Etching), qui est une étape de gravure profonde du silicium massif. Ce masque est en aluminium, et est créé par un dépôt et une gravure, lors de l'étape 7 et 8. Il n'a pas été possible d'utiliser un masque en résine pour cette étape, la gravure étant trop longue. Lors de l'essai avec un masque en résine, nous avons brûlé notre résine. Le masque n'était alors plus bien défini, et il n'était plus possible de retirer la résine.

Après avoir défini le masque en face arrière pour la gravure profonde du silicium, nous avons choisi de revenir en face avant pour définir la forme de la poutre avant de faire la gravure de la masse sismique. Nous avons essayé dans un premier temps de commencer par graver la face arrière, mais la plaque devenait trop fragile et cassait. Nous avons donc utilisé une méthode de collage du wafer avec les échantillons sur un wafer support lors de l'étape de gravure profonde de la masse sismique. De ce fait nous avons eu à faire la gravure en face avant avant ce collage et donc avant la gravure en face arrière.

Nous réalisons donc la gravure du silicium en face avant pour définir la forme de la poutre, après un alignement double face. Nous repassons ensuite sur la face arrière et commençons la gravure profonde sur 300µm sans utiliser de wafer support. Nous pouvons voir un exemple type de gravure profonde sur la face arrière sur la Figure III-15 (a). Cette image a été prise alors que la gravure n'était pas terminée. Une fois que 300µm sont gravés, nous collons notre wafer avec les échantillons sur un wafer support avec du cristal bond. Ce collage sur un wafer support permet de solidifier le wafer échantillon pour éviter qu'il ne casse durant la fin de la gravure. Le cristal bond est une cire qui a une bonne conduction thermique, ce qui est nécessaire puisque le wafer est refroidi lors de l'étape de DRIE. Elle présente de plus l'avantage de pouvoir être retirée facilement dans de l'eau à 60°C. Une fois cette étape de collage effectuée, nous finissons la gravure jusqu'à l'oxyde de silicium. Nous pouvons vérifier que nous avons bien atteint l'oxyde grâce à une vue au microscope optique comme sur la Figure III-15 (b), où nous pouvons voir la couleur bleutée de l'oxyde sur la poutre en silicium. Les formes grises de part et d'autre de la poutre correspondent au cristal bond (l'oxyde est transparent sur le cristal bond).

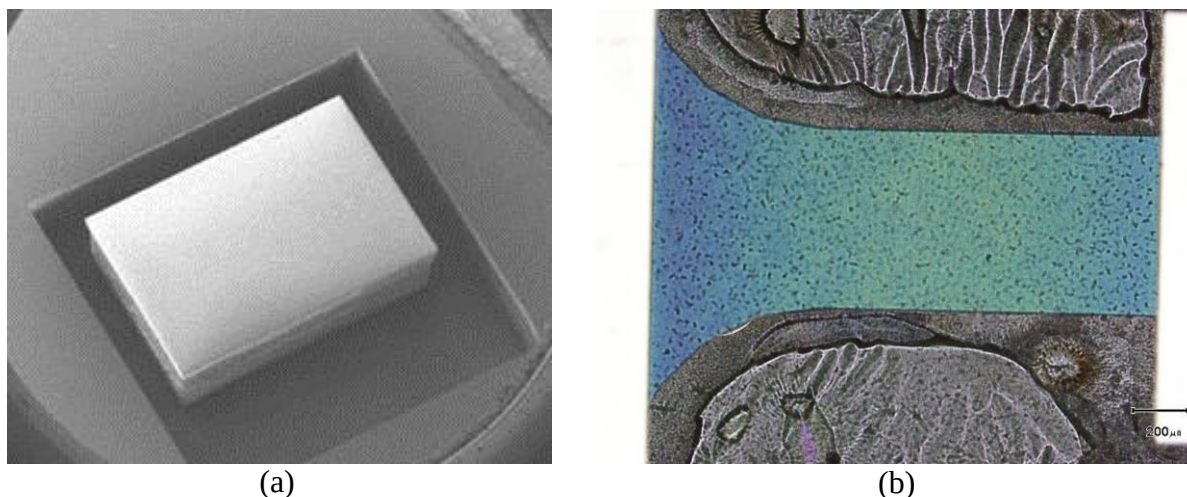


Figure III-15 : (a) Image MEB de la masse sismique pendant l'étape de gravure profonde et (b) image au microscope optique d'une poutre en fin de gravure au microscope.

III.3.1.4 Libération des structures

Pour libérer les structures, il est nécessaire de graver l'oxyde de silicium de la plaque SOI. Pour cela, nous avons envisagé dans un premier temps de le graver par RIE (Reactive Ion Etching). Cependant, trop de contraintes étaient présentes dans l'oxyde et la RIE n'a pas suffi à le graver. Nous pouvons voir le résultat sur la Figure III-16 (a).

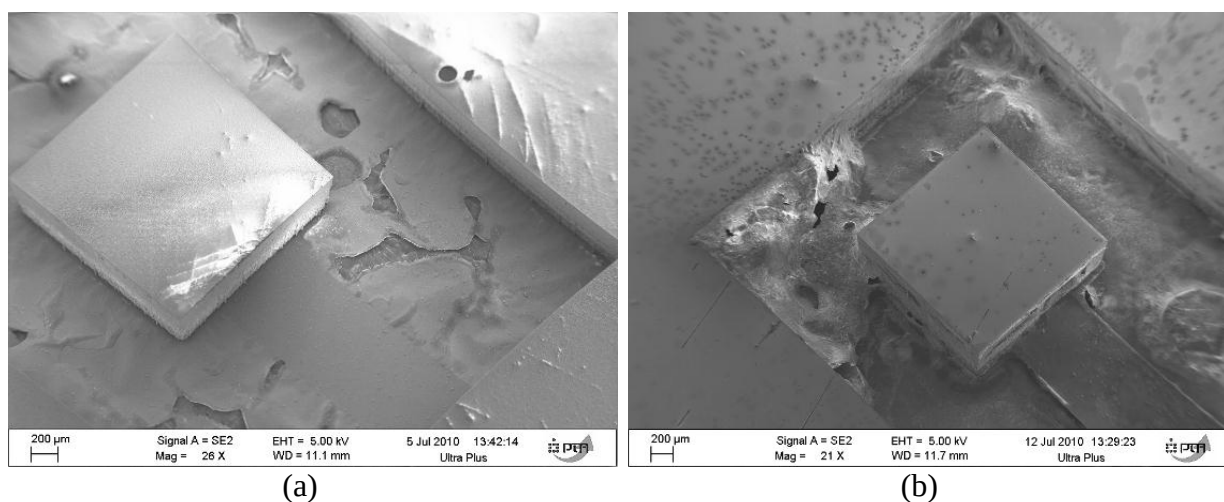


Figure III-16 : Images MEB (a) après une gravure RIE de l'oxyde et (b) après une gravure HF de l'oxyde.

Nous pouvons voir que l'oxyde n'est pas bien gravé et que les structures ne sont pas correctement libérées. Nous avons donc dû utiliser une gravure chimique avec une solution de HF. Nous pouvons voir le résultat après la gravure sur la Figure III-16 (b), où cette fois nous pouvons beaucoup mieux distinguer la poutre du cristal bond. Nous avons aussi vérifié au microscope optique la gravure totale de l'oxyde, et nous pouvons voir sur la Figure III-17 que la couleur bleutée de l'oxyde qui apparaissait sur la Figure III-15 (b) n'est plus présente.

Après cette gravure, les structures sont libérées et donc fragiles. Pour les sécher, nous avons utilisé un séchage au CO₂ super critique.

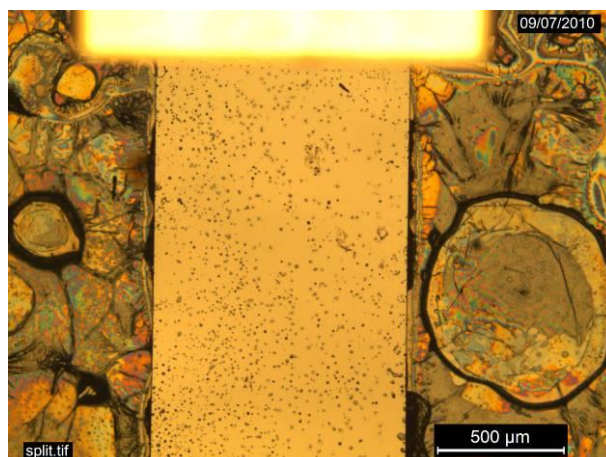


Figure III-17 : Image au microscope optique après la gravure au HF de l'oxyde.

Le procédé de fabrication est alors terminé, et nous avons notre wafer échantillon fini collé sur un wafer support. Nous allons le laisser collé sur ce wafer support pour l'étape de découpe des échantillons qui suit.

Dans les paragraphes suivants, les masques utilisés pour les différentes étapes de photolithographie seront présentés, ainsi que la méthode de découpe.

III.3.2 Masques de photolithographie

Au paragraphe III.2.6 ont été décrits les différents choix de dimensions pour les structures. Il est ensuite nécessaire de les dessiner pour faire fabriquer les masques de photolithographie. Des poutres encastrées libres et encastrées encastrées (qui seront présentées dans le chapitre suivant) ont été fabriquées sur les mêmes plaques. Nous avons choisi de regrouper les dispositifs en puce carrée de 1.5cm de côté, avec soit 2 poutres encastrées libres et une poutre encastrée encastrée, soit deux poutres encastrées encastrées.

Chip 1	Chip 2	Chip 3	Chip 4	Chip 5	Chip 6	Chip 7	Chip 8	Chip 9	Chip 10
PELS1	PELS3	PELS5	PELS7	PELS8	PEES1	PEES2	PEES3	PELS2	PELS4
PELC1	PELC2	PELC3	PELC4	PELC6	PEEC1	PEEC2	PEEC3	PELT1	PELT2
PEEC4	PEEC5	PEES7	PEES9	PEES11				PEES4	PEES5
Chip 11	Chip 12	Chip 13	Chip 14	Chip 15	Chip 16	Chip 17	Chip 18	Chip 19	Chip 20
PELS6	PELC5	PELC5	PELS1	PELS3	PELC1	PELC3	PEES3	PEES4	PEES5
PELT3	PELT4	PELT5	PELS2	PELS4	PELC2	PELC4	PEEC3	PEEC4	PEEC5
PEES5	PEES8	PEES10	PEEC1	PEEC2	PEES1	PEES2			
Chip 21									
Crab_leg									

Tableau III-2 : Regroupement des dispositifs en puces (PEL pour poutre encastrée libre, PEE pour poutres encastrée encastrée, S pour simple, C pour courbée et T pour trapézoïdale).

Nous pouvons remarquer dans le Tableau III-2 qu'il y a redondance de certains dispositifs, de façon à augmenter les chances de les obtenir avec les aléas de la fabrication et des manipulations. Nous avons placé les différentes puces sur le wafer comme représenté sur la Figure III-18 (a). La puce 21 contient un dispositif appelé Crab_leg, qui a une géométrie

différente avec des bras en crabe. L'objectif était de tester la fabrication de ce type de dispositif, mais il n'a malheureusement pas pu être testé car il a cassé pendant la fabrication.

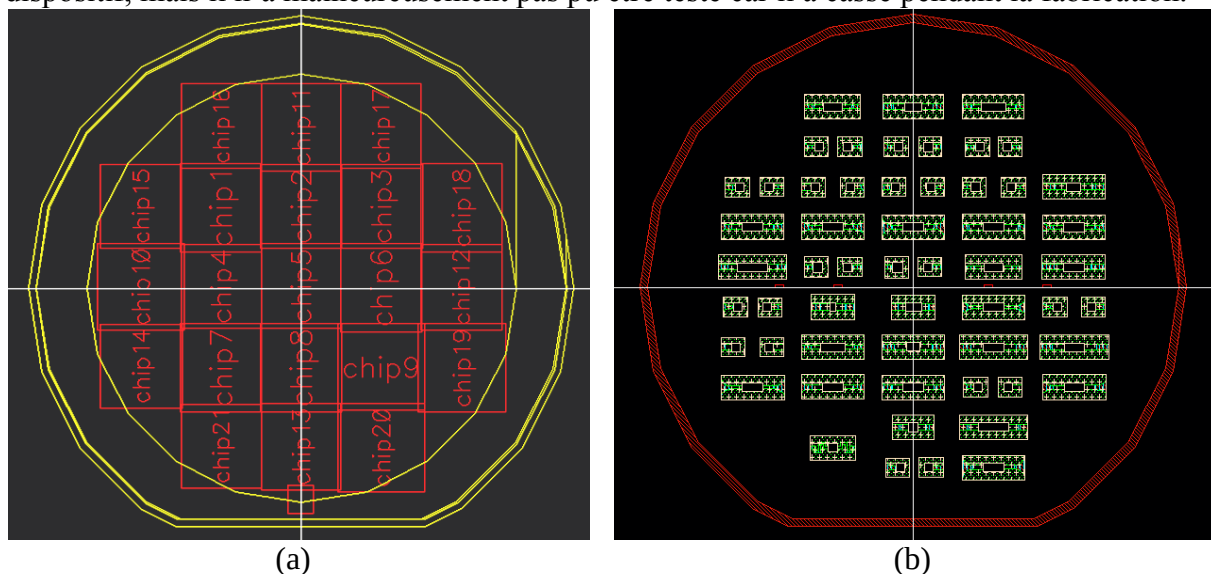
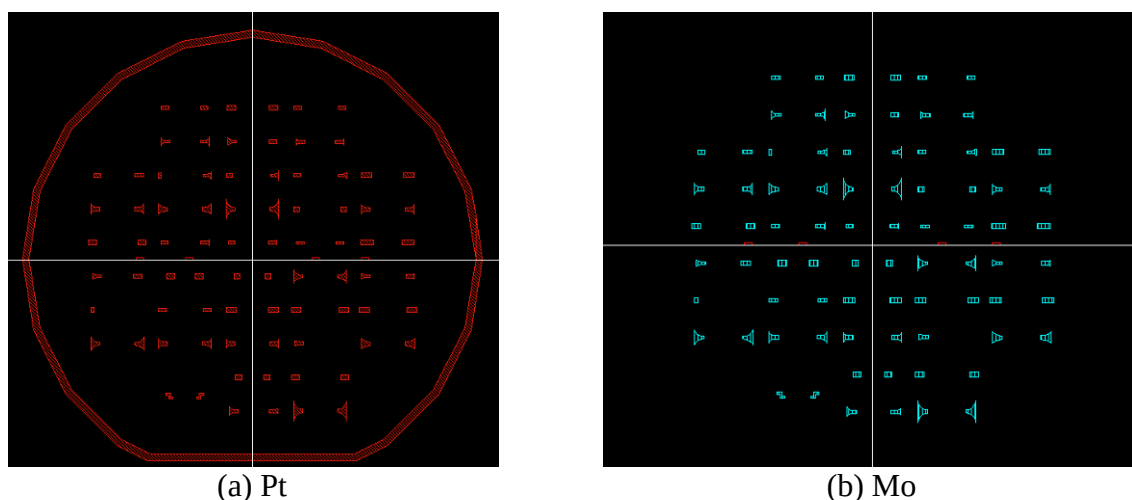
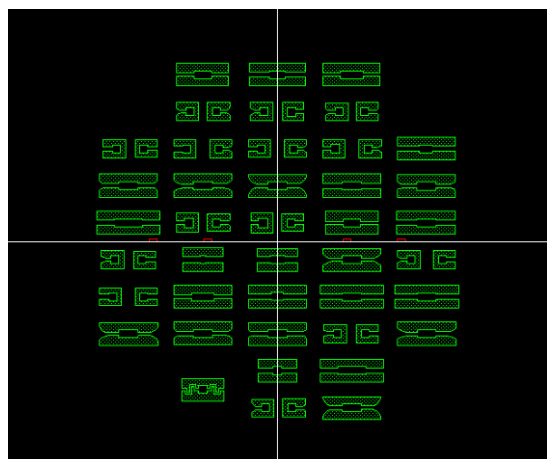


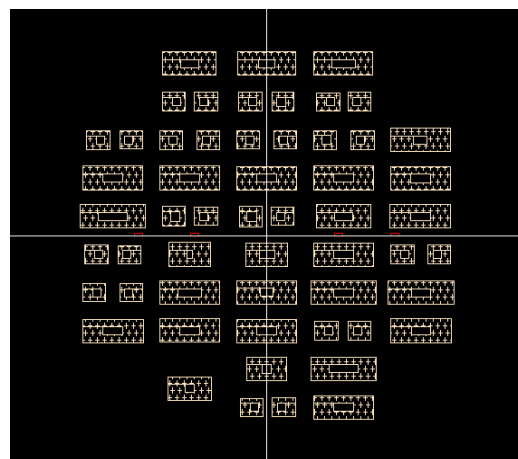
Figure III-18 : (a) Placement des différentes puces sur les masques et (b) vue des masques superposés.

Cinq étapes de photolithographie ont été utilisées dans ce procédé de fabrication, ce qui a nécessité cinq masques et quatre alignements successifs. 4 masques sont pour la face avant et un masque pour la face arrière. Le premier masque correspond à la définition de l'électrode de platine (qui sert de masque dur pour la gravure de l'AlN). Le second masque correspond à la définition de l'électrode inférieure de molybdène. Le troisième masque correspond aux patches en or pour la reprise des contacts. Le quatrième masque correspond à la définition de la poutre en face avant, et le dernier masque aux ouvertures en face arrière. Nous pouvons voir ces différents masques sur la Figure III-19, sauf le masque pour la reprise des contacts en or puisque ces motifs sont petits et peu visibles sur une vue d'ensemble du masque.





(c) Ouverture face avant



(d) Ouverture face arrière

Figure III-19 : Différents masques utilisés.

Ces 5 masques devront être alignés les uns par rapport aux autres, grâce à des croix d'alignements présentées sur la Figure III-20. Le principe est d'aligner un motif présent sur le masque avec un motif présent sur le wafer (qui a été défini durant l'étape précédente).

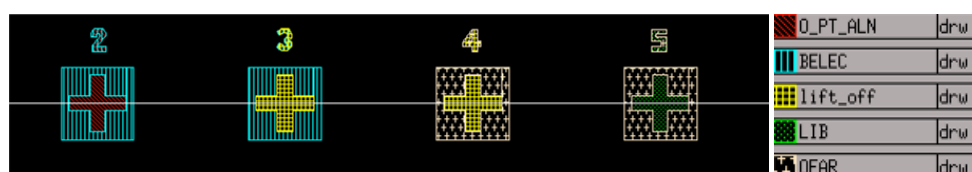


Figure III-20 : Croix d'alignement.

III.3.3 Découpe

Nos dispositifs étant très fragiles, un procédé de découpe spécifique a dû être développé. Il est explicité sur la Figure III-21. Cette étape est réalisée avec une scie à diamant. Nous commençons par coller un spacer sur le wafer contenant les échantillons avec de la colle epoxy. Un spacer est un wafer à trous traversants, pour laisser de la place sous la masse sismique afin qu'elle puisse se déplacer. Nous collons ensuite le stack de wafers sur un film de découpe monté sur un arceau pour aller dans la machine de découpe. Au-dessus du spacer, nous collons un film UV de 300µm pour protéger les structures. En effet, pendant la phase de découpe, un jet d'eau est envoyé sur la lame, et il y a des projections sur la plaque. Les structures sont trop fragiles pour ce jet d'eau, et c'est pourquoi nous les protégeons.

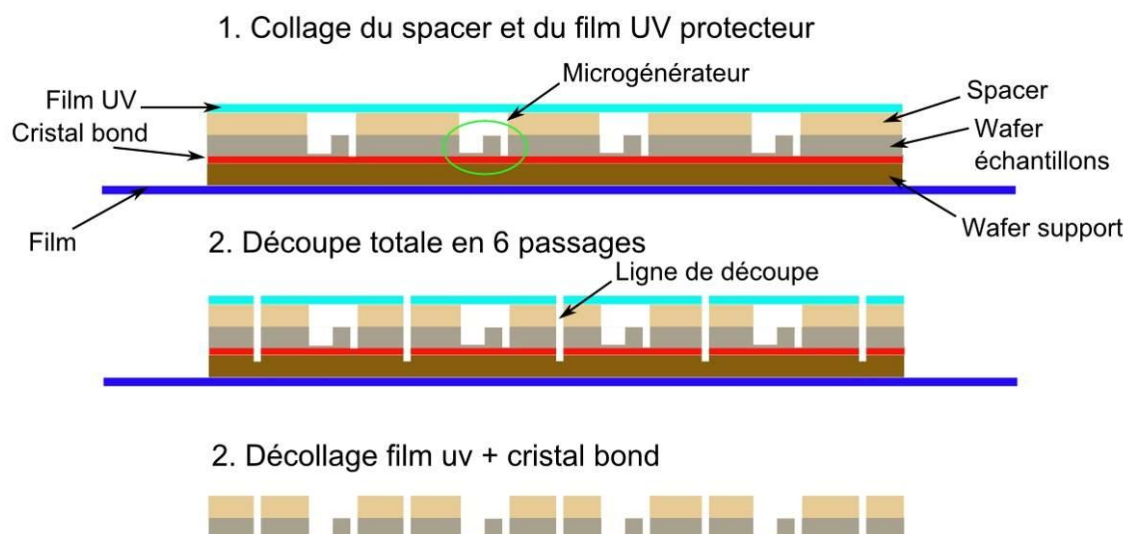


Figure III-21 : Méthode de découpe utilisée.

Nous procédons ensuite à l'étape de découpe à proprement parler. Nous l'avons effectuée en 6 passages par ligne de découpe, en allant de plus en plus en profondeur. Nous avons eu à découper une épaisseur de plus de $1500\text{ }\mu\text{m}$. En effet, nous avons à graver 2 wafers de $500\text{ }\mu\text{m}$ plus l'épaisseur du film UV et de la colle époxy. Nous avons découpé en profondeur jusqu'à dans le wafer support pour être sûr que les différentes puces soient bien séparées les unes des autres.

La dernière étape commence par le décollage du film UV. Pour se faire, nous exposons la structure aux ultraviolets pendant 5 minutes. Le film perd alors toute adhérence et est facile à retirer. Nous plaçons alors les plaques dans de l'eau chaude pendant quelques minutes pour dissoudre le cristal bond et récupérer nos différentes puces séparées.

III.3.4 Résultats de fabrication

Dans cette partie, nous allons commenter les résultats de la fabrication que nous avons obtenus à travers différentes images de résultats. Nous pouvons commencer par observer une plaque entière en face avant en fin de procédé de fabrication sur la Figure III-22, après décollage de la plaque support par suppression du cristal bond. Le procédé de fabrication sur cette plaque est entièrement terminé, et elle a été prédécoupée sur la face non visible sur la photo. La découpe n'a pas été assez profonde, et la plaque n'a donc pas été découpée en différentes petites puces. Sur cette plaque, nommée P2, nous pouvons voir que beaucoup de dispositifs sont sortis, mais que certains sont déjà cassés, du fait de leur fragilité et des différentes manipulations de la plaque. La découpe des dispositifs a été terminée à la main, ce qui a entraîné beaucoup de casse. Nous avons cependant réussi à sortir quelques dispositifs qui nous ont donné des résultats très intéressants que nous verrons dans la partie caractérisation.

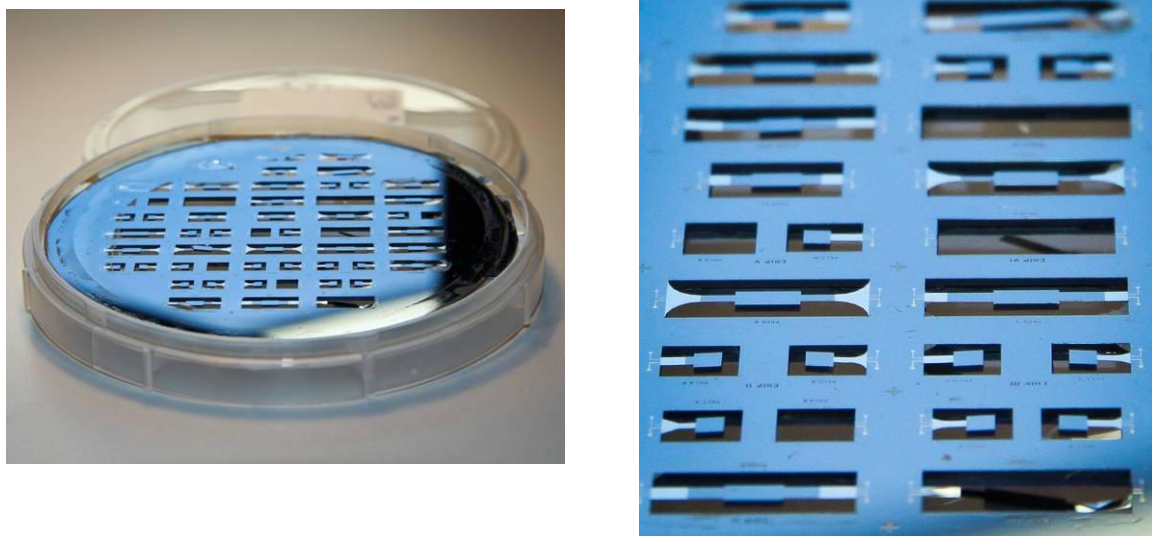


Figure III-22 : Wafer en fin de procédé de fabrication et prédécoupé.

Sur cette image, nous pouvons voir les différents types de dispositifs, avec des poutres encastrées libres simples, courbées et triangulaires. Nous pouvons aussi noter la présence de poutres encastrées encastrées que nous étudierons dans le chapitre suivant. Nous pouvons remarquer sur les poutres encastrées libres qu'elles sont courbées vers le haut, alors qu'elles devraient plutôt être courbées vers le bas du fait du poids de la masse sismique. Ceci traduit la présence de contraintes internes dans l'empilement des couches minces de la poutre.

Nous avons ensuite refait le procédé de fabrication entièrement sur une plaque nommée P4 pour retenter l'étape de découpe. Nous avons cette fois découpé suffisamment en profondeur, et notre plaque était bien séparée en différentes puces. Nous pouvons observer une puce qui a été préparée pour être testée sur la Figure III-23. Un spacer supplémentaire a été collé sous la puce pour que la structure ait suffisamment de débattement. Le tout a été collé sur une plaque PCB pour pouvoir venir chercher des contacts électriques nécessaires à la caractérisation de la structure.

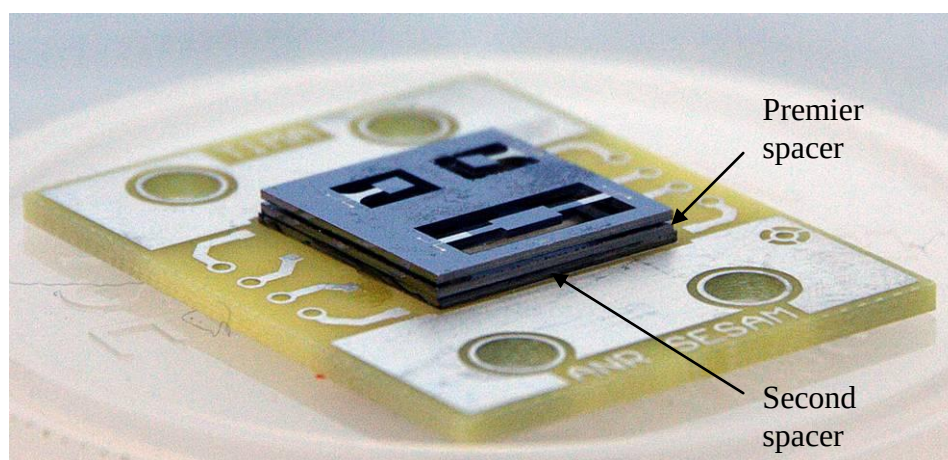


Figure III-23 : Chip découpé et collé sur un support PCB.

Nous avons ensuite observé nos structures au microscope électronique, pour vérifier leurs formes, les états de surfaces et les éventuels défauts présents. Sur la Figure III-24, nous pouvons observer une poutre encastrée libre courbée avec ses dimensions. Nous pouvons remarquer que nous avons bien obtenu la forme escomptée. Nous avons ensuite fait des agrandissements sur différentes zones de la structure, que nous allons pouvoir observer sur les figures suivantes.

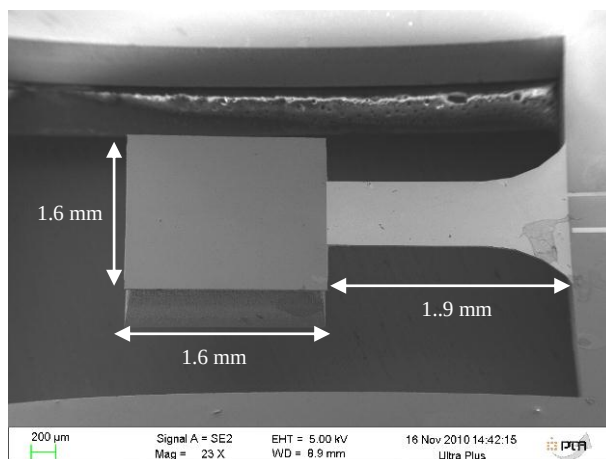


Figure III-24 : Image MEB d'une poutre encastrée libre courbée.

Nous avons commencé à nous intéresser au flanc de gravure de la masse sismique, que nous pouvons observer sur la Figure III-25. L'image a été prise vue de dessous par rapport à la figure précédente. Le haut de l'image correspond à la partie qui a été gravée à la fin, alors que le bas de l'image correspond à la partie qui a été gravée au début de la gravure profonde. Nous pouvons remarquer que la zone qui a été gravée au début semble poreuse. Ensuite vient une zone où le flanc semble bien droit, puis enfin une zone où le flanc n'est plus droit, avec des formes de colonnes (fin de la gravure). Nous avons utilisé la même recette de gravure sur toute la hauteur, et c'est ce qui crée ces 3 zones bien distinctes. Si nous souhaitons améliorer le flanc de gravure, il serait nécessaire d'optimiser la recette de Deep RIE pour qu'elle varie en fonction de la profondeur de gravure atteinte. Nous pouvons aussi remarquer une surgravure sous la masse sismique, qui est due au fait que le plasma de la Deep RIE reste concentré au fond de la cavité, et de ce fait se met à graver les flancs. Nous avons estimé que la perte de masse due à cette surgravure est de 3% par rapport à l'ensemble de la masse sismique. L'influence sur la fréquence de résonance obtenue est aussi de 3%. Nous devons de plus noter que la vitesse de gravure par Deep RIE n'est pas uniforme sur la surface du wafer. Nous avons du attendre que la gravure soit terminée sur toute la surface du wafer, et il y a donc des zones et des dispositifs pour lesquels la surgravure est plus ou moins importante. Le volume surgravé n'est donc pas le même sur tous les échantillons.

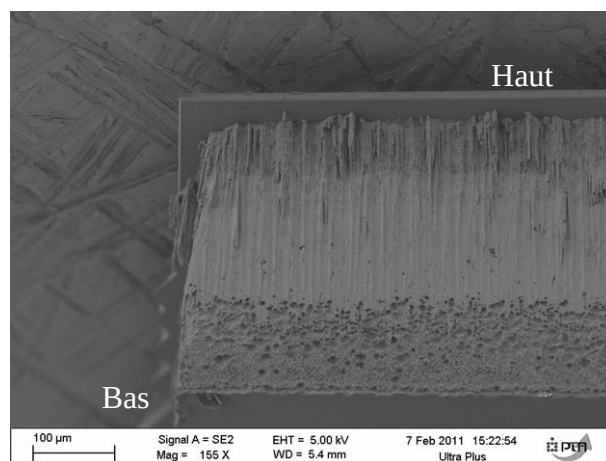


Figure III-25 : Image MEB du flanc de la masse sismique.

Nous nous sommes ensuite intéressés au flanc de la poutre. Sur la Figure III-26, nous pouvons repérer la couche de matériau piézoélectrique (AlN) du reste de la poutre en silicium du fait de sa texture. Nous pouvons ensuite remarquer que nous avons du « scalloping » sur la hauteur de la poutre, qui est une conséquence du procédé Bosh utilisé lors de l'étape de Deep RIE. Ce procédé met en jeu une alternance d'étapes de gravure et de passivation, et crée ces formes en hauteur.

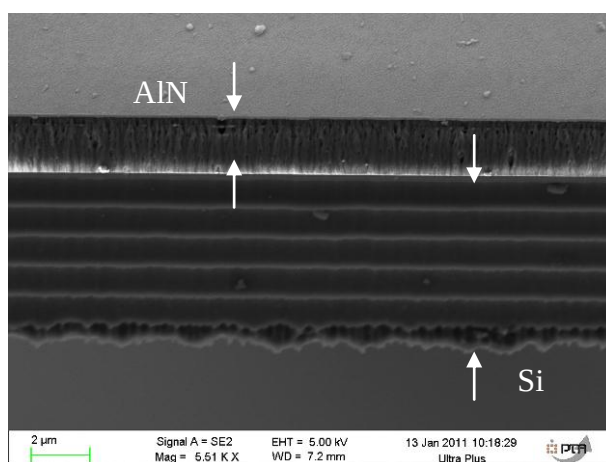


Figure III-26 : Image MEB du flanc de la poutre de silicium.

Sur la Figure III-27, nous pouvons observer l'encastrement d'une poutre encastree libre courbée. Nous pouvons noter que la courbure n'est pas continue mais effectuée par segments de droite, ce qui est du à la définition du masque de photolithographie. Nous pouvons voir que la forme de la poutre près de l'encastrement est très bien définie. Les traces sur la surface supérieure correspondent à des traces de séchage.

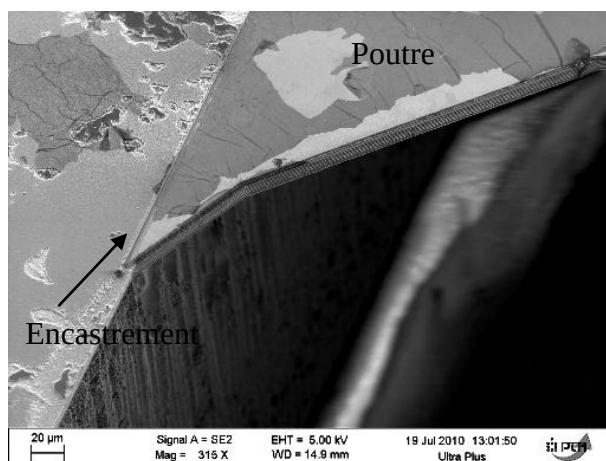


Figure III-27 : Encastrement d'une poutre encastree libre courbee.

A partir d'une image prise au microscope électronique en vue de dessus, nous avons pu mesurer les dimensions réelles du dispositif observé, en l'occurrence PELC2. Les résultats sont résumés dans le Tableau III-3. Nous pouvons voir que les dimensions obtenues sont celles désirées à 3% près.

Grandeur	Dimension désirée (μm)	Dimension obtenue (μm)	% d'écart
L_b	1900	1960	3
L_m	1600	1655	3
W_m	1600	1640	2.5
W_b	550	562	2.2

Tableau III-3 : Comparaison entre les dimensions souhaitées et réelles de PELC2.

III.4 Caractérisation

Dans cette partie seront décrits les différents résultats de caractérisation que nous avons obtenus. Les différentes structures seront comparées entre elles, et comparées à des résultats de simulations.

Nous avons fabriqué trois types de poutres encastrees libres différentes : des structures classiques, et des structures courbées et trapézoïdales. Nous étudierons tout d'abord les 3 types de structures vibrant dans l'air, puis nous analyserons l'influence du vide.

III.4.1 Banc de caractérisation

III.4.1.1 Explication du fonctionnement

Tout d'abord, nous allons commencer par décrire le banc de caractérisation que nous avons utilisé pour caractériser nos structures. Il est composé d'un pot vibrant Data Physics V20 sur lequel sont montés les microgénérateurs, de son amplificateur de puissance 100W, d'un générateur basses fréquences Agilent 33220A, d'un accéléromètre PCB33B03, d'une carte d'acquisition NI USB-6251 et d'un ordinateur avec un programme Labview dédié à cette manipulation. Ces différents composants peuvent être observés sur la Figure III-28.

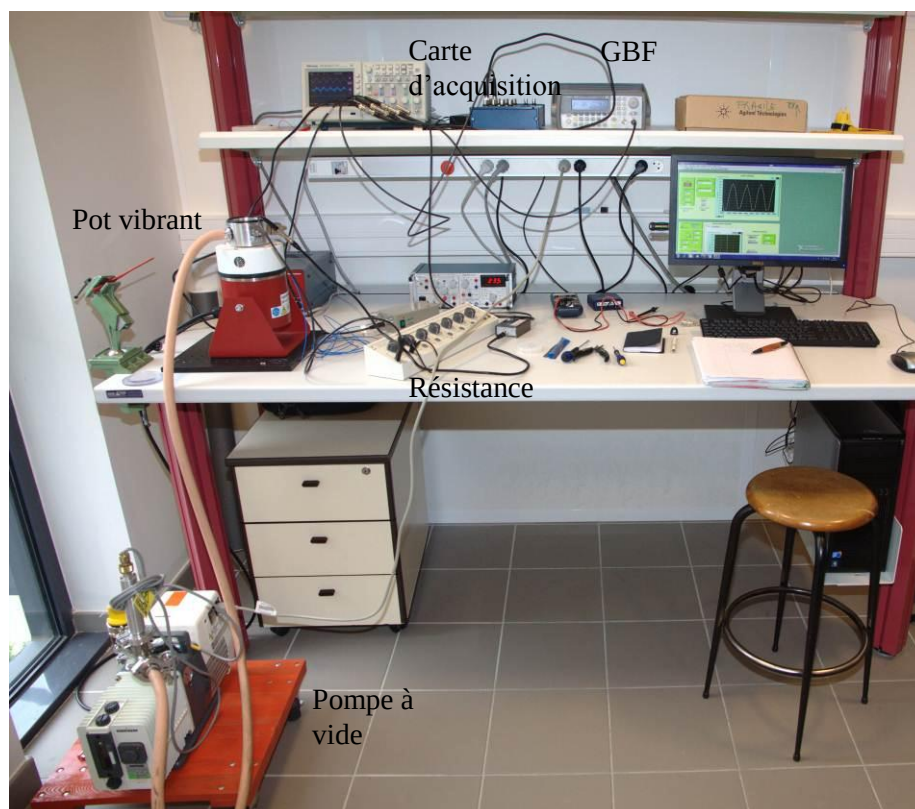


Figure III-28 : Banc de caractérisation.

Il est plus simple de comprendre le fonctionnement du banc en observant une représentation en schéma, comme sur la Figure III-29. Le banc fonctionne en deux boucles : une boucle de réglage des vibrations du pot vibrant et une boucle de mesure. Pour régler le pot vibrant, un signal électrique est envoyé, à l'aide d'un GBF et d'un amplificateur de puissance. Nous verrons par la suite que la réponse du pot vibrant n'est pas uniforme suivant la fréquence d'utilisation ; c'est pourquoi nous utilisons un accéléromètre monté sur le porte échantillon pour avoir un retour sur l'accélération réellement appliquée. En fonction de cette mesure, le programme Labview ajuste ensuite la tension appliquée au pot vibrant pour avoir l'accélération désirée en sortie.

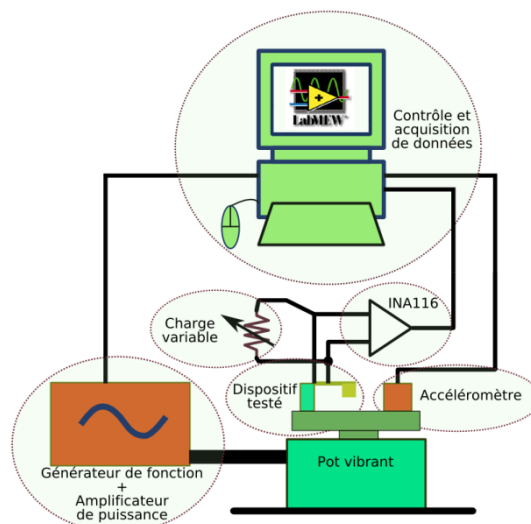


Figure III-29 : Schéma du banc de caractérisation.

Pour mesurer la puissance délivrée par nos microgénérateurs, nous appliquons une charge résistive en sortie. Pour que la résistance d'entrée de la carte d'acquisition et de l'oscilloscope n'influence pas la valeur de cette résistance, nous plaçons un amplificateur d'instrumentation de gain 1 entre la résistance de charge et la chaîne de mesure.

Nous avons pu voir dans les parties précédentes qu'en fin de procédé de fabrication et après la découpe, nos puces sont collées sur des plaques PCB. Ces plaques sont ensuite vissées sur un porte échantillon présenté Figure III-30. Ce porte échantillon permet aussi de faire des mesures de nos dispositifs sous vide, ce que nous étudierons dans les parties suivantes.

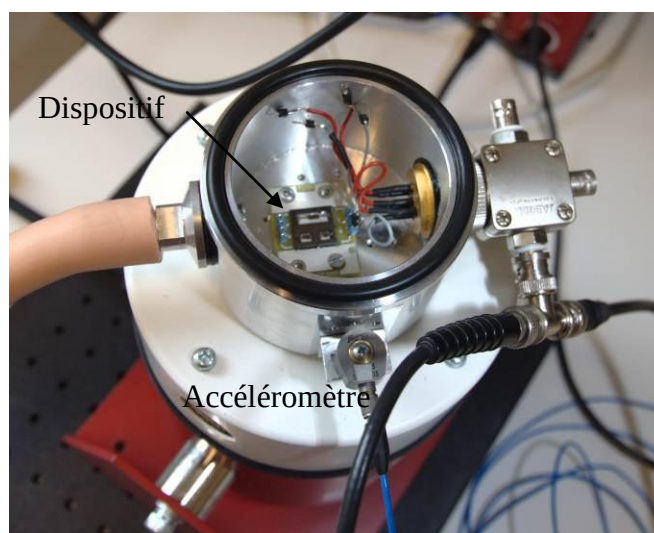


Figure III-30 : Enceinte à vide avec dispositif.

III.4.1.2 Caractérisation du pot vibrant

Avant de caractériser nos microgénérateurs, nous avons souhaité caractériser le pot vibrant (Data Physics v20) qui sera notre source de vibrations. Nous avons très peu de données sur les performances de ce pot, à part qu'il a une bande passante de 0 à 12kHz. Nous avons donc décidé de la caractériser pour avoir plus d'informations.

Nous avons donc mesuré le déplacement absolu du pot vibrant en fonction de la fréquence avec un interféromètre, comme représenté sur la Figure III-31. Nous avons pu mesurer le déplacement de notre porte échantillon en différents points, et notamment comparer ces mesures à l'interféromètre avec celles de l'accéléromètre.

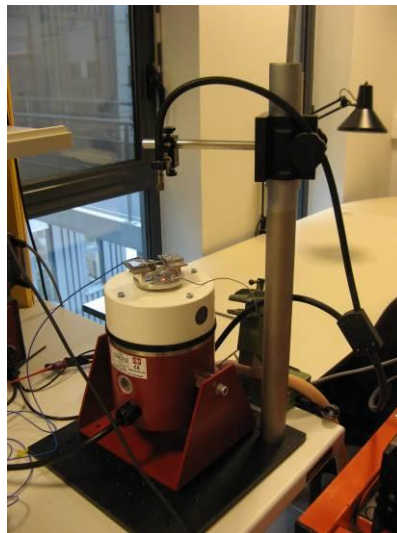


Figure III-31 : Interféromètre monté sur le pot vibrant.

Nous avons commencé par utiliser notre pot vibrant à vide, avec uniquement un scotch réfléchissant sur la surface mobile du pot pour avoir un bon signal optique réfléchi pour l'interféromètre. Nous avons imposé une tension constante quel que soit la fréquence avec un gain fixe au niveau de l'amplificateur de puissance. L'interféromètre utilisé est un Polytec utilisé en velocimètre. A partir de la vitesse mesurée par l'appareil, nous pouvons remonter au déplacement et à l'accélération pour chaque fréquence mesurée. Nous avons tracé les résultats obtenus pour ces trois grandeurs sur une gamme de fréquence de 100 à 5000Hz sur la Figure III-32. Nous pouvons remarquer que l'accélération obtenue tend à être relativement constante entre 1 et 5 kHz.

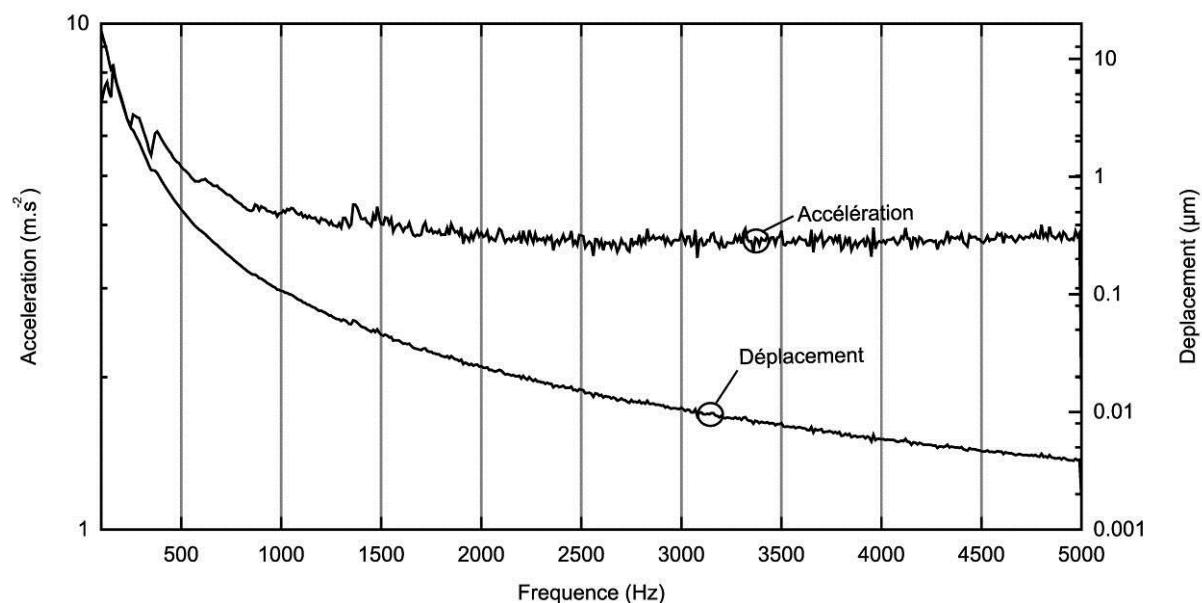


Figure III-32 : Mesures à l'interféromètre des performances du pot vibrant à vide, avec une tension d'entrée et un gain d'amplification de puissance fixes.

Dans la suite des mesures, nous nous sommes focalisés sur l'accélération de sortie du pot vibrant. Nous avons commencé par vérifier si nous retrouvions bien le même type de comportement en fréquence pour différentes tensions d'entrées. Les mesures représentées sur la Figure III-33 le confirment. Nous pouvons aussi remarquer que la relation entre l'accélération de sortie du pot vibrant et la tension d'entrée semble relativement linéaire.

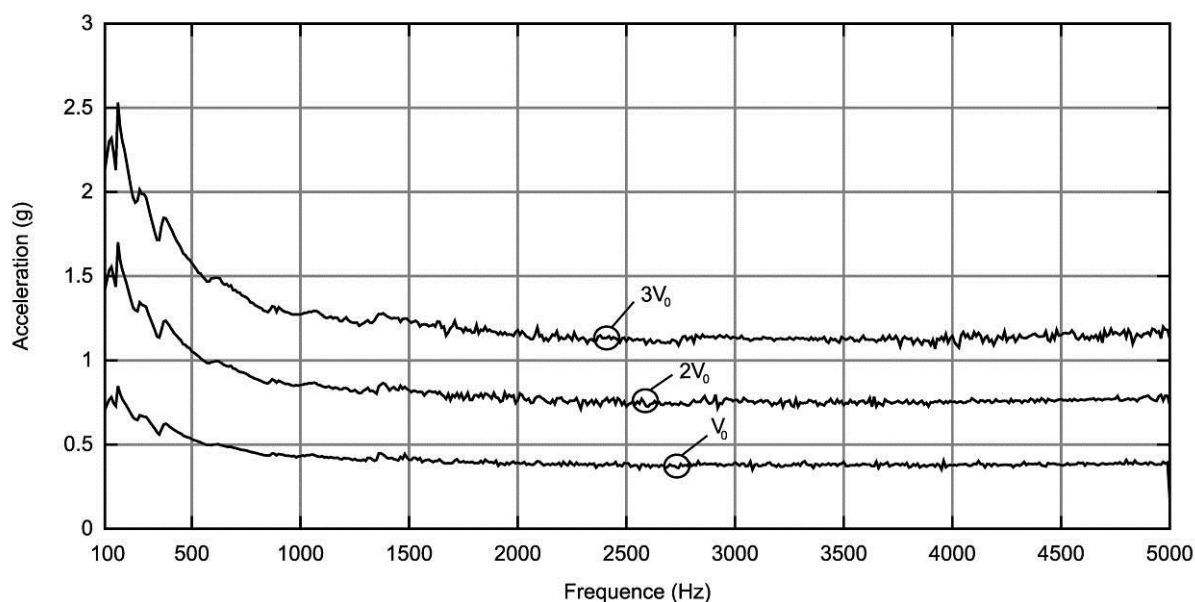


Figure III-33 : Accélération du pot vibrant pour 3 valeurs de tension d'entrée.

Pour toutes les mesures effectuées jusqu'à présent, le pot vibrant était à vide. Or pour pouvoir caractériser nos dispositifs, nous allons avoir besoin d'un porte échantillon. Nous avons deux types de portes échantillons : une plaque circulaire et une chambre à vide. Les deux types ont été testés et nous avons commencé par caractériser le pot vibrant avec la

plaque circulaire visible sur la Figure III-31. Nous nous sommes intéressés à l'influence de la position sur le porte échantillon en faisant des mesures au centre, et aux 4 points cardinaux de notre porte échantillon circulaire (Figure III-34). Nous pouvons remarquer que nous avons des pics de résonances autour de 3 kHz et de 4 kHz. Ces pics de résonances sont dus à la structure mécanique que nous avons rajoutée pour fixer nos échantillons, puisqu'ils n'étaient pas présents sans cette structure. Le pic autour de 3 kHz est particulièrement visible au nord et au sud de notre porte échantillon, mais beaucoup moins au centre ou dans la direction est-ouest. Nous pouvons en déduire qu'il doit s'agir d'un mode où le déplacement de la partie mobile n'est pas dans l'axe, ce qui amène des déplacements plus importants suivant un axe privilégié (l'axe nord-sud). Pour le second pic autour de 4 kHz, nous pouvons remarquer que les zones où l'accélération est la plus importante sont l'est et l'ouest du porte échantillon. Comme pour le pic à 3 kHz, ceci est dû au fait que le pot vibrant ne vibre plus dans l'axe vertical. Nous pouvons estimer d'après les résultats qu'à partir de 2 kHz le pot vibrant ne vibre plus dans l'axe.

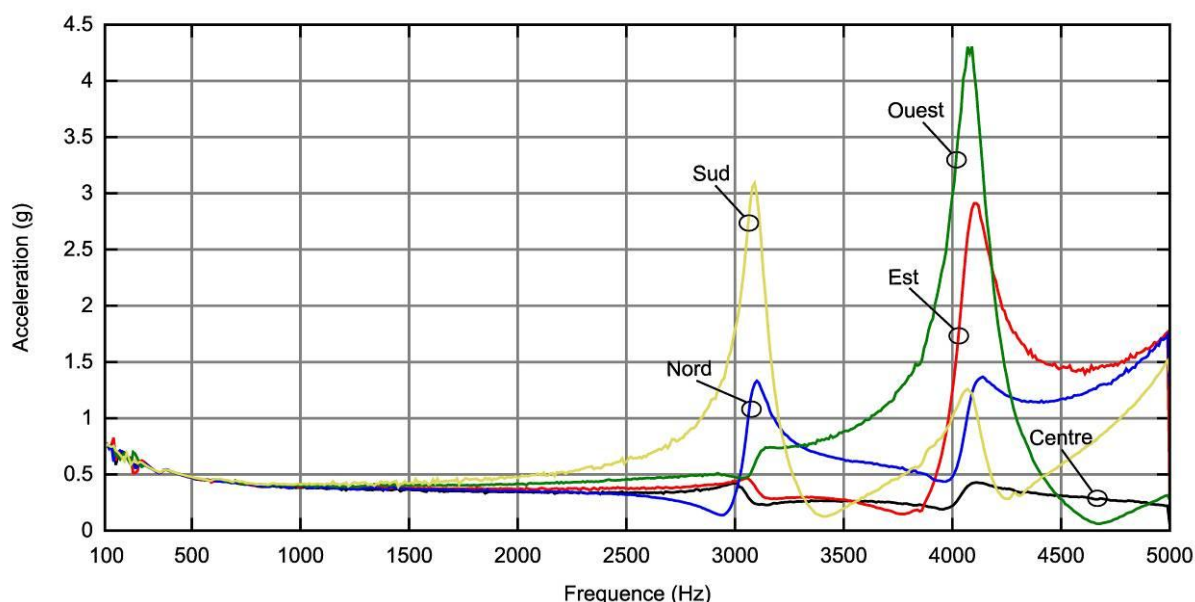


Figure III-34 : Influence de la position sur le porte échantillon sur l'accélération de sortie du pot vibrant.

Pour avoir un retour sur l'accélération que nous avons en sortie du pot vibrant et pour pouvoir faire une rétroaction sur la valeur de tension appliquée en fonction de l'accélération de sortie, nous avons placé un accéléromètre sur le porte échantillon. L'accéléromètre est placé sur un bord du porte échantillon. Nous avons relevé les données de l'accéléromètre et les avons comparées avec les données de l'interféromètre, en plaçant le spot de l'interféromètre sur l'accéléromètre. Nous pouvons observer les résultats sur la Figure III-35. Nous pouvons voir que globalement les données des deux appareils sont assez proches, mais qu'il peut y avoir des différences suivant les fréquences, en particulier à proximité des pics de résonance. Nous pouvons aussi remarquer que les pics de résonance se sont décalés par rapport à la Figure III-34, puisque nous avons rajouté du poids d'un côté du porte échantillon en rajoutant l'accéléromètre.

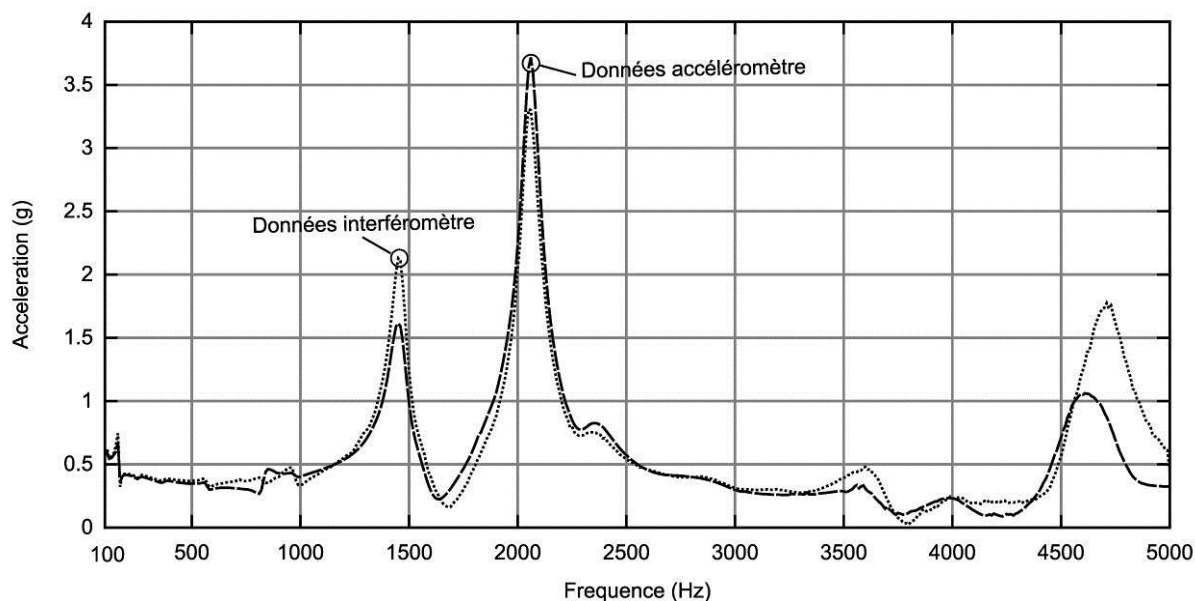


Figure III-35 : Comparaison des mesures de l'accéléromètre et de l'interféromètre.

Nous avons enfin testé notre banc de caractérisation en boucle fermée, c'est-à-dire en faisant une rétroaction à l'aide des mesures de l'accéléromètre. Nous avons mesuré l'accélération obtenue à l'aide de l'interféromètre sur un point du porte échantillon autre que celui où est placé l'accéléromètre. En effet, nous ne pouvons pas placer nos dispositifs exactement au même endroit que l'accéléromètre. Nous pouvons remarquer sur la Figure III-36 qu'entre 200Hz et 1000Hz la boucle de rétroaction marche relativement bien. Pour 1g et 2g, l'écart par rapport à la valeur demandée est de moins de 20%. Par contre à 0.5g, l'écart peut aller jusqu'à 70%. En dehors de cette gamme de fréquence, la boucle marche mal, et il y a plusieurs raisons à cela.

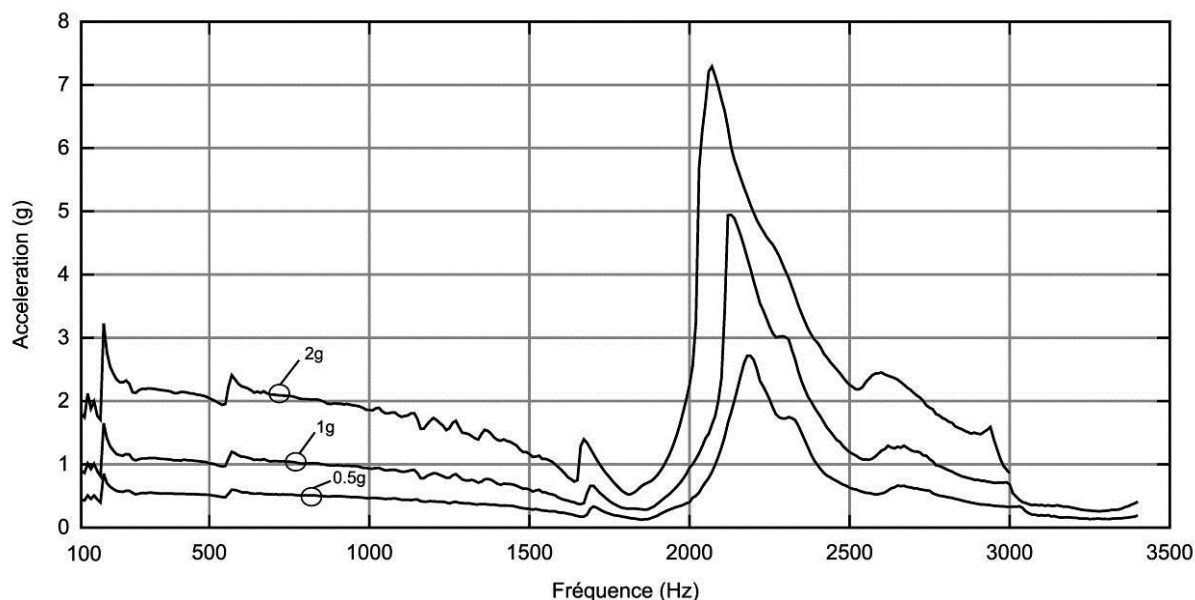


Figure III-36 : Accélération obtenue avec une boucle de rétroaction avec la plaque circulaire montée, mesurée par l'interféromètre, pour différentes valeurs d'accélérations désirées.

Tout d'abord, il y a des écarts entre les mesures de l'accéléromètre et de l'interféromètre, qui est à priori une mesure de référence. La mesure de rétroaction est donc quelque peu faussée. D'autre part, nous avons pu voir sur la Figure III-34 que suivant la position sur le porte échantillon, l'accélération obtenue n'est pas la même à partir de 2000Hz sans accéléromètre monté (cf. Figure III-34), mais cette limite semble plus proche des 1000Hz avec un accéléromètre monté au vu de la Figure III-35. Or, la boucle de rétroaction agit pour l'accélération soit celle demandée en un point du porte échantillon : l'emplacement de l'accéléromètre de référence. Puisque l'accélération obtenue n'est pas la même sur toute la surface du porte échantillon, alors la boucle de rétroaction n'est pas efficace sur toute la surface du porte échantillon.

Nous avons souhaité ensuite tester notre second porte échantillon. En effet, nous avons effectué des mesures sous vide, et nous avons de ce fait monté une chambre à vide sur le pot vibrant (Figure III-37). Lorsque nous souhaitons faire des mesures dans ces conditions, nous plaçons un capot sur la chambre, et connectons une pompe. Cette chambre à vide est beaucoup plus lourde que l'autre porte échantillon, c'est pourquoi nous avons aussi souhaité la caractériser, pour vérifier que le pot vibrant fonctionne toujours bien avec ce poids supplémentaire.

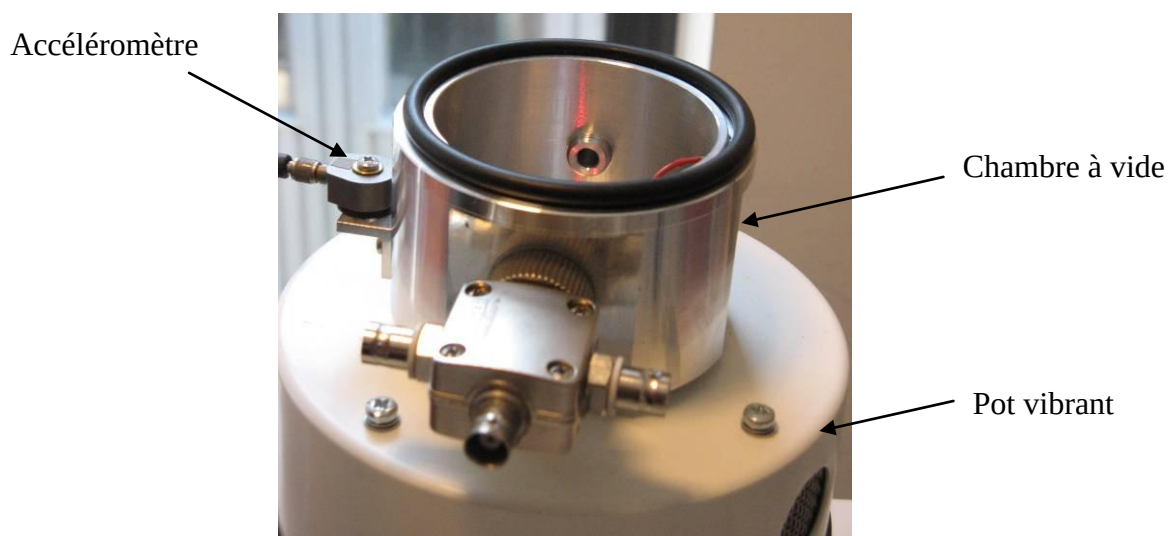


Figure III-37 : Chambre à vide montée sur le pot vibrant

Comme précédemment, nous avons commencé par tester le pot vibrant en boucle ouverte. Nous pouvons voir les résultats sur la Figure III-38. Nous pouvons voir que le pot vibrant fonctionne correctement, et génère bien des vibrations jusqu'à 3000Hz. L'accélération n'est par contre pas du tout constante sur cette gamme de fréquence et une boucle de rétroaction est indispensable.

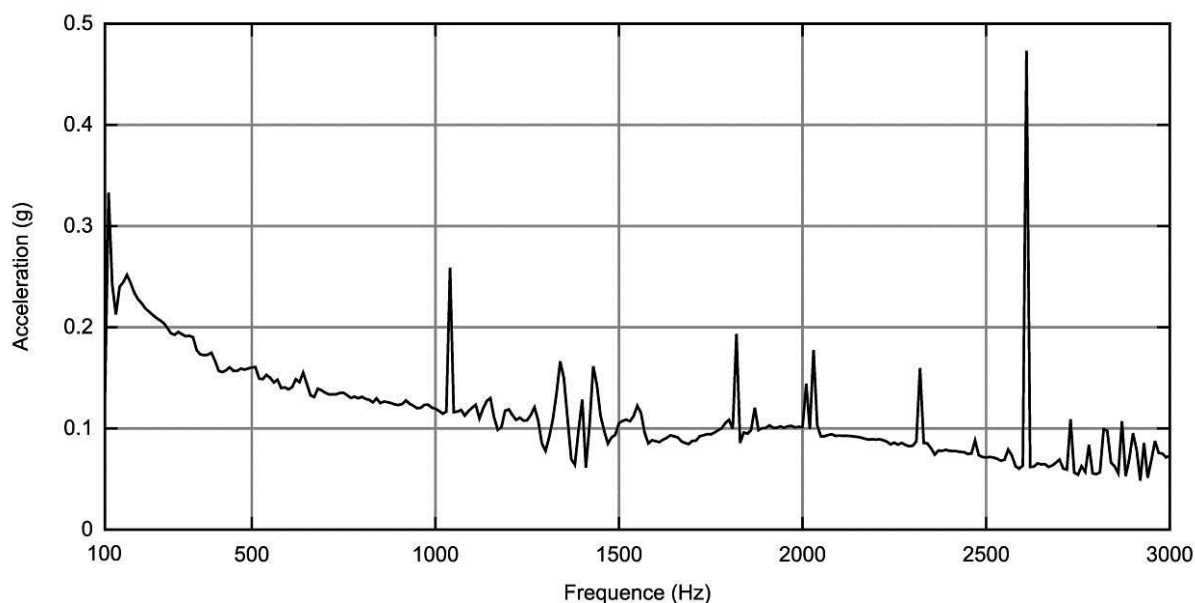


Figure III-38 : Accélération obtenue sans boucle de rétroaction avec la chambre à vide montée, mesurée par l'interféromètre, pour une valeur de tension de 0.1V et un gain fixe.

Nous avons testé le pot vibrant avec la boucle de rétroaction pour la chambre à vide pour trois accélérations différentes : 0.1g, 0.5g et 1g de 100 à 3000Hz. Nous pouvons voir les résultats sur la Figure III-39. Au-delà de 1000Hz, nous pouvons voir que la boucle de rétroaction ne fonctionne pas efficacement. Autour de 100Hz, la boucle ne fonctionne pas non plus efficacement. Entre 150Hz et 1000Hz, la boucle fonctionne correctement. Sur cette gamme de fréquence, il n'y a pas plus de 30% d'écart entre la valeur demandée et celle obtenue pour 0.1g, et moins de 20% d'écart pour 0.5 et 1g. Nous pouvons noter que dans cette gamme, les fréquences pour lesquelles il y a le plus d'écart sont au-delà de 500Hz. Autour de 200Hz, dans la gamme de fréquences où nous testerons nos poutres encastrées libres, il n'y a pas plus de 5% d'écart entre la valeur d'accélération obtenue et désirée.

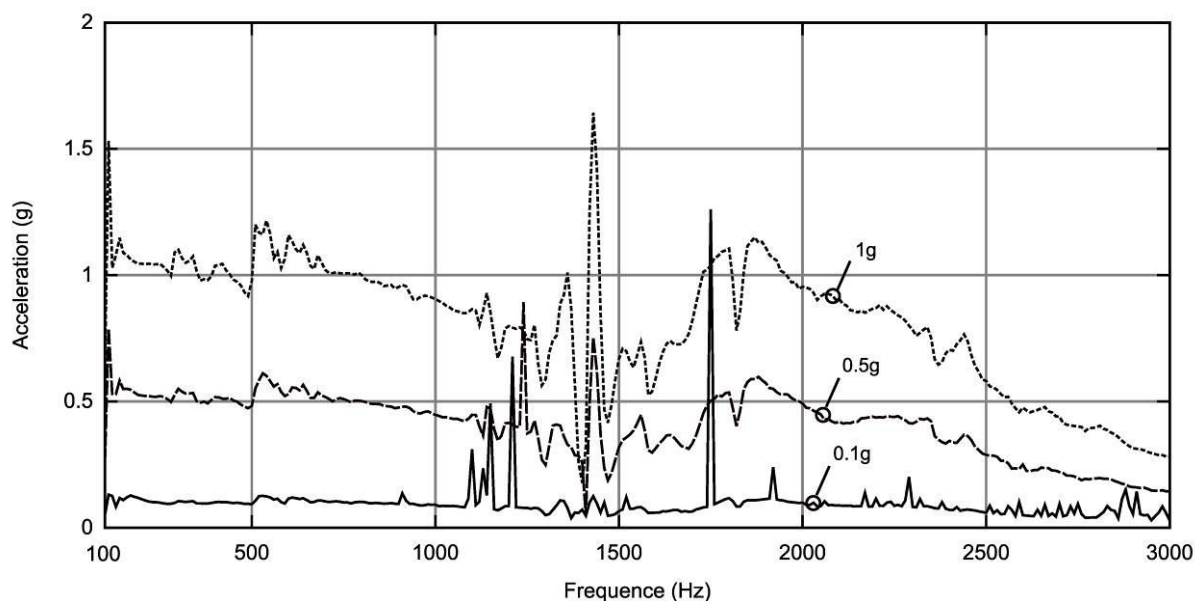


Figure III-39 : Accélération obtenue avec une boucle de rétroaction avec la chambre à vide montée, mesurée par l'interféromètre, pour différentes valeurs d'accélérations désirées.

En conclusion de cette caractérisation de notre banc de mesure, nous pouvons noter que le pot vibrant avec rétroaction fonctionne correctement dans la bande 200Hz-1000Hz pour la plaque circulaire pour des accélérations à partir de 1g, et dans la bande 150-1000Hz pour la chambre à vide pour des accélérations plus faibles. De ce fait, nous avons toujours utilisé la chambre à vide pour caractériser nos dispositifs (même si nous ne les caractérisons pas sous vide), puisqu'ils seront testés à basses fréquences pour de faibles accélérations.

III.4.2 Poutres encastrées libres simples

III.4.2.1 Résultats expérimentaux

Sur les 8 poutres encastrées libres simples qui étaient prévues lors du dessin des masques pour la fabrication, seules deux ont pu être testées : PELS1 et PELS4. Leurs dimensions respectives sont rappelées dans le Tableau III-4. Les autres dispositifs ont pour certains cassé pendant la fabrication du fait de leur trop grande fragilité, ou lors des manipulations pour les prises de contacts électriques. D'autres dispositifs ne sont pas cassés mais ne fonctionnent pas du fait de mauvais contacts électriques.

	<i>PELS1</i>	<i>PELS4</i>
L_b	1900	1900
W_b	1150	800
L_p	633	1900
L_m	1600	1600
W_m	1600	1600

Tableau III-4 : Poutres encastrées libres simples testées qui fonctionnent.

Les deux dispositifs à tester diffèrent par leur longueur de couche piézoélectrique. Leur largeur de poutre a été adaptée pour que les deux dispositifs aient la même fréquence de résonance. Expérimentalement, leurs fréquences de résonance sont de 194.5Hz pour PELS1 et de 201.6Hz pour PELS4.

Nous allons commencer par nous intéresser à PELS1. Nous avons fait des mesures électriques pour différentes accélérations, de 0.01g à 0.15g sous résistance optimale de $2.5M\Omega$ (cette valeur sera justifiée ultérieurement). Par la suite, les valeurs d'accélération seront données en valeur maximale. Sur la Figure III-40, nous pouvons observer la tension de sortie en fonction de la fréquence pour différentes accélérations. Tout d'abord nous pouvons remarquer que plus l'accélération augmente plus la tension de sortie est importante. Ceci s'explique par le fait que plus l'accélération des vibrations va être importante, plus le déplacement de la masse sismique sera important, et l'étirement de la couche piézoélectrique sera donc aussi plus important. La tension générée sera donc supérieure. Nous pouvons aussi noter sur ces courbes que lorsque l'accélération des vibrations augmente, nous observons un durcissement de la structure mécanique. En effet, la fréquence de résonance du dispositif augmente lorsque l'accélération augmente. Cet effet est dû à des non linéarités de la structure, et sera détaillé dans le paragraphe III.5.2.

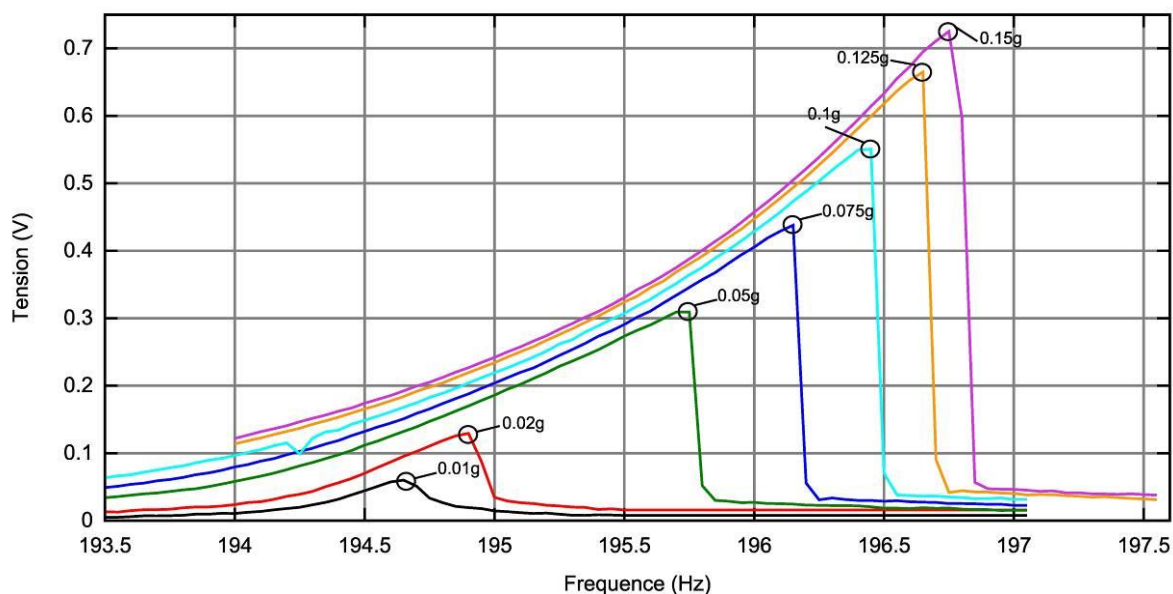


Figure III-40 : Tension de sortie du microgénérateur PELS1 sous une charge de $2.5\text{ M}\Omega$ pour différentes amplitudes d'accélération.

Il existe une résistance optimale à placer aux bornes de la couche piézoélectrique qui permet d'optimiser le transfert de puissance. Nous pouvons le voir sur la Figure III-41, où est tracée la puissance récupérée pour différentes valeurs de résistance pour une accélération fixe de 0.01g . Nous pouvons remarquer qu'il y a une valeur de résistance pour laquelle la puissance est maximale : il s'agit de la résistance optimale. Dans le cas de PELS1, la résistance optimale expérimentale mesurée est de $2.5\text{ M}\Omega$.

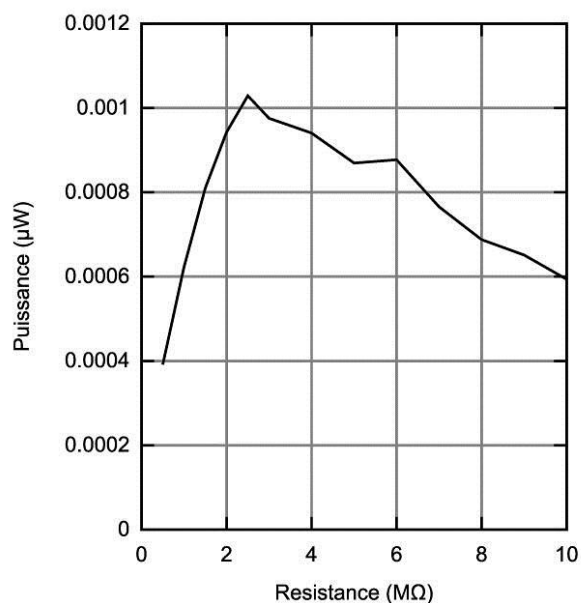


Figure III-41 : Puissance récupérée pour PELS1 en fonction de la résistance de charge pour une accélération de 0.01g .

Nous pouvons observer les courbes équivalentes pour PELS4. Tout d'abord, sur la Figure III-42, nous pouvons observer la tension de sortie pour différentes accélérations.

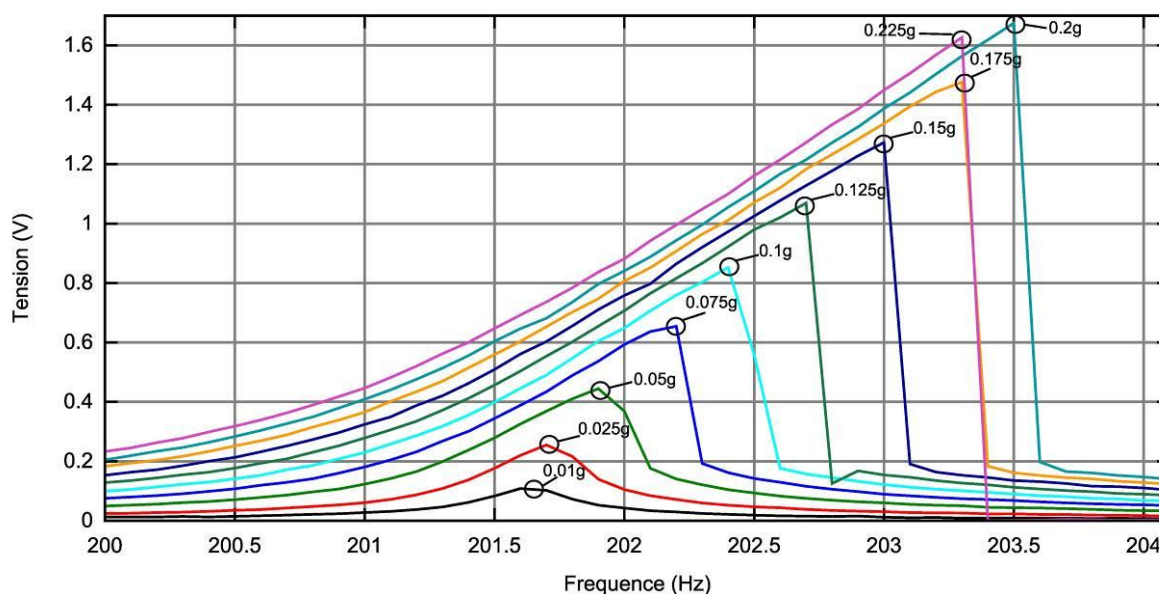


Figure III-42 : Tension de sortie du microgénérateur PELS4 sous une charge de $3\text{ M}\Omega$ pour différentes accélérations.

Nous pouvons remarquer que nous retrouvons l'effet non linéaire de durcissement de la structure avec l'augmentation de l'accélération. Nous pouvons aussi remarquer que pour une accélération donnée la valeur de tension est plus importante pour PELS4 que pour PELS1. Les tensions générées à partir de 0.125g sont de plus d'un volt, et peuvent donc être utilisées par une électronique de gestion de l'énergie adaptée. Enfin, nous pouvons remarquer que la tension générée pour 0.225g est moins importante que pour 0.2g . 0.225g est l'accélération pour laquelle la structure a cassée, et c'est pourquoi nous avons une courbe de réponse en fréquence qui n'est pas terminée pour cette accélération.

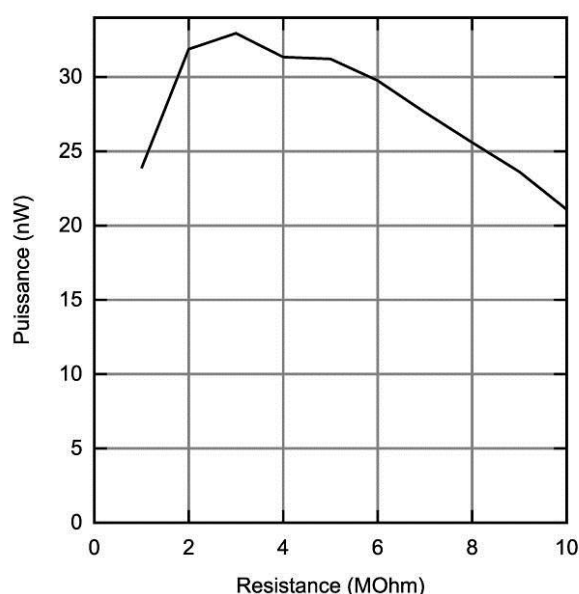


Figure III-43 : Puissance récupérée pour PELS4 en fonction de la résistance de charge pour une accélération de 0.05g .

Comme pour PELS1, nous avons cherché la valeur de la résistance optimale pour le transfert de puissance. Nous avons trouvé une valeur de $3\text{M}\Omega$ pour PELS4 (cf. Figure III-43).

Nous pouvons nous intéresser à la puissance récupérée par ces microgénérateurs sous résistance optimale (Figure III-44). Nous pouvons noter que PELS4 permet de récupérer plus d'énergie que PELS1 pour une valeur d'accélération donnée. A 0.1g , PELS4 récupère 2 fois plus de puissance que PELS1. La longueur de la couche piézoélectrique de PELS1 est un tiers de la longueur de la poutre, alors que PELS4 a une longueur de couche piézoélectrique égale à la longueur de la poutre. Il est donc plus intéressant d'avoir du matériau piézoélectrique sur toute la longueur de la poutre. Ceci confirme les résultats trouvés en III.2.3.2.

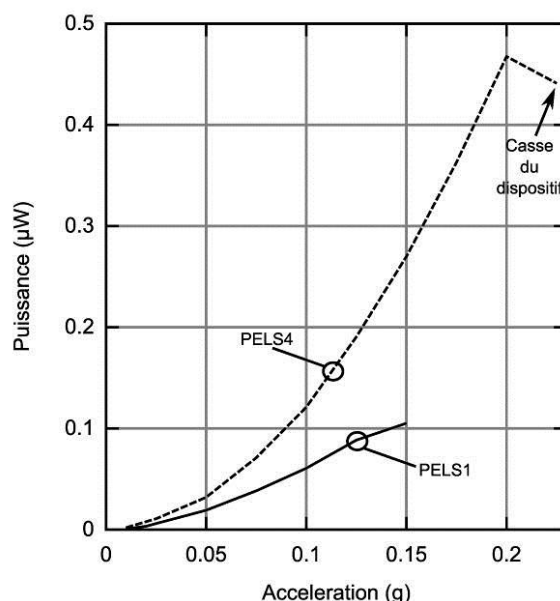


Figure III-44 : Puissance de sortie des microgénérateurs PELS1 et PELS4 sous résistance optimale en fonction de l'accélération.

III.4.2.2 Comparaison avec les simulations par éléments finis

Nous avons comparé les résultats que nous avons obtenus expérimentalement avec les résultats issus de simulations par éléments finis sous ANSYSTM pour les deux dispositifs. Des fréquences de résonance de 201.2Hz pour PELS1 et de 204Hz pour PELS4 ont été trouvées par simulations, alors qu'elles sont de 194.5Hz pour PELS1 et de 201.6Hz pour PELS4 en pratique. Lors de ces simulations, la réduction de la taille de la masse sismique du fait de la sur gravure présentée en III.3.4 a été prise en compte. Il est à noter que nous avons considéré une surgravure uniforme à tous les dispositifs, alors qu'elle est en réalité différente pour chaque dispositif. Nous n'avons pas tenu compte des écarts entre les dimensions souhaitées et obtenues en réalité, puisqu'il aurait fallu mesurer les dimensions de chaque dispositif, ce qui n'a pas pu être fait. Les écarts obtenus entre les simulations et les résultats expérimentaux sur les fréquences de résonance s'expliquent par ces variations sur les dimensions réelles des structures, mais aussi par la présence de contraintes internes dans les poutres.

Pour les deux dispositifs, nous avons comparé les résultats expérimentaux et de simulation donnant la puissance en fonction de la résistance de charge à accélération fixée ou en fonction de l'accélération à résistance optimale. Nous pouvons voir sur la Figure III-45 (a) la comparaison concernant l'influence de la résistance de charge pour le dispositif PELS1.

Nous pouvons voir que les simulations par éléments finis et les résultats expérimentaux sont très différents. Par simulation, nous trouvons une résistance optimale de $8\text{M}\Omega$ alors qu'une valeur de $2.5\text{M}\Omega$ est trouvée en pratique. Au niveau des comparaisons des puissances récupérées par PELS1 sous résistance optimale ($2.5\text{M}\Omega$) pour différentes accélérations, des différences de plus de 100% entre les résultats de simulations et les résultats expérimentaux existent, même pour de faibles accélérations (Figure III-45 (b)). Les simulations par éléments finis surestiment fortement la puissance récupérée. Nous pouvons remarquer que l'écart devient de plus en plus important lorsque l'accélération augmente. Cet effet ne peut pas venir de la valeur d'amortissement définie pour nos simulations, puisqu'à faible accélération les résultats de simulations et d'expériences sont très proches. Ceci s'explique par le fait que le modèle éléments finis ne tient pas compte des non linéarités de la structure, qui deviennent plus influentes lorsque l'accélération augmente. Les non linéarités décalent la fréquence de résonance, diminuent l'amplitude du déplacement et donc de la puissance récupérée.

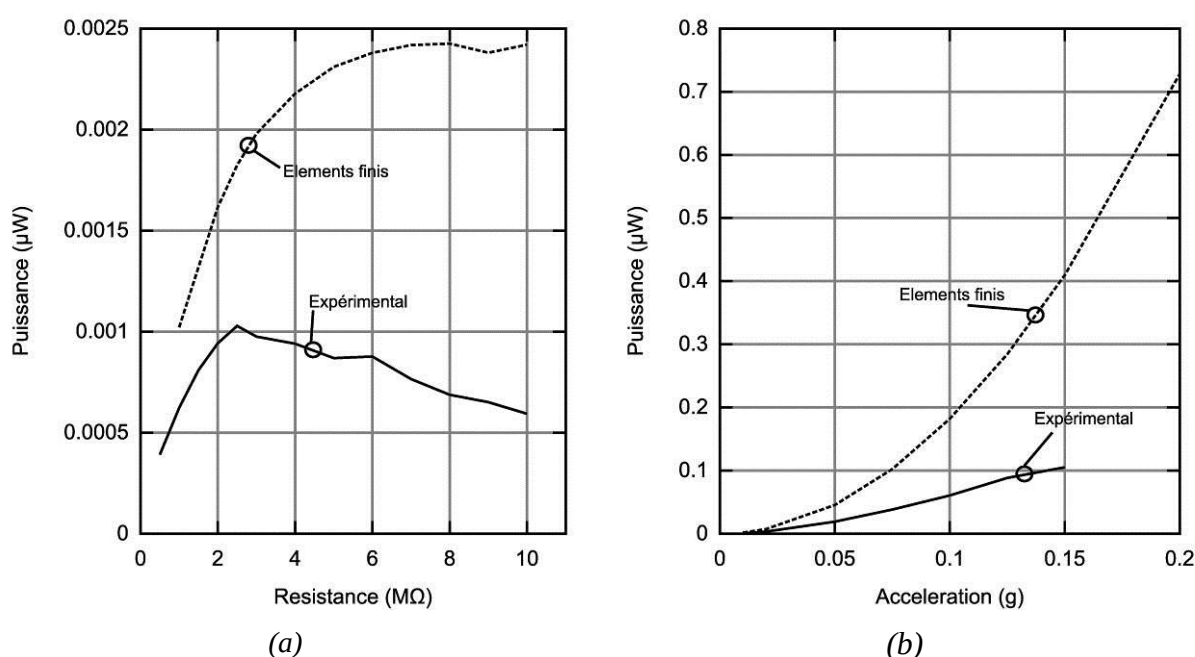


Figure III-45 : Comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations par éléments finis pour PELS1 pour la puissance en fonction de la résistance pour une accélération de 0.01g (a) et pour la puissance en fonction de l'accélération pour une résistance de $2.5\text{M}\Omega$ (b).

Pour le dispositif PELS4, les comparaisons entre simulations et expériences sont présentées sur la Figure III-46. Nous pouvons noter que les expériences et les simulations permettent de trouver une résistance optimale proche, même si les courbes de simulations et expérimentales sont très différentes. Au niveau des comparaisons pour le dispositif sous résistance optimale pour différentes accélérations, les résultats sont cohérents entre expériences et simulations lorsque l'accélération est très faible (en dessous de $0,025\text{g}$) avec 14% d'écart. Cet écart de 14% peut venir de la valeur de damping utilisé pour nos simulations. Dès lors que l'accélération augmente, les non linéarités interviennent expérimentalement et l'écart augmente entre simulation et expérience.

En conclusion des comparaisons entre simulations par éléments finis et résultats expérimentaux, nous pouvons noter qu'il y a peu d'écart à faibles accélérations lorsque la

couche piézoélectrique recouvre toute la poutre. Les simulations par éléments finis sont dans ce cas très pertinentes. Cependant, il ne sera pas possible de tenir compte des effets non linéaires dans ces simulations, le logiciel ANSYSTM ne permettant pas d'introduire des non linéarités pour les simulations harmoniques. Ainsi, les variations de la fréquence de résonance et la réduction de la puissance récupérée suivant l'accélération appliquée ne seront pas présentes dans les résultats de simulations puisqu'il s'agit d'un effet non linéaire. Dans le cas où la couche piézoélectrique ne recouvre pas toute la poutre, les écarts sont très importants, et les simulations ne traduisent pas le comportement réel du dispositif.

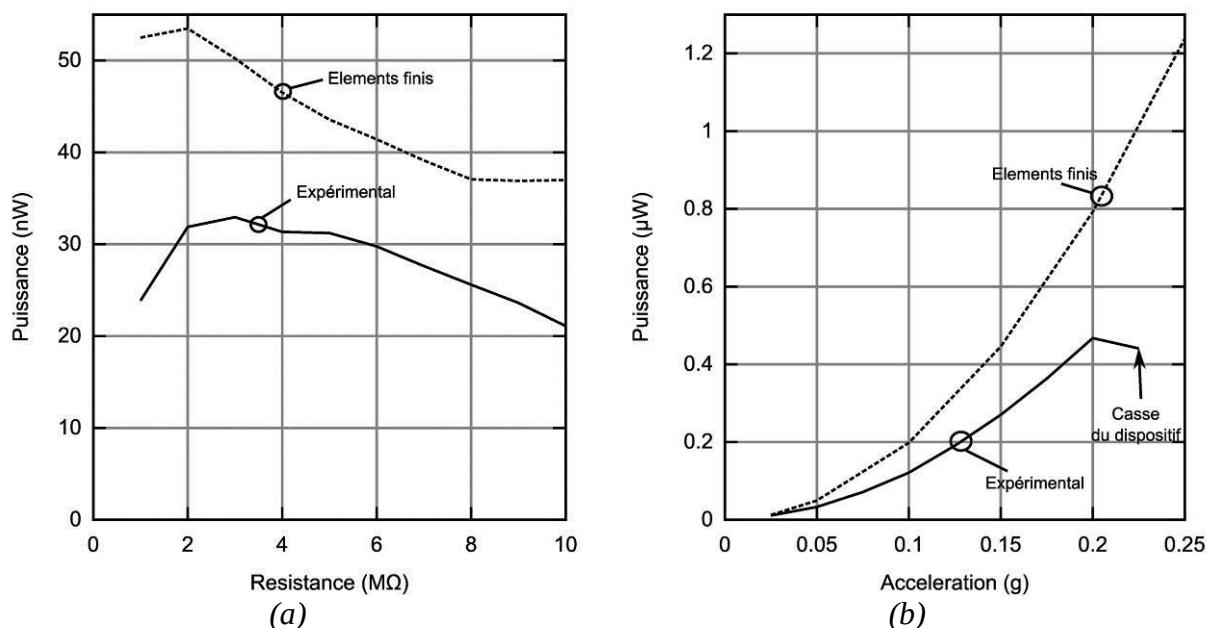


Figure III-46 : Comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations par éléments finis pour PELS4 pour la puissance en fonction de la résistance pour une accélération de 0.05g (a) et pour la puissance en fonction de l'accélération pour une résistance de 3MΩ (b).

III.4.3 Poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales

III.4.3.1 Résultats expérimentaux

Sur les 11 structures prévues lors de la conception, 6 ont pu être testées. Leurs dimensions sont rappelées dans le Tableau III-5. Il est à noter que le dispositif PELC4 testé vient de la plaque P2 (qui correspond au seul dispositif fonctionnel du second essai de fabrication) alors que tous les autres dispositifs proviennent de la plaque P4. Tous les dispositifs testés ont la même masse sismique et la même longueur de poutre. Ils varient par la forme de la poutre. Les dispositifs PELC1-6 sont des poutres courbées avec différentes longueurs de courbure et différents angles de courbure. Les dispositifs PELT2 et 4 présentent différentes longueurs de poutres trapézoïdales.

<i>n° dispo</i>	<i>PELC1</i>	<i>PELC2</i>	<i>PELC4</i>	<i>PELC6</i>	<i>PELT2</i>	<i>PELT4</i>
L_b	1900	1900	1900	1900	1900	1900
W_b	570	550	670	760	600	700
L_p	1900	1900	1900	1900	1900	1900
a	2	2	3	8	2	3
α/W_{base}	60	80	60	60	1200	1400
L_m	1600	1600	1600	1600	1600	1600
W_m	1600	1600	1600	1600	1600	1600

Tableau III-5 : Dimensions des poutres encastrées libres courbées et trapézoïdales testées.

Nous avons pu caractériser le dispositif PELC4 mécaniquement et électriquement. La caractérisation mécanique a été faite optiquement avec un interféromètre. Le spot de l'interféromètre était focalisé sur la surface supérieure de la masse sismique. La manipulation est délicate car lorsqu'un dispositif est soumis à des vibrations, l'angle de la surface supérieure avec l'horizontal varie, ce qui change la direction de réflexion du signal lumineux. C'est pourquoi il n'est possible de mesurer le déplacement de la masse sismique que pour de faibles accélérations. Nous pouvons voir les résultats obtenus sur la Figure III-47, où nous pouvons voir le déplacement et la tension obtenue pour une très faible accélération de 0.006g. Nous pouvons remarquer une résonance mécanique et électrique à 214Hz. Nous avons pu mesurer un facteur de qualité mécanique de notre dispositif en circuit ouvert de 1000.

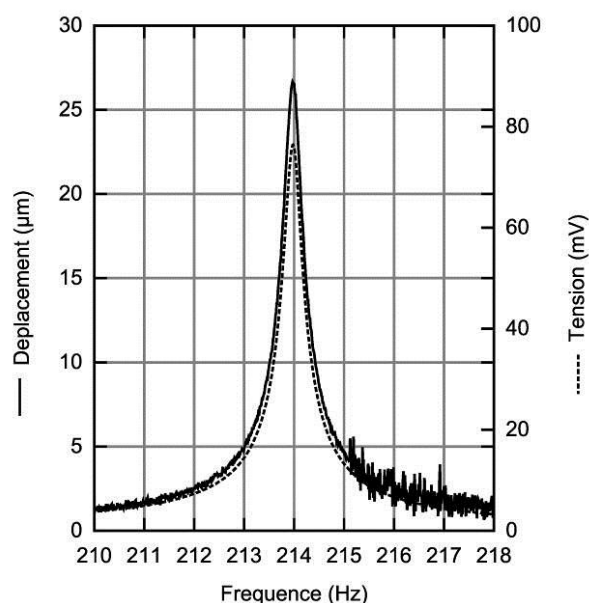


Figure III-47 : Déplacement et tension en fonction de la fréquence pour le dispositif PELC4.

Nous avons par la suite voulu comparer les performances de nos différents récupérateurs d'énergie. Les résultats sont résumés dans le Tableau III-6. Nous avons commencé par mesurer leurs fréquences de résonance respectives, qui se trouvent autour de 200Hz à plus ou moins 7%. Nous avons ensuite cherché leurs résistances optimales, qui se trouvent entre 2 et 4 MΩ. Enfin, nous avons comparé la puissance récupérée à leur fréquence de résonance respective, avec leur résistance optimale respective, à 0.1g. Nous pouvons remarquer que tous les dispositifs donnent des puissances du même ordre de grandeur, sauf

PELT2 qui fonctionne beaucoup moins bien. Le dispositif donnant le plus de puissance à 0.1g est PELT4.

<i>n° dispo</i>	<i>PELC1</i>	<i>PELC2</i>	<i>PELC4</i>	<i>PELC6</i>	<i>PELT2</i>	<i>PELT4</i>
<i>f_{résonance} (Hz)</i>	202,3	203,8	214	197,6	198	209,8
<i>R_{opt} (MΩ)</i>	4	4	4	2	3	4
<i>V @0.1g (V)</i>	1,136	1,198	1,077	0,8926	0,8234	1,288
<i>P @0.1g (μW)</i>	0,1614	0,17952	0,1451	0,1992	0,113	0,2074

Tableau III-6 : Fréquence de résonance, résistance optimale, tension et puissance à 0.1g des différents dispositifs.

Nous nous sommes intéressés à l'évolution de la puissance récupérée en fonction de l'accélération d'entrée pour les différents dispositifs sur la Figure III-48, en comparaison avec un dispositif référence PELS4 (une poutre encastree libre simple). Nous pouvons tout d'abord remarquer que PELT2 ne fonctionne pas normalement, puisqu'il ne génère de l'énergie qu'au-dessus d'une valeur d'accélération (0.15g).

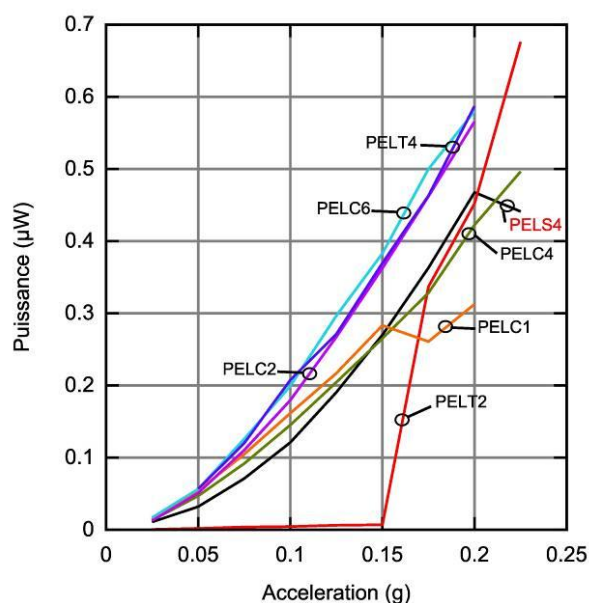


Figure III-48 : Puissance en fonction de l'accélération d'entrée pour les différents dispositifs courbés et trapézoïdaux comparés à une structure simple référence (PELS4).

Pour la plupart des dispositifs, nous nous sommes limités à une valeur d'accélération de 0.2g, pour être sûr de ne pas casser les dispositifs. Nous savons que PELS4 a cassé à 0.225g, et que les dispositifs courbés et triangulaires sont a priori plus solides. D'un point de vue puissance récupérée, nous pouvons voir que PELC2, PELC6 et PELT4 fonctionnent mieux que les autres, et même mieux qu'une structure droite comme PELS4. Ces résultats nous prouvent qu'il est plus intéressant de fabriquer des poutres courbées ou trapézoïdales que des poutres droites, puisque nous ne voyons pas de réduction de la puissance émise notable.

Pour PELC4, qui a été le premier dispositif testé, nous avons testé des valeurs d'accélération d'entrée plus importantes. Nous pouvons voir les résultats obtenus sur la Figure III-49. Nous pouvons voir qu'à partir de 0.25g, nous arrivons sur un palier de puissance. Ceci est dû au fait que nous sommes limités en déplacement par le packaging : il n'y a en effet qu'un peu plus de 500µm de déplacement possible sous la masse sismique (un wafer de 500µm collé avec de la colle époxy). Cette limite de déplacement empêche le dispositif d'atteindre des déplacements plus importants et de se déformer plus. Pour les autres dispositifs, nous avons doublé cette limite de déplacement en collant deux wafers de 500µm.

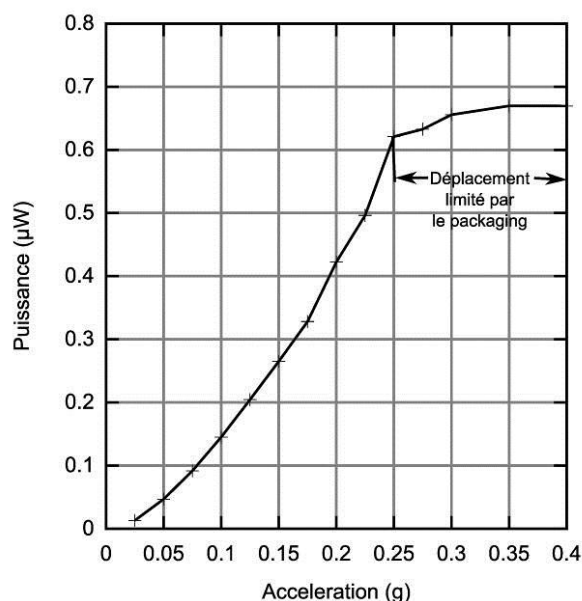


Figure III-49 : Puissance en fonction de l'accélération pour PELC4 avec une résistance de charge de 4MΩ.

III.4.3.2 Comparaison avec les simulations par éléments finis

Les résultats obtenus expérimentalement ont été comparés aux résultats obtenus par simulations par éléments finis. Nous avons souhaité comparer les résultats expérimentaux obtenus avec les simulations par éléments finis pour tous les dispositifs caractérisés. Nous avons uniquement exclu de ces simulations le dispositif PELT2 puisque nous avons pu voir dans les résultats précédents qu'il ne fonctionne pas normalement.

<i>n° dispo</i>	<i>PELC1</i>	<i>PELC2</i>	<i>PELC4</i>	<i>PELC6</i>	<i>PELT4</i>
<i>Expérimental</i>					
f_résonance (Hz)	202,3	203,8	214	197,6	209,8
R _{opt} (MΩ)	4	4	4	2	4
V @0.1g (V)	1,136	1,198	1,077	0,8926	1,288
P @0.1g (μW)	0,1614194	0,179523	0,14515	0,1992381	0,207455
<i>Elements finis</i>					
f_résonance (Hz)	191,4	191,4	193,8	198,3	204,8
V @0.1g (V)	1,3	1,21	1,28	1,01	1,23
P @0.1g (μW)	0,211	0,183	0,204	0,255	0,189
<i>Comparaison Expérimental/Elements finis</i>					
Erreur à 0.05g (%)	-2,85	-10,3	8,83	13,2	-16,2
Erreur moyenne (%)	61	12	50	35	16,5
Erreur maximale (%)	170	30	93	76	30

Tableau III-7 : Comparaison des résultats de simulations par éléments finis et des résultats expérimentaux.

Les résultats obtenus et la comparaison entre résultats expérimentaux et éléments finis sont détaillés dans le Tableau III-7. Pour chaque dispositif ont été calculées la fréquence de résonance et les puissances obtenues sous résistance optimale pour chaque accélération testée expérimentalement de 0.025 à 0.2g. Nous pouvons tout d'abord noter que du point de vue de la fréquence de résonance, l'erreur n'excède pas 10% entre les fréquences trouvées expérimentalement et par simulations. Lors des simulations, la réduction de la masse sismique du fait de la sur gravure présentée dans le paragraphe III.3.4 a été prise en compte.

Nous avons ensuite comparé les puissances récupérées par les dispositifs pour leur résistance optimale expérimentale entre 0.025 et 0.2g pour chaque point de mesure tous les 0.025g. Nous nous sommes concentrés sur la puissance récupérable suivant l'accélération, et nous ne nous sommes pas intéressés à la recherche de la résistance optimale par simulation par éléments finis puisque nous avons pu voir au paragraphe précédent que cela fonctionnait assez mal. Sur tous les dispositifs et sur toutes les mesures, l'écart moyen sur les puissances est de 35% entre les résultats expérimentaux et les simulations par éléments finis. Nous pouvons noter que pour des faibles accélérations les écarts entre les simulations et les résultats expérimentaux sont assez faibles. Ces écarts sont dus à des variations sur les propriétés des matériaux et sur les dimensions obtenues. Cependant, dès que l'accélération augmente, nous pouvons remarquer que l'erreur augmente aussi, puisque comme pour les poutres encastrées libres simples, les effets non linéaires ne sont pas pris en compte lors des simulations par éléments finis. Globalement, les résultats expérimentaux et obtenus par éléments finis sont cohérents, mais un modèle éléments finis d'un générateur piézoélectrique ne peut permettre qu'à donner un ordre de grandeur surestimé de la puissance récupérable par ce dispositif puisque les non-linéarités ne sont pas prises en compte.

III.4.4 Couplage électromécanique

En mesurant la fréquence de résonance en circuit ouvert et en court-circuit, il est possible de remonter au coefficient de couplage électromécanique décrit au chapitre II. Ce coefficient traduit en quelque sorte l'efficacité de notre récupérateur d'énergie. Il est possible de l'estimer avec la formule suivante [III-15], avec k_e le coefficient de couplage électromécanique, f_{CO} la fréquence de résonance en circuit ouvert et f_{CF} la fréquence de résonance en circuit fermé:

$$k_e^2 = \frac{f_{CO}^2 - f_{CF}^2}{f_{CF}^2} \quad (III-2)$$

Nous avons mesuré ces deux fréquences pour 4 dispositifs. Ces mesures ont été effectuées à l'aide d'un interféromètre. Les résultats de mesure et les calculs des coefficients de couplage ont été résumés dans le Tableau III-8.

Dispositif	PELS1	PELC1	PELC2	PELC4
f_{CO}	194.75	202.54	204.33	214.37
f_{CF}	194.61	202.1	203.79	213.83
k_e (%)	3.79	6.6	7.28	7.11

Tableau III-8 : Mesures des fréquences de résonance en circuit ouvert et en court-circuit, et calcul du coefficient de couplage correspondant.

En comparant les résultats pour les 4 dispositifs, nous pouvons noter que le dispositif PELS1 a un coefficient de couplage bien moins important que les autres. Ceci est dû au fait qu'il a une couche piézoélectrique sur seulement un tiers de la poutre, et qu'il récupère donc moins efficacement l'énergie vibratoire présente. Ceci confirme les résultats du paragraphe III.4.2. Pour les trois autres dispositifs, nous trouvons des résultats assez proches. Les différences trouvées sur les coefficients de couplage ne permettent pas de traduire les différences de performance entre les trois dispositifs représentées à la Figure III-48. Nous pouvons cependant observer que les performances de ces trois dispositifs sont proches.

III.4.5 Mesures sous vide

Travailler sous vide permet de réduire les frottements de l'air lors des déplacements de nos dispositifs. Leurs performances devraient donc être améliorées, puisque le facteur de qualité est amélioré. Nous allons donc tester différents dispositifs sous vide primaire. Avant cela, nous nous sommes demandés comment nous devons conduire la manipulation. Nous disposons d'une chambre à vide montée sur un pot vibrant et d'une pompe pour faire le vide. Nous avons fait des essais pour savoir s'il fallait laisser la pompe fonctionner en permanence. Nous avons fait des mesures toutes les 5 minutes de la tension de sortie du dispositif PELC4 à 0.02g en laissant la pompe fonctionner (après 15 minutes de pompage) et en la faisant fonctionner 15 minutes puis en la coupant. Nous pouvons voir les résultats correspondant sur la Figure III-50.

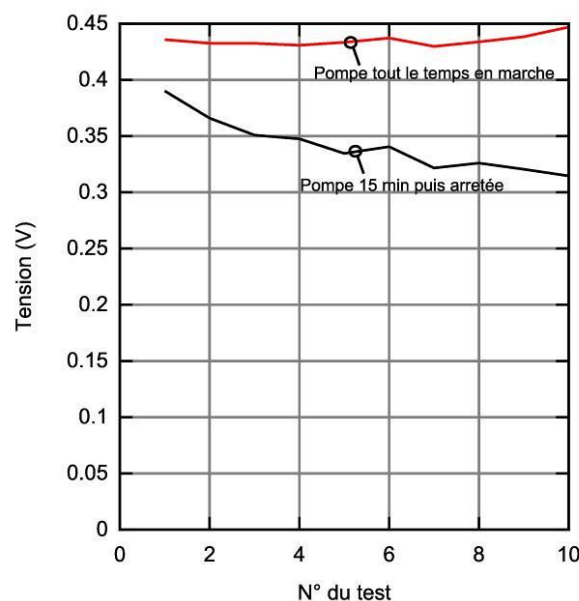


Figure III-50 : Test de reproductibilité des mesures effectuées sous vide.

Nous pouvons voir que la chambre n'est pas totalement étanche, puisque lorsqu'on coupe la pompe nous perdons le vide petit à petit. Il sera donc nécessaire de faire fonctionner la pompe en permanence. Sur les 10 mesures effectuées avec la pompe fonctionnant en permanence, nous avons noté des variations de plus ou moins 2.5%. En faisant le même essai de 10 mesures avec le même dispositif sous air, nous avons trouvé le même ordre de grandeur de variations. Ces variations sont dues à des erreurs de mesures et à des erreurs sur l'accélération appliquée via la boucle de rétroaction.

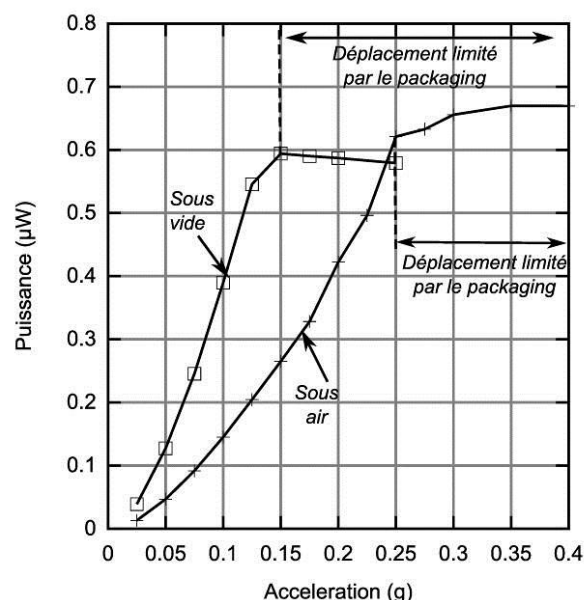


Figure III-51 : Comparaison de la puissance récupérée par PELC4 en fonction de l'accélération sous vide et sous air pour une résistance de $4M\Omega$ dans les deux cas.

Sur la Figure III-51, nous avons comparé les performances du dispositif PELC4 sous vide et sous air [16]. Le niveau de vide obtenu avec notre système n'est pas connu, car la sonde Pirani de la chambre à vide ne fonctionnait pas. Nous pouvons remarquer que l'énergie

récupérée à une accélération donnée est nettement plus importante sous vide. C'est la pente de la courbe qui change, et donc plus l'accélération est importante plus l'écart est important entre les performances sous air et sous vide. Cet effet vient du fait que les frottements avec l'air correspondent à des frottements visqueux, qui sont plus importants lorsque le déplacement est grand. Nous pouvons noter que sous air nous obtenions un déplacement de plus de $500\mu\text{m}$ à $0.25g$, alors que sous vide il est obtenu pour $0.15g$. A $0.15g$, la puissance récupérée sous vide est 2.5 fois plus importante que sous air. Pour un système linéaire, la puissance est proportionnel avec l'accélération d'entre au carré. L'effet du vide influe sur le coefficient de proportionnalité entre la puissance et l'accélération au carré. Cependant, nos dispositifs sont très rapidement non linéaires dès que l'accélération augmente, et ne suivent cette loi quadratique que pour de très faibles accélérations. Pour de très faibles accélérations, nous avons pu noter un coefficient de proportionnalité 3 fois plus important sous vide.

Nous avons aussi cherché la résistance optimale expérimentale pour le dispositif PELC4 sous vide. Nous pouvons voir la courbe obtenue de la puissance par rapport à la résistance de charge sous vide et sous air sur la Figure III-52. Nous pouvons noter que la résistance optimale n'est pas la même selon si l'on travaille sous vide ou pas. Ceci est normal puisque le facteur de qualité de la structure est changé. La résistance optimale sous vide est plus importante, et nous avons trouvé $9\text{ M}\Omega$ pour PELC4. Il est à noter que nous n'avons pas pu aller au-delà de $11\text{ M}\Omega$ avec le matériel donc nous disposons. Nous pouvons remarquer que même si il y a une valeur optimale de résistance de charge, il y a une gamme de résistance pour lesquelles il y a de faibles variations de la puissance récupérée. Sous air, les variations de la puissance récupérée sont de moins de 12% entre 1 et $6\text{ M}\Omega$. Sous vide, les variations de la puissance récupérée sont de moins de 12% entre 4 et $11\text{ M}\Omega$. Ces résultats nous montrent que même si la résistance de charge n'est pas parfaitement réglée, nous récupérerons toujours une quantité importante d'énergie.

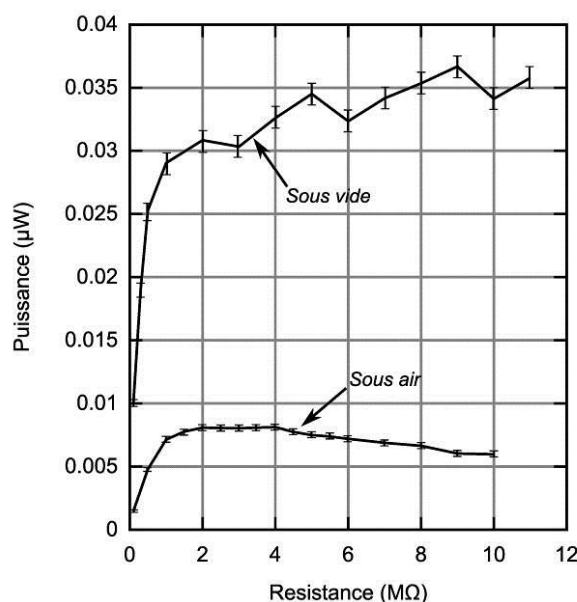


Figure III-52 : Comparaison de la puissance récupérée par PELC4 en fonction de la résistance de charge sous vide et sous air pour une accélération de $0.02g$.

Il n'a pas été possible de faire de mesures de déplacement à l'interféromètre, puisque le dispositif est dans une chambre à vide. Même si le dispositif est visible via le capot en

plexiglas de la chambre, le capot agit comme une lame à faces parallèles, et nous ne sommes pas parvenus à mesurer le déplacement d'une poutre encastrée libre. De ce fait, nous n'avons pas pu calculer le facteur de qualité mécanique de la structure sous vide par la mesure du déplacement. Nous avons tout de même pu mesurer le facteur de qualité sur la tension lorsque le dispositif est connecté à sa résistance optimale. Nous avons trouvé un facteur de qualité de 2000. Ce facteur de qualité du dispositif connecté à sa résistance optimale vaut théoriquement la moitié du facteur de qualité mécanique. Nous pouvons en déduire que nos dispositifs ont un facteur de qualité mécanique de 4000 sous vide.

Nous avons comparé les performances sous vide et sous air pour plusieurs dispositifs, et les résultats sont résumés dans le Tableau III-9. Nous pouvons remarquer que l'amélioration des performances par le vide est assez variable suivant les dispositifs. Nous pouvons séparer les variations de performances de PELC4 des autres dispositifs : en effet pour PELC4 il y a 500 μ m de vide sous la masse sismique alors que pour les autres il y a 1000 μ m. La taille de la tranche d'air qui sera fouetté lors des déplacements de la masse sismique a son importance sur les pertes par frottements sur l'air. L'écart le plus étonnant est entre PELC1 et PELC2, puisque les deux dispositifs sont très proches d'un point de vue géométrique et d'un point de vue performances sous air, et pourtant leurs performances sous vide sont très différentes. En conclusion, nous pouvons retenir que le vide permet d'améliorer les performances d'un dispositif à une accélération donnée, mais les résultats obtenus ne nous permettent pas de faire une estimation quantitative sur l'amélioration générale obtenue. Nous devons tout de même noter que pour une accélération donnée, la puissance générée est plus importante, mais pour des contraintes dans la structure qui sont aussi plus importantes. Il peut cependant être intéressant d'imaginer de faire des packagings sous vide, comme cela a été tenté par Elfrink [III-17].

<i>Dispositif</i>	<i>PELS1</i>	<i>PELC1</i>	<i>PELC2</i>	<i>PELC4</i>	<i>PELT4</i>
<i>Accélération (g)</i>	0.02	0.1	0.1	0.1	0.05
<i>P sous air (μW)</i>	0.00335	0.1614	0.1798	0.1404	0.0568
<i>P sous vide (μW)</i>	0.0406	0.2599	0.553	0.390	0.293
<i>$\frac{Psousvide}{Psousair}$</i>	12.1	1.61	3.07	2.78	5.15

Tableau III-9 : Comparaison des puissances sous air et sous vide pour quelques dispositifs.

III.4.5.1 Résistance à la rupture des différents dispositifs

Différents dispositifs ont cassés pendant les caractérisations. PELS1 et PELS2 ont cassé sous vide connectées à leur résistance optimale pour une accélération de 0.04g. PELC6 a elle cassé aussi sous vide à 0.05g lorsque la résistance de charge a été changée. Ils étaient sur la même puce. PELS4 a cassé à 0.225g connectée à sa résistance optimale. Nous avons pu voir que nous avons pu aller plus loin en accélération avec PELC4 sans qu'il casse. Cependant, à partir de 0.25g, son déplacement était limité, et cela a pu protéger la structure. Pour savoir véritablement quels sont les dispositifs les plus résistants entre les différentes formes de dispositifs, il serait nécessaire de casser plusieurs dispositifs de chaque type et de comparer leur accélération de rupture. Cependant, nous ne disposons que de peu de dispositifs fonctionnels, et nous n'avons donc pas pu nous permettre de procéder à ces tests.

III.5 Analyse des résultats expérimentaux

III.5.1 Comparaison avec la littérature

Les performances de nos dispositifs ont été comparées aux performances des dispositifs de la littérature présentés au chapitre II. Nous avons commencé par calculer les deux figures de mérite présentées au chapitre II pour nos microgénérateurs, sous air et sous vide. Les résultats et les données prises en compte pour chaque générateur sont résumés dans le Tableau III-10. Nous pouvons remarquer que les volumes calculés pour PELC1 et PELC2 sont plus importants que pour les autres dispositifs puisque du fait de leur forte courbure, leurs largeurs à l'encastrement sont plus importantes que la largeur de la masse sismique. De ce fait, le volume nécessaire à leur fonctionnement augmente. Les accélérations choisies pour le calcul des figures de mérites sont les accélérations maximales auxquelles ont été testées les différents dispositifs. Les fréquences de résonance données dans le tableau correspondent à la valeur de fréquence de résonance à l'accélération indiquée. Nous pouvons remarquer que les figures de mérite trouvées pour nos dispositifs varient suivant le dispositif, que ce soit sous air ou sous vide.

<i>Dispositif</i>	<i>Volume (mm³)</i>	<i>Masse (mg)</i>	<i>Accélération des vibrations (m.s⁻²)</i>	<i>Fréquence de résonance (Hz)</i>	<i>Puissance récupérée (μW)</i>	<i>Densité de puissance (μW.cm⁻³)</i>	<i>Figure de mérite Mitcheson (%)</i>	<i>Figure de Mérite Marzencki</i>
Sous air								
PELS4	2.8	2.9824	1.962	203.5	0.468	167	3.92	5.54E+04
PELC1	2.9225	2.9824	1.962	204.6	0.313	107	2.46	3.57E+04
PELC2	3.745	2.9824	1.962	206.1	0.566	151	3.17	5.08E+04
PELC4	2.8	2.9824	2.4525	216	0.621	222	3.92	5.00E+04
PELC6	2.8	2.9824	1.962	199.3	0.58	207	4.96	6.74E+04
PELT4	2.8	2.9824	1.962	212.4	0.587	210	4.71	7.26E+04
Sous vide								
PELC1	2.9225	2.9824	0.981	204.9	0.26	89	4.09	1.19E+05
PELC2	3.745	2.9824	0.981	207	0.553	148	6.18	1.99E+05
PELC4	2.8	2.9824	1.4715	216.3	0.596	213	6.26	1.34E+05
PELT4	2.8	2.9824	0.6867	212.7	0.534	191	12.23	5.40E+05

Tableau III-10 : Figures de mérites de nos différents dispositifs avec 2μm d'AlN.

Nous pouvons commencer par placer nos réalisations sur une carte volume-fréquence de résonance. Nous avons placés nos dispositifs par rapport à ceux de la littérature sur la Figure III-53. Nous pouvons voir que dans leur gamme de fréquence, nos dispositifs ne sont

pas les plus petits qui ont été testés mais qu'ils restent de petite taille pour leur fréquence de résonance.

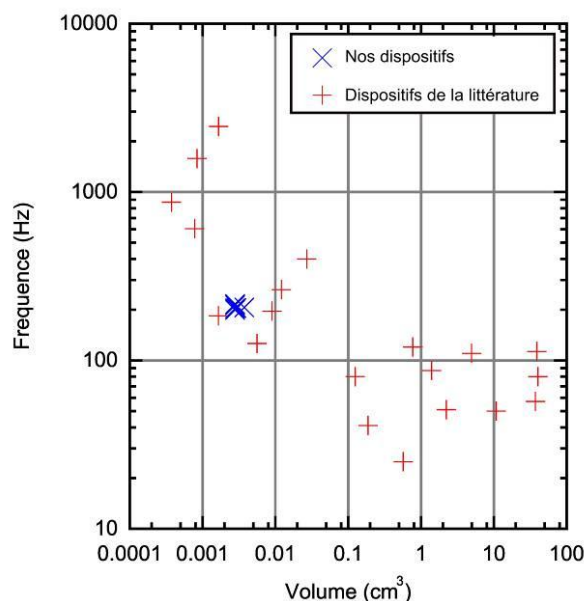


Figure III-53 : Emplacement de nos dispositifs sur la carte volume-fréquence.

Sur la Figure III-54, nous avons placé tous les dispositifs de la littérature du chapitre II de la gamme 0-1000Hz ainsi que nos dispositifs sur un graphique par rapport à leur valeur de figure de mérite de Mitcheson et par rapport à leur fréquence de fonctionnement.

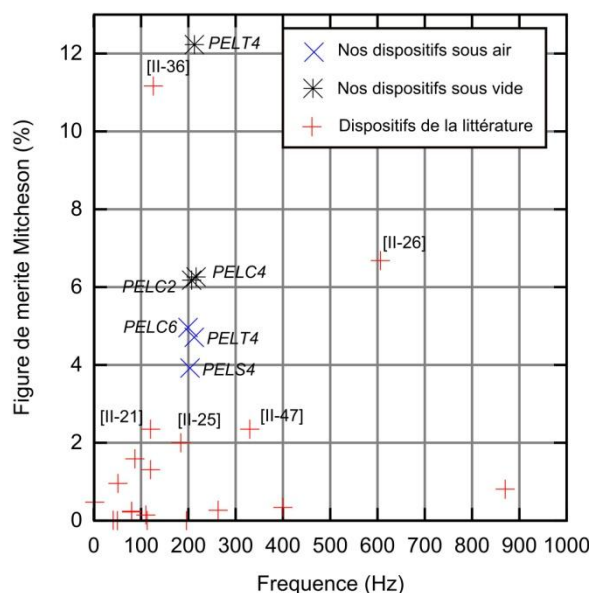


Figure III-54 : Comparaison de nos dispositifs par rapport à la littérature avec la figure de mérite de Mitcheson.

Si on considère nos dispositifs fonctionnant sous air, nous pouvons voir que les figures de mérite de nos dispositifs se trouvent globalement au-dessus de ceux des autres dispositifs dans cette gamme de fréquence. Seul le dispositif de Kanno [II-36] est au-dessus. Or ce dispositif a été fabriqué avec du PZT épitaxié, qui n'a pas à notre connaissance un procédé de

fabrication compatible CMOS et dont le dépôt est très long. Si nous nous intéressons maintenant à nos dispositifs testés sous vide, les figures de mérite sont encore plus importantes. Le dispositif PELT4 testé sous vide présente la plus grande figure de mérite, que l'on considère la figure de mérite de Mitcheson ou celle de Marzencki. Il égale le dispositif de Isarakorn [II-38], qui lui fonctionne à 2300Hz. Ce dispositif se démarque des autres dispositifs testés sous vide car il fait déjà parti des dispositifs fonctionnant très bien sous air. Le seul dispositif fonctionnant aussi bien sous air est PELC6, qui n'a malheureusement pas pu être testé sous vide. C'est pourquoi PELT4 est le seul dispositif avec une figure de mérite aussi importante.

III.5.2 Comportements non linéaires des poutres encastrées libres

Dans ce paragraphe, nous allons expliquer les origines du comportement non linéaire de nos structures observé à la Figure III-40.

Il existe deux types de non linéarités pour des récupérateurs d'énergie vibratoire piézoélectriques : des non linéarités mécaniques liées aux grands déplacements, et des non linéarités dues au comportement non linéaire du matériau.

Nous allons commencer par nous intéresser aux non linéarités mécaniques dues aux grands déplacements, ce qui se traduit par l'apparition de termes non linéaires dans les équations du mouvement. On peut aussi qualifier ces non linéarités de géométriques. Nous pouvons commencer par traiter un exemple simple, celui d'un pendule oscillant tel que celui de la Figure III-55.

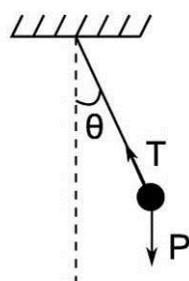


Figure III-55: Pendule simple.

Le pendule est composé d'un fil de longueur l et d'une masse m . L'angle entre le fil et l'horizontale sera noté θ . Nous avons deux forces qui s'appliquent sur la masse : la force de gravité $\vec{P} = m\vec{g}$ et la tension du fil $\vec{T}$. Nous allons faire une étude énergétique pour trouver l'équation du mouvement. Le système considéré sera la masse du pendule. Sa vitesse est $v = l\dot{\theta}$. On peut donc écrire l'énergie mécanique totale comme la somme de l'énergie cinétique et de l'énergie potentielle :

$$E_m = E_c + E_p = \frac{1}{2}ml^2\dot{\theta}^2 + mgl(1 - \cos \theta) \quad (\text{III-3})$$

La force de tension du fil est perpendiculaire au mouvement de la masse, et exerce donc un travail nul. De plus le poids est une force conservative, et l'énergie mécanique du système est

donc conservée. Sa dérivée par rapport au temps est donc nulle, ce qui nous permet d'obtenir l'équation du mouvement :

$$\ddot{\theta} + \omega_0^2 \sin \theta = 0 \text{ avec } \omega_0^2 = \frac{g}{l} \quad (III-4)$$

Pour pouvoir résoudre cette équation, des hypothèses doivent être faites. Dans le cas de petites oscillations, $\sin \theta$ peut être confondu avec θ , et on obtient donc l'équation suivante :

$$\ddot{\theta} + \omega_0^2 \theta = 0 \quad (III-5)$$

La solution de cette équation est sinusoïdale, avec comme pulsation ω_0 . Nous pouvons voir que pour de petites oscillations, le système est parfaitement linéaire. Dans le cas d'oscillations plus importantes, nous pouvons utiliser un terme de plus du développement limité de $\sin \theta$, et considérer donc que $\sin \theta \cong \theta - \frac{\theta^3}{6}$. On trouve alors l'équation du mouvement suivante :

$$\ddot{\theta} + \omega_0^2 \theta - \frac{\omega_0^2 \theta^3}{6} = 0 \quad (III-6)$$

Nous pouvons remarquer que nous avons dans cette équation un troisième terme qui est non linéaire. Cette équation correspond à une équation différentielle linéaire de Duffing. Tant que les oscillations sont petites, le troisième terme non linéaire de l'équation est négligeable par rapport au second terme linéaire, mais par contre, dès que les oscillations deviennent importantes, ce terme non linéaire devient prédominant par rapport au terme linéaire, et le système a donc un comportement non linéaire. C'est la raison pour laquelle on parle de non linéarités liées aux grands déplacements, car le système n'est non linéaire que pour des grandes oscillations. Nous allons retrouver ce type de phénomène dans les structures mécaniques que nous allons étudier.

Habituellement, pour modéliser des poutres encastrées libres, les hypothèses d'Euler Bernouilli sont prises en compte, et l'on considère alors que la poutre est en elongation compression pour les modes de flexion. Cette hypothèse est vraie pour de petits déplacements, mais pour les grands déplacements, lorsque la poutre se tord fortement, cette hypothèse n'est plus vérifiée. C'est pourquoi la plupart des modèles ne tiennent pas compte des non linéarités géométriques. Pour en tenir compte, il est nécessaire de considérer un terme non linéaire supplémentaire dans les équations.

Les matériaux ont aussi des comportements non linéaires. Dans nos structures, deux matériaux sont principalement présents : le silicium et un matériau piézoélectrique. Le silicium peut avoir des non linéarités élastiques, et les matériaux piézoélectriques peuvent avoir des non linéarités élastiques, des non linéarités diélectriques et des non linéarités piézoélectriques. Les non linéarités élastiques viennent d'une relation non linéaire entre la contrainte et la déformée, c'est-à-dire que :

$$S = sT + \alpha T^2 + \beta T^3 \quad (III-7)$$

avec s la souplesse linéaire, α la souplesse non linéaire du second ordre et β la souplesse non linéaire du troisième ordre. Les non linéarités diélectriques correspondent à une relation non linéaire entre le champ électrique et l'induction électrique. En effet les matériaux piézoélectriques ferroélectriques présentent souvent un hystérésis au niveau de la relation induction électrique et champ électrique, comme sur l'exemple de la Figure III-56. Nous

pouvons voir sur cette figure que pour de faibles champs électriques, la relation entre l'induction et le champ est la permittivité diélectrique ϵ , alors que pour de forts champs électriques, la relation diélectrique n'est plus linéaire.

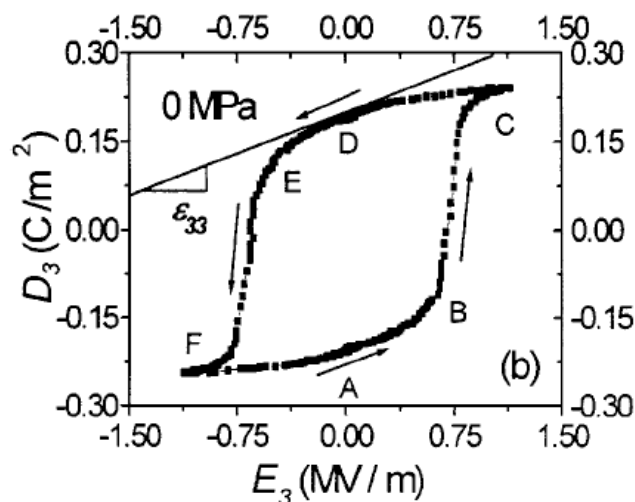


Figure III-56 : Hystérésis entre l'induction électrique et le champ électrique pour le PZT-51 soft [III-1].

Les relations piézoélectriques peuvent aussi être non linéaires. Nous pouvons voir sur la Figure III-57 la déformation en fonction du champ électrique, ce qui correspond à l'effet piézoélectrique inverse. Ce diagramme est aussi appelé le diagramme du papillon. Nous pouvons voir que de même que pour les non linéarités diélectriques, pour de faibles champs électriques la relation déformation-champ électrique est linéaire, de constante d_{333} , mais qu'elle devient non linéaire pour de forts champs.

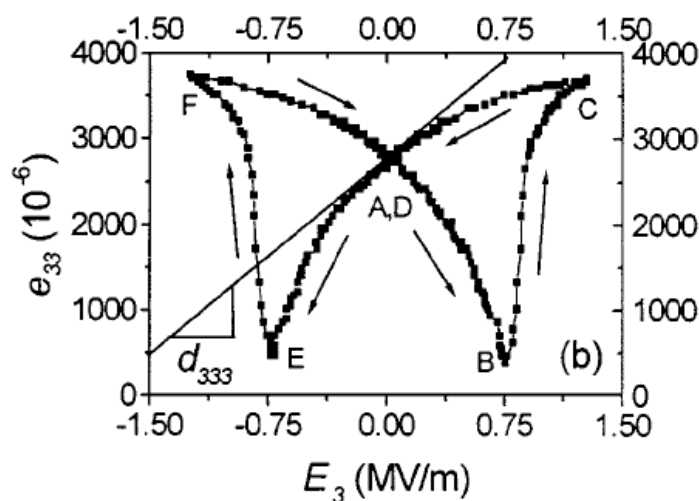


Figure III-57 : Déformée (e_{33} est ici la déformée) en fonction du champ électrique [III-1].

Dans notre cas, comme le silicium est un cristal et les matériaux piézoélectriques que nous utilisons la plupart du temps des céramiques, les non linéarités dues au matériau viennent majoritairement de la couche piézoélectrique. Dans la suite nous ne considérerons que les non linéarités élastiques. En effet, d'après Sebald [III-19], c'est ce type de non linéarités qui influe le plus sur les résonances non linéaires, après une comparaison entre un

modèle tenant compte de ces non linéarités et des expériences. Dans les céramiques piézoélectriques, la plupart des non linéarités viennent des domaines de polarisation et des déplacements des murs des domaines [III-1].

Mahmoodi a fait une étude basée sur la modélisation non linéaire de poutres encastrées libres piézoélectriques [III-20]. D'après son étude, les non linéarités mécaniques sont cubiques et ont un effet durcissant, c'est-à-dire que la fréquence de résonance augmente lorsque l'amplitude du déplacement augmente, alors que les non linéarités dues au matériau sont quadratiques, et ont un effet adoucissant, c'est-à-dire que la fréquence de résonance diminue lorsque l'amplitude du déplacement augmente. Ces deux effets dus aux deux types de non linéarités se compensent, et un des deux effets peut prendre le dessus. Mahmoodi a introduit un coefficient non linéaire effectif N_{eff} qui est défini par la formule suivante, avec g_{n2} et g_{n3} deux coefficients traduisant les effets non linéaire géométriques de la structure et g_{n5} un coefficient traduisant les propriétés non linéaires du matériau :

$$N_{eff} = \frac{3g_{n2} - (10/3)g_{n5}^2 - 2g_{n3}\omega_n^2}{8} \quad (III-8)$$

La valeur de ce coefficient traduit le type d'effet non linéaire : un durcissement lorsque N_{eff} est positif, et un adoucissement lorsque N_{eff} est négatif. Sur la Figure III-58, des résultats de simulation sont représentés pour différentes valeurs de g_{15} , coefficient traduisant les propriétés non linéaires du matériau. Nous pouvons voir que sans non linéarités du matériau, un durcissement de la structure est observable. Nous pouvons donc en déduire que les non linéarités mécaniques entraînent un durcissement de la structure. Lorsque les non linéarités de la couche piézoélectrique sont prises en compte, le durcissement de la structure est atténué, et nous pouvons aller jusqu'à observer un adoucissement. Nous pouvons en déduire que les non linéarités de la couche piézoélectrique seules entraînent un adoucissement de la structure. Lorsque qu'elles sont cumulées avec les non linéarités mécaniques, un adoucissement ou un durcissement de la structure peut être observé, suivant le type de non linéarité qui prédomine.

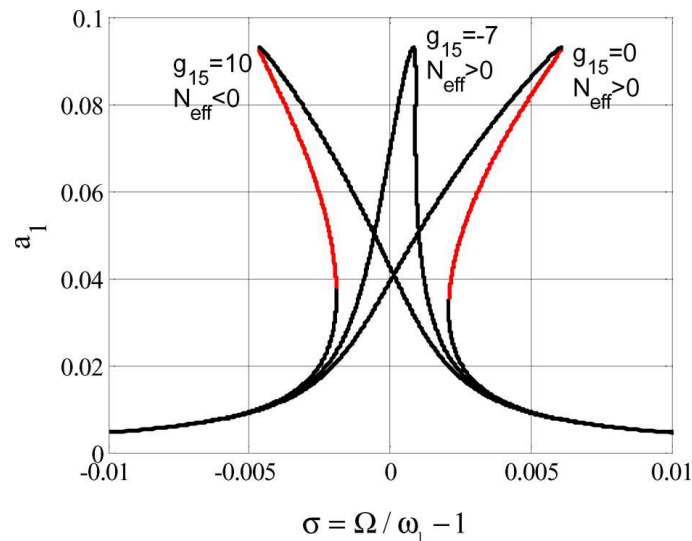


Figure III-58 : Réponse en fréquence de dispositifs suivant leur coefficient non linéaire effectif N_{eff} [III-20].

Nous avons caractérisé des générateurs piézoélectriques qui ont été fabriqués pendant la thèse de Marcin Marzencki [III-20]. Nous disposons de poutres encastrées libres avec deux types de matériau piézoélectrique : du PZT ou de l'AlN. Dans les deux cas, nous avons remarqué un décalage de la fréquence de résonance lorsque l'accélération appliquée et donc le déplacement deviennent importants (Figure III-59). Cependant, le décalage en fréquence est négatif pour les générateurs en PZT, alors qu'il est positif pour les générateurs en AlN. En d'autres termes, nous pouvons noter un effet non linéaire adoucissant pour les générateurs en PZT, et durcissant pour les générateurs en AlN. Nous pouvons remarquer que nous retrouvons le même type d'effet non linéaire pour les dispositifs en AlN de Marzencki que pour les nôtres (Figure III-40).

Si on suit la théorie de Mahmoodi [III-20], pour le générateur en PZT, les non linéarités dues au matériau prédomine, alors que pour le générateur en AlN, il s'agit des non linéarités mécaniques qui sont les plus importantes. Le PZT se présente sous la forme de céramique, et il nécessite d'être polarisé après le dépôt avant d'être utilisé. L'AlN est lui plus proche d'un pseudo cristal, il ne nécessite pas de polarisation après dépôt, et présente une polarisation spontanée. Il y a donc à priori moins de non linéarités dues au matériau pour l'AlN que pour le PZT, puisque la présence de domaines de polarisation amène des non linéarités. Il s'agit bien du résultat que l'on retrouve en caractérisation, avec des non linéarités dues au matériau plus influentes pour le PZT.

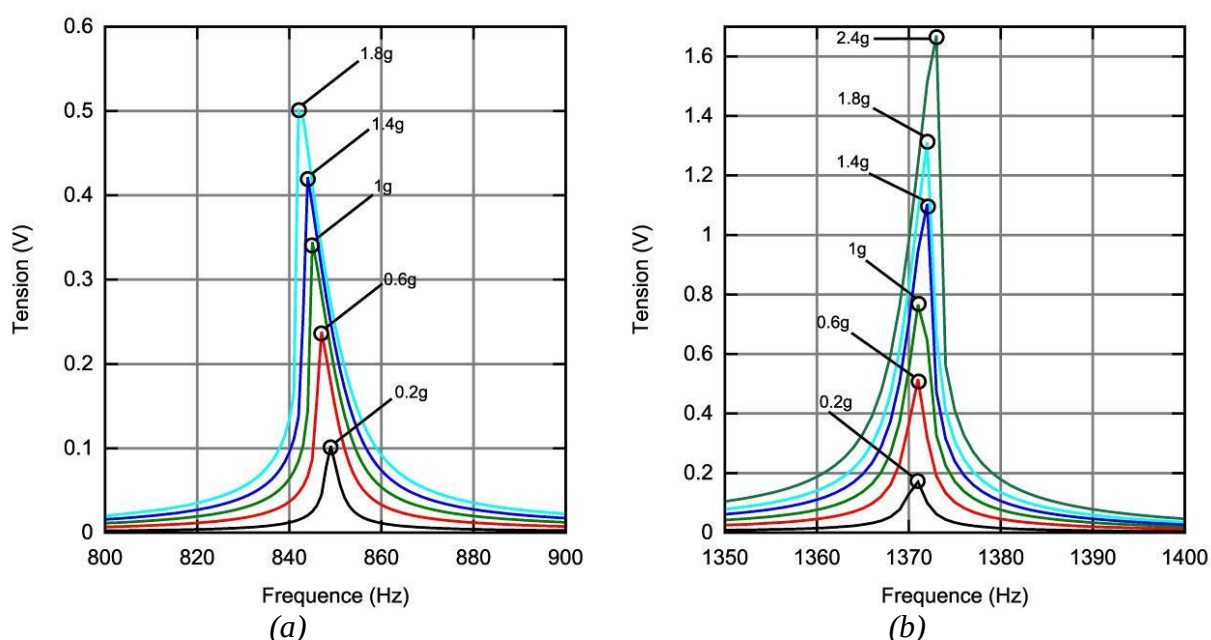


Figure III-59 : Résultats expérimentaux de Marzencki [III-20] : (a) adoucissement pour le PZT et (b) durcissement pour l'AlN.

Dans ce paragraphe, nous avons pu voir les différents types de non linéarités présentes dans les générateurs piézoélectriques. Nous avons pu voir que les non linéarités mécaniques dues aux grands déplacements et les non linéarités élastiques dues aux matériaux prédominent dans le comportement non linéaire en fréquence des générateurs piézoélectriques.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les principes de conception, le procédé de fabrication et les résultats de caractérisation sur les poutres encastrées libres ont été présentés.

Des dispositifs de moins de 3mm³ ont été fabriqués et fonctionnent efficacement autour de 200Hz. Ces dispositifs ont permis de récupérer 0.6μW à l'air libre pour une accélération de 0.25g. Différentes formes de poutres ont été conçues et fabriquées, et nous pouvons noter que nous n'avons pas observé de diminution de la puissance récupérée lorsque des poutres courbées ou trapézoïdales sont utilisées.

Certains dispositifs ont été testés sous vide, et nous avons pu constater une amélioration notable de la puissance récupérée à une accélération donnée.

Nous avons comparé les performances des dispositifs testés avec ceux de la littérature. Lorsqu'ils sont utilisés sous air, nos dispositifs présentent des figures de mérites supérieures à tous les autres dispositifs de leur gamme de fréquence sauf celui de Kanno [II-36], mais en ayant été fabriqué avec un procédé de fabrication compatible CMOS. Ceci peut permettre la fabrication de générateurs piézoélectriques en lot, et l'intégration d'électronique sur la même puce que le microgénérateur. Testé sous vide, un de nos dispositifs présente actuellement la figure de mérite la plus importante jamais publiée dans cette gamme de fréquence. Ces performances de niveau mondial traduisent la qualité des dispositifs et des matériaux utilisés.

Enfin, certains comportements non linéaires des dispositifs ont été expliqués. Ces non-linéarités mécaniques seront exploitées dans le prochain chapitre pour créer une méthode non linéaire de raidissement de la structure. Il est à noter que dans le cas où une conception précise est nécessaire pour une application réelle, ces non linéarités seraient à prendre en compte et à modéliser, notamment au niveau du décalage de la fréquence de résonance.

Bibliographie Chapitre III

- [III-1] S. Gao and Shih, "Induced voltage of piezoelectric unimorph cantilevers of different nonpiezoelectric/piezoelectric length ratios," *Smart Materials and Structures*, vol. 18, no. 12, 2009.
- [III-2] T. Ando, K. Sato, M. Shikida, T. Yoshioka, Y. Yoshikawa, and T. Kawabata, "Orientation-dependent fracture strain in single-crystal silicon beams under uniaxial tensile conditions," in *Proceedings of the 1997 International Symposium on Micromechatronics and Human Science*, 1997, pp. 55–60.
- [III-3] W. Chen and G. Ravichandran, "Failure mode transition in ceramics under dynamic multiaxial compression," *International Journal of Fracture*, vol. 101, no. 1, pp. 141–159, Jan. 2000.
- [III-4] S. Roundy, P. K. Wright, and J. Rabaey, "A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes," *Computer Communications*, vol. 26, no. 11, pp. 1131–1144, 2003.
- [III-5] N. E. Dutoit, B. L. Wardle, and S.-G. Kim, "Design considerations for MEMS-scale piezoelectric mechanical vibration energy harvesters," *Integrated Ferroelectrics: An International Journal*, vol. 71, no. 1, pp. 121–160, 2005.
- [III-6] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard, L. Petit, and D. Guyomar, "A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 126, no. 2, pp. 405–416, 2006.
- [III-7] Erturk and Inman, "A distributed parameter electromechanical model for cantilevered piezoelectric energy harvesters," *ASME J. Vib. Acoust.*, vol. 130, p. 041002, 2008.
- [III-8] P. Sodano and Inman, "Estimation of electric charge output for piezoelectric energy harvesting," *Strain*, vol. 40, pp. 49–58, 2004.
- [III-9] A. Erturk, J. Hoffmann, and D. J. Inman, "A piezomagnetoelastic structure for broadband vibration energy harvesting," *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 25, p. 254102, 2009.
- [III-10] M. Marzencki, "Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes," Ph.D. dissertation, Université Joseph Fourier, 2007.
- [III-11] M. Defosseux, M. Allain, and S. Basrour, "Comparison of different beam shapes for piezoelectric vibration energy harvesting," *Proc. of PowerMEMS 2010 The 10th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications*.
- [III-12] F. Goldschmidtboeing and P. Woias, "Characterization of different beam shapes for piezoelectric energy harvesting," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 18, no. 10, p. 104013, 2008.
- [III-13] S. Ben Ayed, F. Najar, and A. Abdelkefi, "Shape improvement for piezoelectric energy harvesting applications," in *3rd International Conference on Signals, Circuits and Systems (SCS)*, nov. 2009, pp. 1–6.
- [III-14] M. Marzencki, B. Charlot and S. Basrour, "Design, modelling and optimisation of integrated piezoelectric micro power generators," *Technical Proceedings of the 2005 NSTI Nanotechnology Conference and Trade Show*, vol. 3, pp. 545–548, 2005.
- [III-15] Y. C. Shu and I. C. Lien, "Analysis of power output for piezoelectric energy harvesting systems," *Smart Materials and Structures*, vol. 15, no. 6, p. 1499, 2006.
- [III-16] M. Defosseux, M. Allain, P. Ivaldi, E. Defay, and S. Basrour, "Highly efficient piezoelectric micro harvester for low level of acceleration fabricated with a cmos compatible process," *Proc. of Transducers 2011 the 16th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*.
- [III-17] R. Elfrink, M. Renaud, T. M. Kamel, C. de Nooijer, M. Jambunathan, M. Goedbloed, D. Hohlfeld, S. Matova, V. Pop, L. Caballero, and R. van Schaijk, "Vacuum-packaged piezoelectric vibration energy harvesters: damping contributions and autonomy for a wireless sensor system," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 10, p. 104001, 2010.
- [III-18] D. Fang and C. Li, "Nonlinear electric-mechanical behavior of a soft PZT-51 ferroelectric ceramic," *Journal of Materials Science*, vol. 16, p. 4001, 1999.
- [III-19] G. Sebald, L. Lebrun, and D. Guyomar, "Modeling of elastic nonlinearities in ferroelectric materials including nonlinear losses: application to nonlinear resonance mode of relaxors single

crystals,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 52, no. 4, pp. 596–603, 2005.

[III-20] S. N. Mahmoodi and N. Jalili, “Non-linear vibrations and frequency response analysis of piezoelectrically driven microcantilevers,” *International Journal of Non-Linear Mechanics*, vol. 42, no. 4, pp. 577 – 587, 2007, special Issue Micro-and Nanoscale Beam Dynamics.

Chapitre IV. Adaptation du générateur à la source de vibrations

Chapitre IV. Adaptation du générateur à la source de vibrations	- 139 -
IV.1 <i>Problématique et cahier des charges</i>	- 140 -
IV.2 <i>Etat de l'art</i>	- 140 -
IV.2.1 Méthodes actives	- 141 -
IV.2.2 Méthodes passives	- 151 -
IV.2.3 Comparaison des méthodes d'adaptation en fréquence	- 156 -
IV.3 <i>Méthode non linéaire de raidissement de la structure</i>	- 157 -
IV.3.1 Modélisation d'un système mécanique non linéaire	- 157 -
IV.3.2 Approximation analytique par méthode par perturbations	- 160 -
IV.3.3 Résultats de simulations	- 164 -
IV.3.4 Modélisation et approximation analytique par méthode par perturbations en considérant l'effet piézoélectrique	- 168 -
IV.3.5 Preuve expérimentale	- 174 -
IV.4 <i>Dispositifs fabriqués</i>	- 175 -
IV.4.1 Conception	- 175 -
IV.4.2 Résultats expérimentaux	- 177 -
IV.5 <i>Conclusion</i>	- 188 -
<i>Bibliographie Chapitre IV</i>	- 191 -

IV.1 Problématique et cahier des charges

Pour qu'un récupérateur d'énergie ambiante résonant soit utilisable, il est nécessaire qu'il y ait une adéquation entre sa fréquence de résonance et la fréquence du pic de vibrations dont on souhaite récupérer l'énergie. En effet, les récupérateurs d'énergie, et en particulier les générateurs piézoélectriques, étant très sélectifs, ils ne fonctionnent correctement que très près de leur fréquence de résonance. A côté de leur fréquence de résonance, ils ne récupéreront que très peu d'énergie. Le spectre des vibrations étant la plupart du temps un spectre de raies, il va être nécessaire de caler la fréquence de résonance du récupérateur d'énergie sur une raie de vibration.

L'objectif final est d'avoir des récupérateurs d'énergie micro fabriqués, pour avoir des systèmes de petite taille. Cependant les tolérances lors de la micro fabrication vont rendre difficile l'obtention d'une fréquence de résonance précise. De plus, les fréquences des pics de vibration peuvent être fixes ou se décaler, comme dans le cas des vibrations d'un moteur : suivant sa vitesse de rotation, les pics de vibrations ne seront pas présents à la même fréquence. C'est pour ces deux raisons qu'il est intéressant de développer des systèmes qui puissent s'adapter en fréquence à la source de vibrations.

Il est nécessaire de disposer d'un système qui s'adapte à la fréquence des vibrations. Cette fréquence pouvant changer pendant le fonctionnement, il faudra disposer d'un système s'adaptant en temps réel. Notre cahier des charges sera donc d'avoir un système pouvant travailler sur une bande de fréquence la plus importante possible, qui puisse s'adapter en temps réel à un changement de fréquence, qui puisse être intégrable, et qui consomme peu d'énergie pour l'adaptation de fréquence. En effet les récupérateurs d'énergie ne récupérant déjà que peu d'énergie, cette énergie ne doit pas être entièrement consommée par un réglage de la fréquence. Disposer d'un système d'adaptation en fréquence est indispensable pour rendre la récupération d'énergie vibratoire viable.

IV.2 Etat de l'art

Il existe différentes méthodes pour adapter le système en fréquence à la source de vibrations. La première façon de faire est d'avoir un système dont on peut régler la fréquence de résonance. Ceci peut être fait en modifiant mécaniquement ou électriquement le système, en boucle fermée. Nous qualifierons ces méthodes de méthodes actives, puisqu'une action et de l'énergie seront nécessaires pour changer la fréquence de résonance. Une autre façon de faire est d'agrandir la bande passante du récupérateur d'énergie, de façon à pouvoir faire fonctionner le système sur une large bande de fréquence. Nous qualifierons ces méthodes de passives. Nous allons dans la suite détailler les différentes méthodes qui ont été présentées dans la littérature, pour les 3 types de transductions utilisés pour la récupération d'énergie, et les comparer.

IV.2.1 Méthodes actives

Nous avons pu voir que dans la plupart des cas, les récupérateurs d'énergie, en particulier piézoélectriques, sont des poutres encastrées libres avec une masse sismique. Nous allons donc nous baser sur cette structure, même si les raisonnements seront aussi valables pour d'autres structures mécaniques résonantes et d'autres types de transductions.

Il est possible de changer la fréquence de résonance d'un système mécanique résonant en :

- Changeant les dimensions de la structure,
- Modifiant la masse sismique,
- Changeant la constante de raideur du système,
- Introduisant des contraintes dans la structure.

La pulsation de résonance d'une poutre encastrée libre avec masse sismique est donnée par la formule suivante, où Y est le module de Young du matériau constituant la poutre, L , W et H sont respectivement la longueur, la largeur et l'épaisseur de la poutre, m la masse de la masse sismique et m_c la masse de la poutre.

$$\omega_r = \sqrt{\frac{YWH^3}{4L^3(m + 0.24m_c)}} \quad (IV-1)$$

En changeant les différents paramètres présents dans cette équation, nous pourrions donc changer la fréquence de résonance du dispositif.

IV.2.1.1 Modification des dimensions de la structure

La seule dimension qu'il est possible de modifier en pratique est la longueur de la poutre. En effet il sera très difficile de changer la largeur ou l'épaisseur de la poutre sans la fabriquer de nouveau. Nous pouvons voir sur la Figure IV-1 que changer la longueur de la poutre en $l' = l + \Delta$ permet de changer efficacement la fréquence de résonance, particulièrement lorsqu'on diminue la longueur de la poutre.

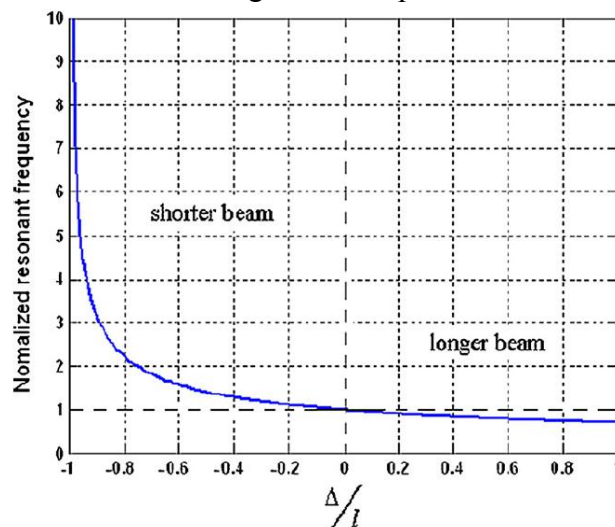


Figure IV-1 : Variation de la fréquence de résonance en fonction des variations de la longueur de la poutre [IV-1].

Ce principe a été utilisé dans le brevet de Gieras [IV-2]. Ce récupérateur électromagnétique est composé d'une poutre encastrée libre avec des aimants en bout de poutre se déplaçant à proximité de bobines, ce qui permet une conversion électromagnétique. Un actionneur permet d'ajuster la longueur effective de la poutre, et donc de changer la fréquence de résonance. Malheureusement, aucun résultat expérimental ne vient valider ce principe.

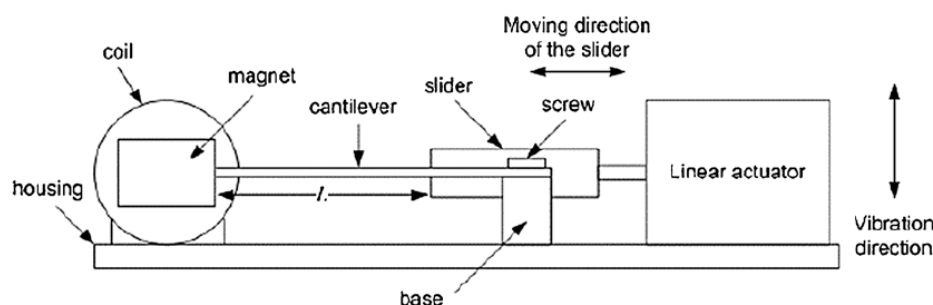


Figure IV-2 : Générateur électromagnétique avec réglage de la longueur effective [IV-2].

IV.2.1.2 Modification de la masse sismique

Changer la masse au bout d'une poutre a pour effet de changer la fréquence de résonance du système, comme nous avons pu le voir avec l'équation IV-1. Cependant, changer la masse d'une structure une fois qu'elle a été fabriquée est difficile. Un système innovant de modification de la masse a été proposé par Denhollander [IV-3] : des molécules d'hydrogènes sont absorbées par la masse en palladium, ce qui change la masse effective du dispositif et modifie sa fréquence de résonance. Un décalage de la fréquence de résonance de 6.9% a été prouvé expérimentalement pour une fréquence de résonance de 8803 Hz. Il reste par contre à prouver que ce système est réalisable pour des structures de petite taille.

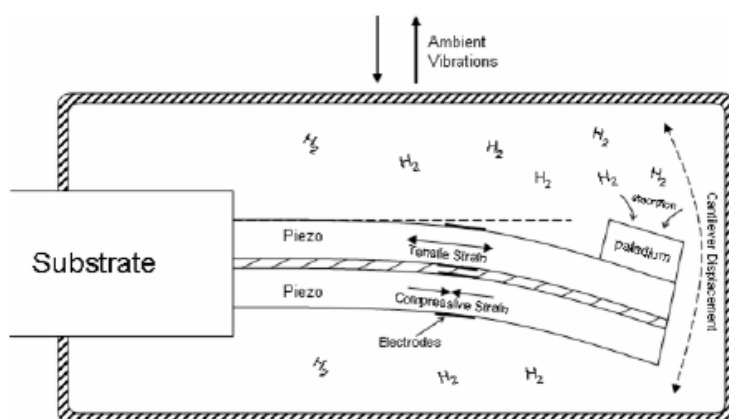


Figure IV-3 : Poutre encastrée libre avec absorption de molécules d'hydrogènes [IV-3].

Il est aussi possible de changer la position du centre de gravité de la masse sismique, ce qui a pour effet de changer la fréquence de résonance. Zhu [IV-1] a prouvé qu'il était possible de changer la fréquence de résonance d'une structure en déplaçant le centre de gravité de la masse sismique. Nous pouvons voir sur la Figure IV-4 que la fréquence de

résonance peut être diminuée de plus d'un facteur 5 avec cette méthode. Le système mécanique nécessaire sera cependant complexe.

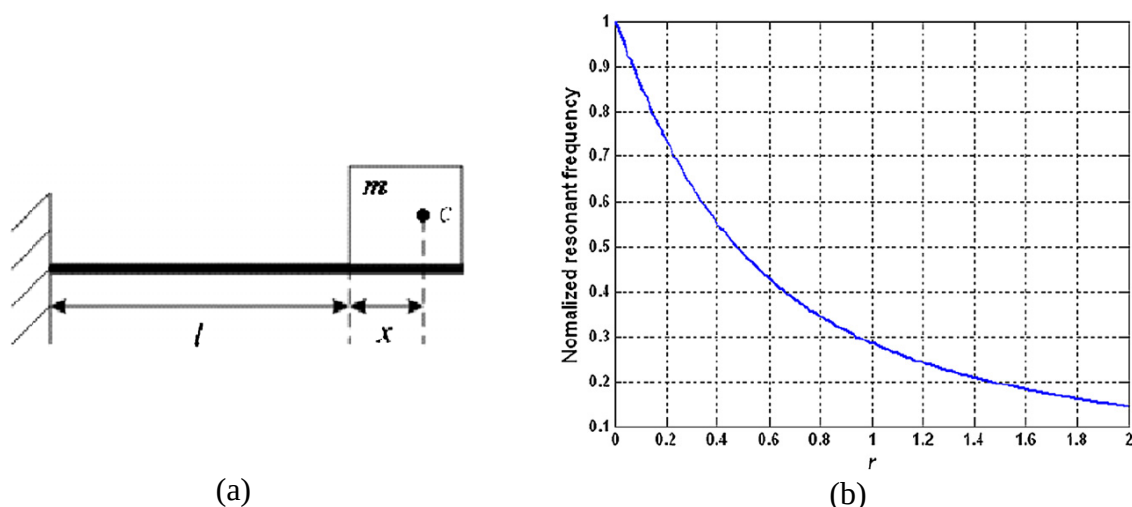


Figure IV-4 : Variation de la position du centre de gravité (a), et effet sur la fréquence de résonance ($r=x/l$) (b) [IV-1].

Wu [IV-4] a proposé un générateur piézoélectrique utilisant ce principe pour le réglage de la fréquence de résonance. La position du centre de gravité de la masse sismique est réglable par une vis. La structure était macroscopique, et la fréquence de résonance était réglable de 180 à 130 Hz, ce qui correspond à un décalage de la fréquence de résonance de 28%. Cette structure est utilisable sur des générateurs macroscopiques pour un réglage de la fréquence de résonance avant l'utilisation, mais ne permet pas un réglage en temps réel.

IV.2.1.3 Modification de la raideur

En modifiant la constante de raideur d'un système mécanique résonant, sa fréquence de résonance est aussi modifiée. C'est ce principe qui a été utilisé par l'entreprise Perpetuum [IV-5], où une vis réglable manuellement permet de modifier la rigidité de l'encastrement, et ainsi régler la fréquence de résonance. Un tel système ne peut cependant être utilisé que sur des dispositifs macroscopiques, de façon à ce que l'utilisateur puisse avoir accès à la vis.

IV.2.1.3.1 Application d'une force extérieure

Il est aussi possible d'appliquer une force extérieure dépendant de l'amplitude sur la masse sismique, de façon à ajouter une constante de raideur supplémentaire et ainsi changer la constante de raideur globale du système, ce qui modifie la fréquence de résonance. Des forces électrostatiques, magnétiques ou piézoélectriques peuvent être appliquées sur la structure. Certaines des méthodes qui seront présentées par la suite ont été testées sur des résonateurs, mais seraient utilisables pour des récupérateurs d'énergie.

Beaucoup de résonateurs électrostatiques ont une fréquence de résonance ajustable par une tension de réglage. Une force électrostatique supplémentaire est appliquée sur la structure via cette tension de réglage et modifie la constante de raideur via l'équation IV-2 ([IV-6]) où k_{total} est la constante de raideur globale, k_0 est la constante de raideur sans tension de réglage,

V_{tun} la tension de réglage et $C(x)$ la capacité suivant le déplacement x . Ceci permet donc l'ajustement de la fréquence de résonance.

$$k_{total} = k_0 - \frac{V_{tun}^2}{2} \frac{d^2 C(x)}{dx^2} \quad (IV-2)$$

Adams [IV-7] a réalisé un résonateur électrostatique avec fréquence de résonance réglable grâce à une force électrostatique de réglage. Ils sont parvenus à avoir un réglage de 7.7% à 146% autour d'une fréquence centrale de 25kHz, pour une tension de réglage de 0 à 50V.

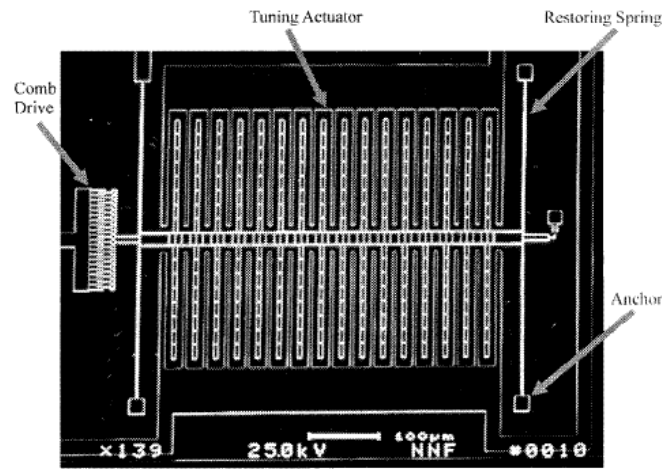
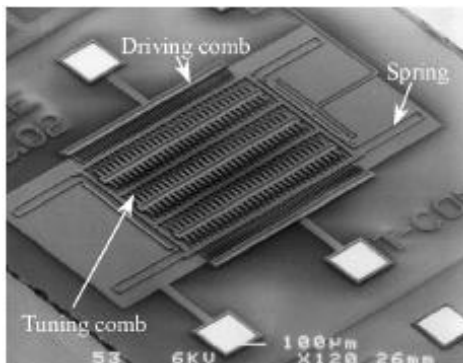
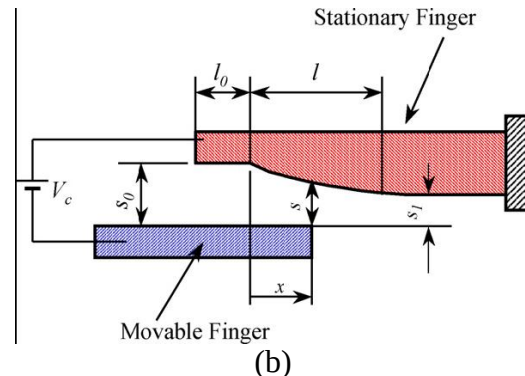


Figure IV-5 : Résonateur électrostatique avec électrodes de réglage de la fréquence de résonance [IV-7].

Lee [IV-8] a développé un résonateur ajustable en fréquence avec des doigts courbés. Ces doigts courbés présentent l'avantage de générer une force électrostatique linéaire en fonction de la tension appliquée. Avec une structure micro fabriquée de 186 paires de doigts ($460\mu\text{m} \times 840\mu\text{m}$), il fut possible de réduire la fréquence de résonance initiale (19kHz) de 55%, pour une tension de réglage de 150V.



(a)



(b)

Figure IV-6 : Résonateur électrostatique avec doigts courbés : (a) structure micro fabriquée et (b) forme des doigts [IV-8].

Morgan et Ghodsi [IV-9] ont développé une structure avec des doigts verticaux en forme de L. Suivant la forme du doigt, la structure peut permettre de réduire la fréquence de résonance ou de l'augmenter. Ils sont parvenus à avoir une adaptation en fréquence de 17%, mais cependant en utilisant des tensions d'adaptation en fréquence de 70V, ce qui pourra difficilement être intégré.

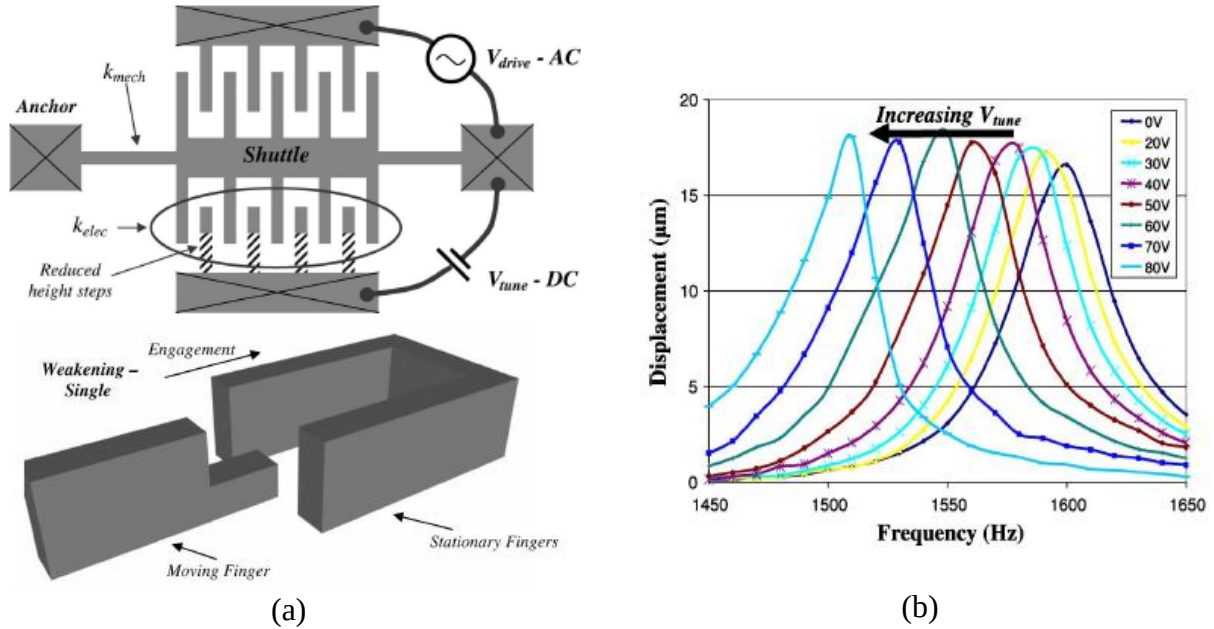


Figure IV-7 : (a) Structure électrostatique avec tension de réglage de la fréquence de résonance
(b) Résultats obtenus avec cette structure suivant la valeur de tension de réglage [IV-9].

Scheibner [IV-6] a développé un détecteur de vibrations basé sur une matrice de 8 résonateurs. Chaque résonateur a une fréquence de résonance différente et présente une possibilité de réglage de sa fréquence de résonance. Nous pouvons voir sur la Figure IV-8 la structure de base d'un résonateur et les fréquences de résonances obtenues pour les 8 dispositifs en fonction de la tension appliquée.

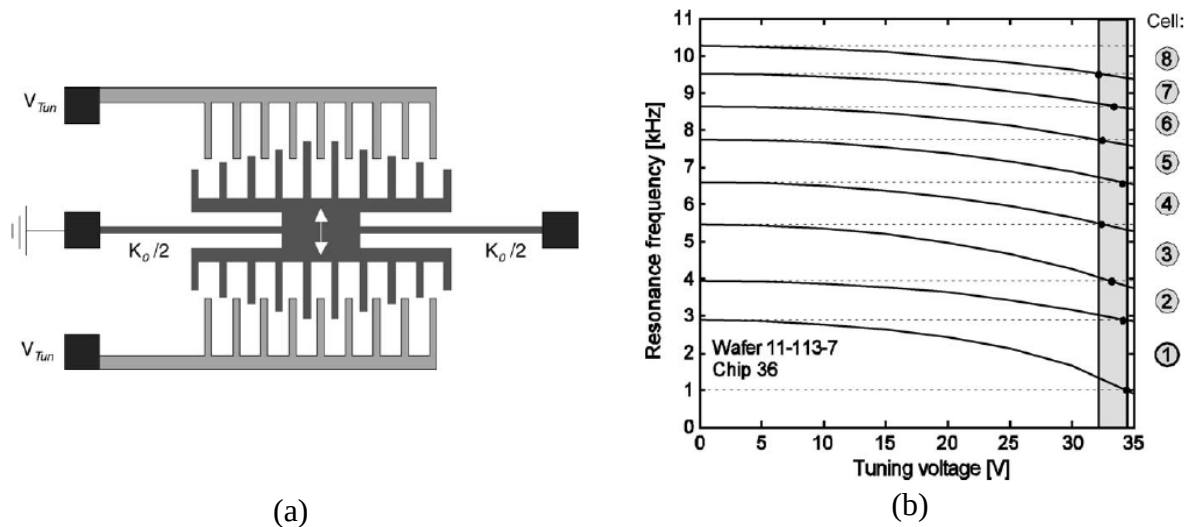


Figure IV-8 : Structure de base d'un détecteur de vibrations (a),
fréquences de résonances des différentes structures suivant la tension de réglage (b) [IV-6].

Ce détecteur a été conçu de telle façon que les fréquences de résonances des différents dispositifs se superposent suivant la tension de réglage, et il fonctionne sur une plage de fréquence entre 1 et 10kHz, pour une surface de 70mm².

Piazza [IV-10] propose d'introduire une capacité entre le substrat et l'élément mobile d'un résonateur hors plan. Ce système utilise une transduction piézoélectrique pour la détection du signal, mais une force électrostatique pour le réglage de la fréquence de résonance. Cette méthode nécessite une tension entre 0 et 20V, et une adaptation en fréquence de 0.8% pour une fréquence de résonance à 719kHz a été prouvée expérimentalement.

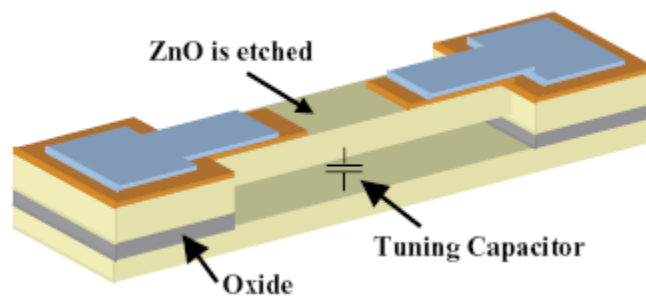


Figure IV-9 : Micro résonateur avec réglage de la fréquence de résonance par force électrostatique [IV-10].

Nous avons pu voir différents résonateurs électrostatiques ayant un système de réglage de la fréquence de résonance. Nous avons pu remarquer que ces systèmes ont une adaptation de fréquence efficace, mais qu'ils nécessitent des tensions importantes pour fonctionner. Ces tensions importantes rendront ces systèmes difficiles à intégrer. Une électronique adaptée sera de plus nécessaire pour l'automatisation du réglage de la fréquence de résonance en fonction de la valeur de la fréquence des vibrations.

Challa [IV-11] propose d'utiliser des forces magnétiques pour modifier une structure récupératrice d'énergie piézoélectrique. Le système comprend une poutre encastrée libre avec une couche piézoélectrique et quatre aimants permanents : deux aimants sont fixés au bout de la poutre, alors que les deux autres sont fixés sur le support du système, en haut et en bas (Figure IV-10). Les aimants sont placés de façon qu'une force attractive ou répulsive puisse être appliquée de chaque côté de la poutre.

La poutre encastrée libre est fixée sur un rail, et donc peut se déplacer sur l'axe vertical avec un système de visserie. Suivant la hauteur, la force appliquée sur la poutre varie. Cette méthode permet une adaptation de fréquence de plus ou moins 20% autour de 26 Hz, mais ne pourra pas être miniaturisée, et nécessite une action extérieure pour le réglage de la fréquence de résonance.

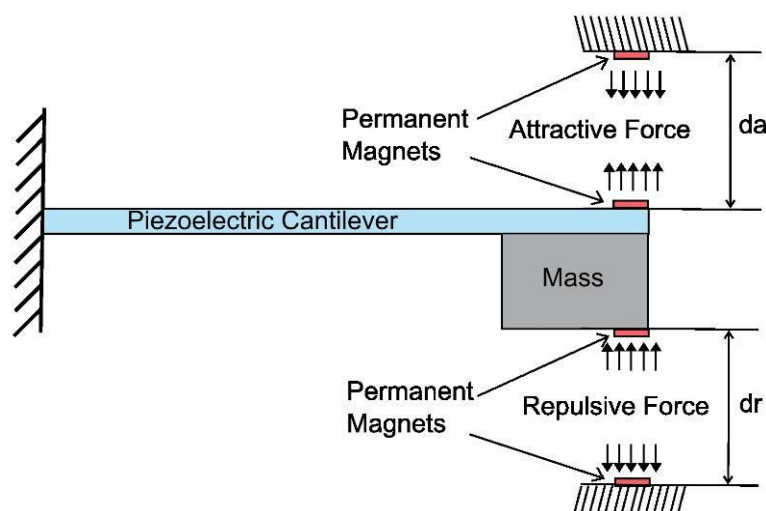


Figure IV-10 : Récupérateur d'énergie utilisant des forces magnétiques pour l'adaptation en fréquence [IV-11].

Peters [IV-12] propose d'utiliser des matériaux piézoélectriques comme actionneurs pour ajuster la fréquence de résonance d'un résonateur potentiellement utilisable comme récupérateur d'énergie. Deux résonateurs sont connectés, un encastré et l'autre libre. Le résonateur encastré est un actionneur permettant de déformer la structure grâce à des matériaux piézoélectriques (Figure IV-11). Ceci permet de changer la fréquence de résonance. Avec une tension de plus ou moins 5V, un réglage de la fréquence de plus ou moins 15% autour de la fréquence de résonance est possible autour d'une fréquence initiale de 78Hz.

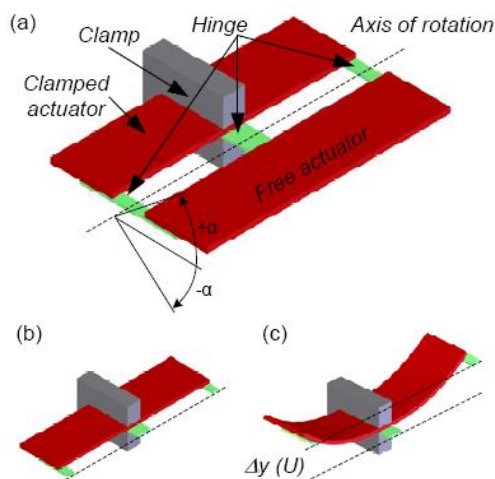


Figure IV-11 : Structure utilisant l'effet piézoélectrique pour régler la fréquence de résonance (a), sans tension sur la couche piézoélectrique (b), avec une tension (c) [IV-12].

Le même principe a été proposé par Eichhorn [IV-13], mais avec cette fois deux bras pour la récupération d'énergie et un bras central pour l'adaptation en fréquence (Figure IV-12 (a)). Une structure macroscopique de 5 cm de longueur a été fabriquée, ainsi qu'une unité électronique de contrôle permettant de régler la fréquence de fonctionnement. Nous pouvons voir sur la Figure IV-12 (b) les résultats expérimentaux du système complet. Ils sont remarquables, la bande est augmentée avec peu de perte de puissance.

Il s'agit à ce jour du seul système actif fonctionnant efficacement sans pertes énergétiques importantes. Le problème de la miniaturisation se pose cependant : le système de contrôle a besoin d'une puissance de plusieurs microwatts pour fonctionner, ce qui est la gamme de puissance récupérable pour des microgénérateurs de petites tailles. L'utilisation d'un tel système semble donc délicate à petites dimensions.

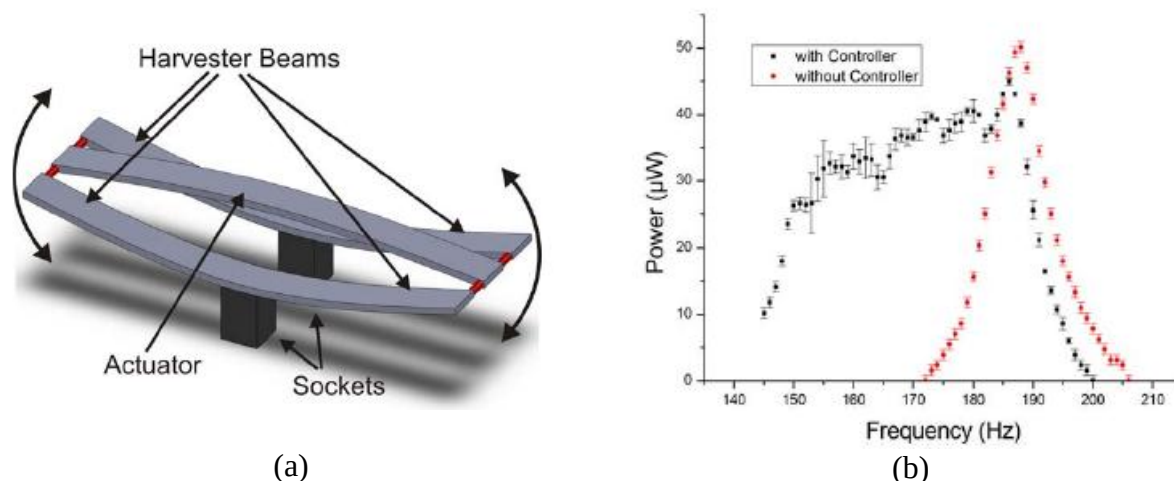


Figure IV-12 : (a) Structure à trois poutres avec une poutre pour le réglage de la fréquence et deux poutres pour la récupération d'énergie, (b) Résultats expérimentaux pour 0.6g [IV-13].

Changer la rigidité d'une poutre piézoélectrique est aussi possible en shuntant la couche piézoélectrique avec une capacité. Cette idée a été étudiée théoriquement et expérimentalement par Chanergie [IV-14], mais aussi par Wen-Jong [IV-15], qui a proposé de régler en temps réel la valeur de capacité à mettre aux bornes de la couche piézoélectrique. Une adaptation en fréquence de 3% a été obtenue avec cette méthode. La puissance récupérée était dégradée, du fait du changement de charge aux bornes de la couche piézoélectrique, et donc d'une mauvaise adaptation d'impédance. Cette méthode est finalement assez peu efficace.

IV.2.1.3.2 Application de contraintes mécaniques

La raideur effective d'une structure peut être changée en appliquant des contraintes sur la structure, et donc en la déformant. Un exemple simple de cet effet est une corde vibrante : lorsqu'on tend la corde, la fréquence de résonance augmente, alors que lorsqu'on la relâche la fréquence de résonance diminue. Cette méthode d'adaptation de la fréquence de résonance peut être appliquée avec des poutres encastées encastées ou des poutres encastées libres. Nous verrons les deux possibilités dans les exemples suivants.

Cabuz [IV-16] propose un résonateur basé sur une poutre encastée encastée avec réglage de la fréquence de résonance par l'application d'une contrainte axiale. Un côté de la poutre est encasté sur un support fixe, alors que l'autre côté est encasté sur un support mobile. Ce support mobile peut tourner sous l'action d'une force électrostatique, ce qui introduit une contrainte axiale dans la poutre (Figure IV-13). Avec cette méthode, la fréquence de résonance a pu être réglée dans une bande de fréquence de 16Hz autour d'une

fréquence centrale de 518 Hz (3% d'adaptation de fréquence de résonance), avec une tension de réglage de 0 à 16V.

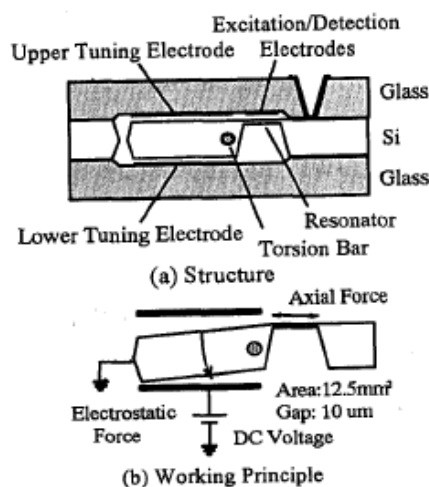


Figure IV-13 : Résonateur avec réglage de la fréquence de résonance via l'application d'une contrainte axiale [IV-16].

Leland [IV-17] propose d'appliquer une précontrainte mécanique pour ajuster la fréquence de résonance de générateurs piézoélectriques basés sur des poutres encastrées encastrées. Cette précontrainte mécanique est appliquée manuellement à l'aide d'un positionneur micrométrique. Une adaptabilité de 24% de la fréquence de résonance a été obtenue, entre 200 et 250Hz. Cette adaptation de fréquence avait aussi pour effet d'augmenter l'amortissement de la structure, et donc de diminuer la puissance récupérée. Cependant, cette méthode nécessite une action manuelle pour ajuster la fréquence de résonance.

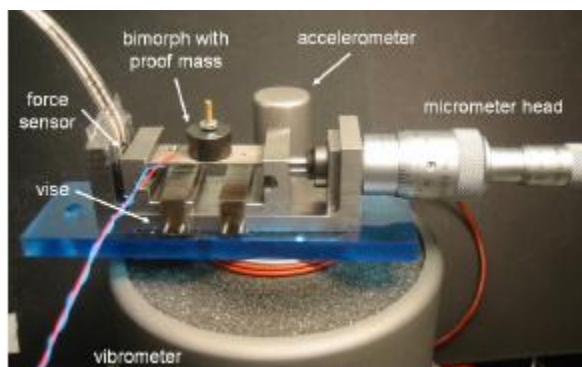


Figure IV-14 : Générateur piézoélectrique avec réglage de la fréquence de résonance par application d'une contrainte mécanique [IV-17].

Hu [IV-18] a proposé une méthode pour appliquer une contrainte axiale à des générateurs piézoélectriques basés sur des poutres encastrées libres. Une vis au cœur d'un bimorphe piézoélectrique permet de contraindre la structure dans l'axe (Figure IV-15 (a)). Suivant le sens de rotation sur la vis, il est possible de compresser ou d'étirer la structure. Cette structure n'a cependant pas été testée expérimentalement. Eichhorn [IV-19] a démontré ce principe expérimentalement. Le générateur piézoélectrique composé d'une poutre encastrée libre peut être compressé côté libre par un système de vis et de ressort ((Figure IV-15 (b)). Il a été trouvé qu'en compressant la poutre, la fréquence de résonance, la tension

de sortie et le facteur de qualité étaient réduits. Avec cette structure, ils sont parvenus à obtenir 20% d'adaptation en fréquence (entre 290 et 380Hz), pour une force de 22.75N sur une structure centimétrique ($20 \times 5 \times 0.44 \text{ mm}^3$).

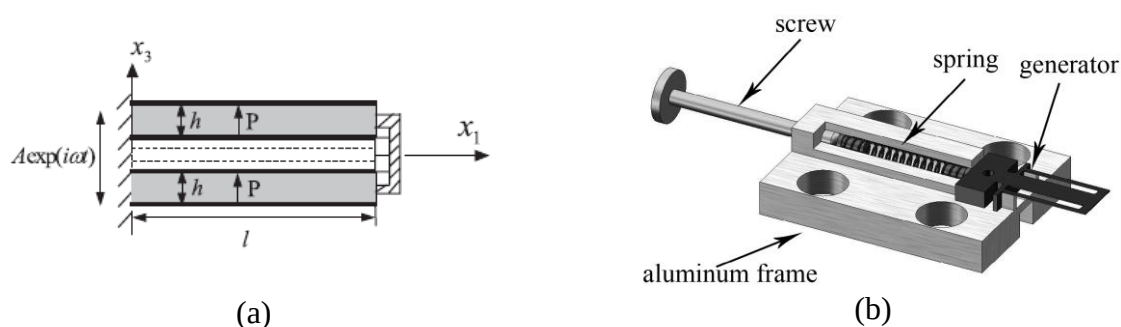


Figure IV-15 : Méthodes pour appliquer une contrainte axiale sur un générateur piézoélectrique : Hu (a) [IV-18] et Eichhorn (b) [IV-19].

Zhu [IV-20] a proposé une méthode pour appliquer une contrainte axiale sur un microgénérateur électromagnétique basé sur une poutre encastrée libre. Cette méthode est basée sur l'application d'une force magnétique au bout de la poutre encastrée libre, ce qui la comprime ou l'étend (Figure IV-16). Un aimant est placé au bout de la poutre encastrée libre, et un autre est placé sur un actionneur linéaire. En changeant la distance entre les deux aimants, on change la force magnétique appliquée et donc la contrainte axiale, ce qui permet de changer la fréquence de résonance. Expérimentalement, la bande de fréquence atteinte avec cette méthode fut de 67.6 à 98Hz (31% d'adaptation de fréquence), pour une distance entre les deux aimants entre 5 et 1,2mm.

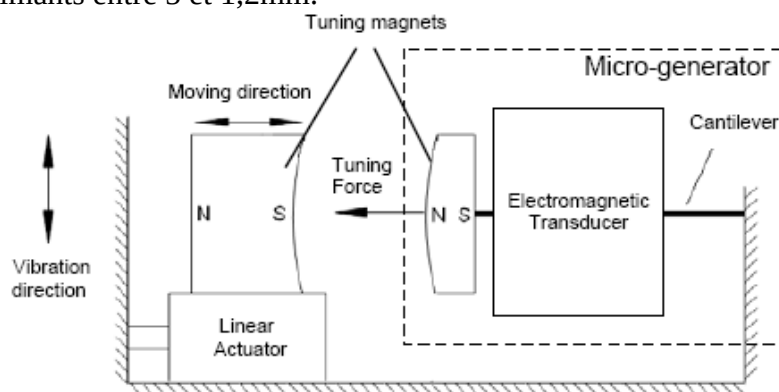


Figure IV-16 : Générateur électromagnétique avec adaptation en fréquence par force magnétique [IV-20].

Nous avons pu voir que ces méthodes d'adaptation en fréquence par application d'une contrainte mécanique sont assez efficaces, mais nécessitent soit des tensions trop importantes pour être intégrées lorsqu'on utilise une force électrostatique, soit des actions extérieures pour les systèmes de réglages. Pour tous les différents exemples présentés, les systèmes semblent difficiles à intégrer, et certains nécessitent des actions manuelles et ne pourront pas être automatisés.

En conclusion sur les méthodes actives, nous avons pu voir différentes méthodes d'adaptation de la fréquence de résonance : par changement des dimensions, par changement de la constante de raideur, par ajout de contraintes dans la structure. Pour la plupart, ces

méthodes sont efficaces, mais ne peuvent pas être intégrées, ou nécessitent des actions non automatisables. D'après une étude théorique effectuée par Roundy [IV-21], la puissance récupérée ne serait jamais augmentée par une adaptation en fréquence active, c'est-à-dire que la puissance nécessaire pour changer la fréquence de résonance du système serait toujours supérieure à l'augmentation de puissance résultante de ce changement de fréquence. Roundy et Zhang pensent que les méthodes les plus adaptées pour les récupérateurs d'énergie sont passives, et c'est ce que nous allons traiter par la suite. Cependant, nous avons pu voir que le système actif d'Eichhorn [IV-13] permet d'augmenter la bande passante de façon considérable avec une faible diminution de la puissance récupérée. Cette réalisation est remarquable, et relance les systèmes actifs d'adaptation en fréquence.

IV.2.2 Méthodes passives

Un système d'adaptation en fréquence passif présente l'avantage de ne nécessiter ni action extérieure ni source d'énergie pour fonctionner. Il n'y a donc pas de compromis à trouver entre l'énergie consommé par l'adaptation en fréquence et l'énergie récupérée. Il existe plusieurs méthodes passives, comme les matrices de dispositifs, les limiteurs d'amplitude, des résonateurs couplés ainsi que des méthodes non linéaires, que nous allons explorer successivement.

IV.2.2.1 Matrice de dispositifs

La méthode passive la plus simple est d'utiliser une matrice de microgénérateurs piézoélectriques avec des fréquences de résonance légèrement différentes en série, de façon à ce que leurs réponses en fréquence s'additionnent. C'est la solution proposée théoriquement par Shahrzuz [IV-22]. Les dimensions des différentes poutres sont choisies de façon à ce qu'elles aient des fréquences de résonances légèrement différentes, avec un gain unitaire, comme sur la Figure IV-17. La réponse en fréquence de la matrice de dispositifs correspond à la superposition des réponses en fréquence des différents microgénérateurs.

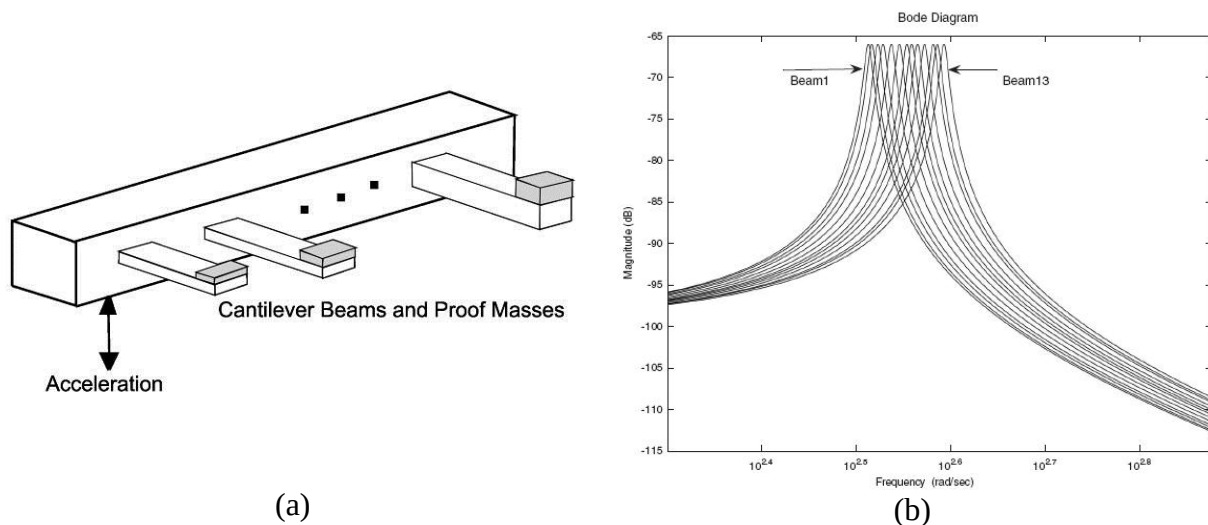


Figure IV-17 : (a) Matrice de microgénérateurs piézoélectriques
(b) Réponse en fréquence correspondante [IV-22].

Ce principe a été testé expérimentalement avec la conception, la fabrication et la caractérisation d'un prototype de 3 poutres par Liu [IV-23]. Une adaptation de fréquence de résonance de 3.5% a été possible autour de 230 Hz pour une puissance de $4\mu\text{W}$ récupérée. Une solution a aussi été proposée pour éviter que les signaux émanant des différents générateurs en décalage de phase ne se soustraient en utilisant des redresseurs séparés pour chaque générateur, les différents signaux redressés étant ensuite additionnés. En effet un des problèmes de ces matrices de dispositifs est qu'on ne peut pas mettre directement en série les différents générateurs du fait des décalages de phase entre les différents signaux, qui peuvent se soustraire plutôt que s'additionner.

Plus récemment, une autre structure utilisant le même principe a été proposée par Sari [IV-24]. Il s'agit cette fois d'un générateur électromagnétique micro fabriqué avec 35 poutres encastrées libres. Un large aimant est placé au centre des poutres encastrées libres, des spires ont été définies dans une couche de métal au bout de chaque poutre encastrée libre, les déplacements de ces spires dans le champ magnétique fixe de l'aimant permettent de récupérer de l'énergie. Les fréquences de résonance des différentes poutres encastrées libres sont comprises entre 4,2 et 5 kHz, ce qui permet d'avoir une bande passante de 800Hz (16% d'adaptation). Le dispositif total mesure $14 \times 12.5 \text{ mm}^2$. Une puissance de $0.4\mu\text{W}$ a été récupérée avec ce dispositif pour $1\mu\text{m}$ de déplacement.

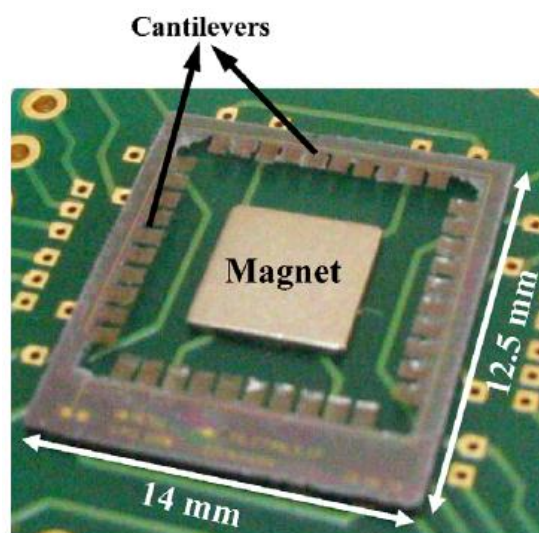


Figure IV-18 : Matrice de 35 récupérateurs d'énergie électromagnétiques [IV-24].

Les matrices de dispositifs sont intéressantes, mais présentent le désavantage de réduire la densité de puissance du dispositif. Pour l'exemple de Sari, à une fréquence donnée, seule une poutre sur les 35 récupérera de l'énergie efficacement, et les autres 34 poutres ne récupéreront que très peu d'énergie. Ce phénomène réduit énormément la densité de puissance.

IV.2.2.2 Augmentation de l'amortissement

Une structure électrostatique utilisant un amortissement électrique plus important pour augmenter la bande passante a été proposée par Despesse [IV-25]. Il est possible d'avoir un amortissement électrique important avec une transduction électrostatique. La structure proposée était capable de récupérer de l'énergie sur une large bande sous les 100Hz. Un

prototype macroscopique a délivré 1mW à une fréquence de 50Hz. Le problème de cette approche est qu'elle ne pourra pas s'adapter pour nos structures. En effet, les facteurs de qualité mécaniques que nous obtenons pour nos structures sont très importants (1000), et l'amortissement électrique ajouté ne permettra pas d'avoir une bande passante importante. Cette méthode fonctionnait bien dans le cas de Despesse car le facteur de qualité mécanique de sa structure était déjà faible.

IV.2.2.3 Limiteurs d'amplitude

Soliman [IV-26] a proposé une méthode originale d'augmentation de la bande passante basée sur des limiteurs d'amplitude de déplacement. Des essais expérimentaux ont montrés un agrandissement de la bande passante de 240% pour une réduction de la tension récupérée de 30%. Il est à noter qu'un agrandissement de la bande passante de 240% pour leur système correspond à une adaptation de la valeur de la fréquence de résonance de 5%. Le problème engendré par ce principe est qu'ajouter des stoppeurs mécaniques agrandit la bande passante mais réduit aussi la puissance récupérée. Des problèmes de fiabilité peuvent aussi se présenter avec les chocs de la poutre contre les stoppeurs.

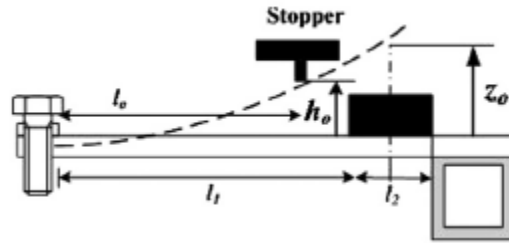
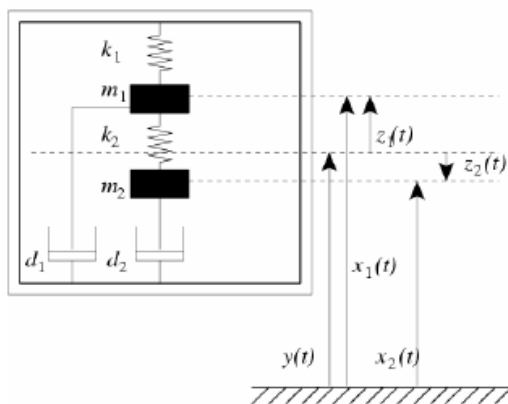


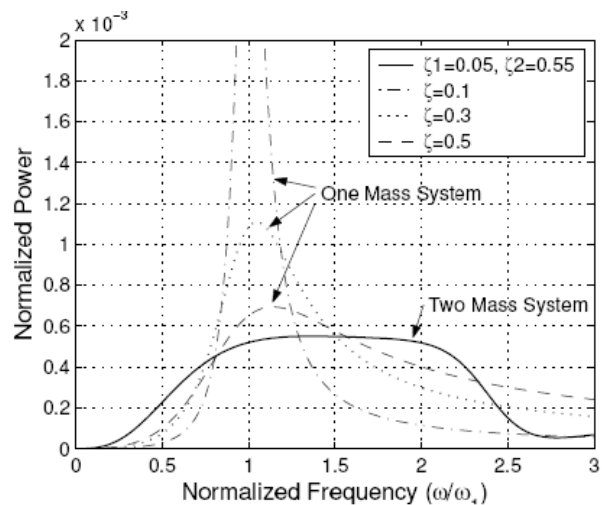
Figure IV-19 : Structure large bande avec des limiteurs d'amplitude [IV-26].

IV.2.2.4 Résonateurs couplés

Petropoulos [IV-27] a fait l'étude de résonateurs couplés pour la récupération d'énergie. Le système étudié est un oscillateur à deux masses et deux ressorts (Figure IV-20 (a)).



(a)



(b)

Figure IV-20 : Oscillateurs couplés pour la récupération d'énergie (a) et leurs résultats de simulation (b) [IV-27].

Les simulations montrent que ce système permet de travailler sur une bande de fréquence plus large, avec cependant une baisse notable de la puissance récupérée (Figure IV-20 (b)). Ce principe peut être appliqué pour n'importe quel type de transduction.

Roundy [IV-28] propose un système de récupération d'énergie fonctionnant sur le principe des résonateurs couplés : l'idée est de connecter en série plusieurs poutres avec masse sismique de façon à avoir un système avec plusieurs degrés de liberté. Il est prédit qu'en utilisant 3 masses et 4 poutres, la bande passante peut être triplée. Cependant, le fonctionnement de ce système n'a jamais été prouvé expérimentalement.

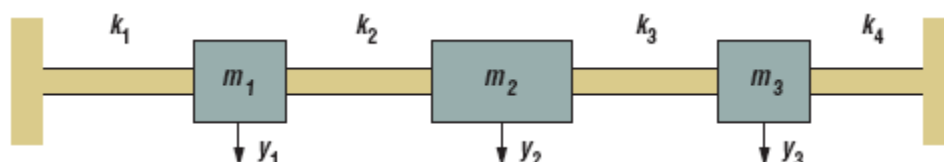


Figure IV-21 : Système à multiples degrés de liberté [IV-28].

Les résonateurs couplés semblent être des systèmes prometteurs pour l'ouverture de la bande passante, mais aucune vérification expérimentale ne prouve leur bon fonctionnement à ce jour.

IV.2.2.5 Méthodes non linéaires

Quelques méthodes non linéaires ont été proposées pour agrandir la bande passante, et seront présentées dans cette section.

En 2009, Mann [IV-29] a proposé une structure non linéaire utilisant la lévitation d'un aimant oscillant. L'aimant lévite grâce à une force non linéaire, et la fréquence de résonance du système peut être réglée en changeant l'espacement entre les aimants créant la force de lévitation. Il a été montré analytiquement et expérimentalement que ces non-linéarités permettant d'agrandir la bande de fréquence utilisable jusqu'à 4Hz, la fréquence de résonance linéaire étant de 8Hz. Par contre, cette structure ne permet pas d'agrandir la bande de fréquence utilisable que vers des fréquences plus importantes.

Un autre générateur non linéaire a été imaginé par Burrow [IV-30]. Le système consiste en une poutre encastrée libre, avec deux aimants et une armature au bout. Une bobine fixe est placée de l'autre côté, avec un matériau qui concentre le flux autour. Le mouvement des aimants change le flux magnétique dans la bobine, ce qui génère de l'énergie. Les forces de réluctance entre les aimants et le matériau concentrant le flux créent les non-linéarités, qui permettent d'agrandir la bande passante lorsque le balayage en fréquence est positif (la fréquence augmente) et d'utiliser le générateur jusqu'à 75 Hz alors que sa fréquence de résonance linéaire est de 50Hz (50% d'adaptation de fréquence de résonance). Il a de plus été remarqué que ce système récupère plus d'énergie lorsqu'il travaille dans le domaine non linéaire que lorsqu'il travaille dans le domaine linéaire.

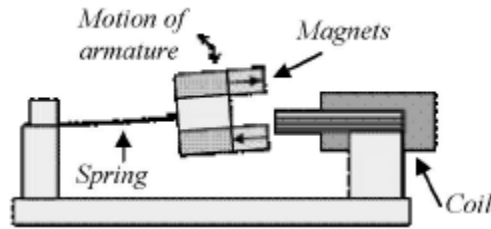


Figure IV-22 : Système non linéaire par forces magnétiques [IV-30].

Des systèmes bistables sont aussi investigués par quelques équipes. Ramlan [IV-31] a étudié théoriquement un système bistable en vue de faire de la récupération d'énergie. Ce type de système a deux positions stables en statique et oscille entre ces deux positions lorsque l'énergie est suffisante en excitation dynamique. Il a montré que ce type de structure pouvait produire $4/\pi$ plus d'énergie qu'un système linéaire. Il a aussi été montré que les systèmes bistables fonctionnent bien pour des fréquences de fonctionnement inférieures à la fréquence de résonance du générateur. Des systèmes bistables ont aussi été étudiés pour agrandir la bande passante ([IV-32], [IV-33], [IV-34], [IV-9], [IV-36]). La plupart des systèmes proposés ([IV-32], [IV-33], [IV-9], [IV-36]) fonctionnent avec des aimants pour introduire les deux positions stables, comme sur la Figure IV-23.

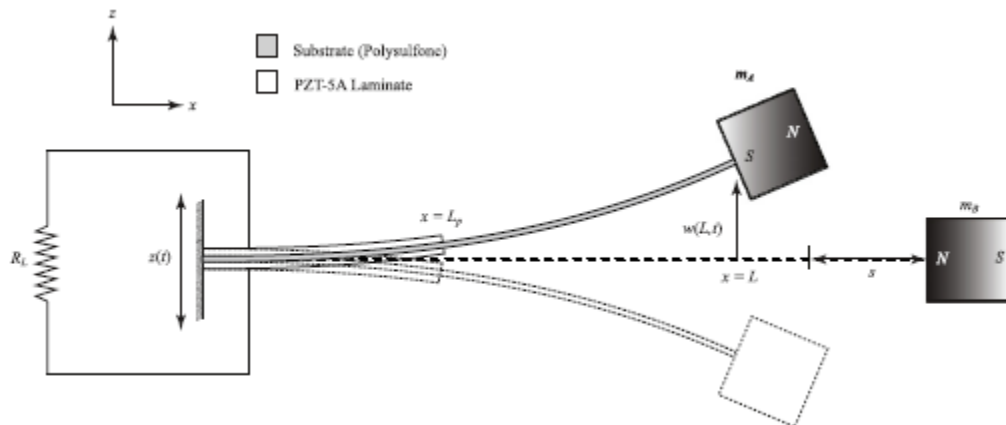


Figure IV-23: Dispositif ayant deux positions stables en statique à l'aide d'aimants ([IV-33]).

Ce type de système peut comporter des comportements chaotiques, et les modélisations proposées sont complexes. L'intérêt de ce genre de dispositif a été montré par Ferrari [IV-36] dans le cas de sollicitations large bande avec un bruit rose. Expérimentalement, une augmentation de 250% de la puissance récupérée grâce à un fonctionnement en mode bistable a été prouvée dans le cas d'une excitation de type bruit rose.

Un système a été proposé présentant un comportement bistable avec une plaque piézoélectrique [IV-34]. Le système a été testé expérimentalement, et un comportement bistable a bien été prouvé et étudié. Le système fonctionne à très basses fréquences ($<15\text{Hz}$), pour des puissances de sortie importantes (10mW) et une surface de plaque importante ($20 \times 20 \text{cm}^2$).

Nous allons proposer une méthode non linéaire d'agrandissement de la bande passante basée sur le raidissement de la structure par des non-linéarités mécaniques [IV-37] dans les paragraphes suivants.

IV.2.3 Comparaison des méthodes d'adaptation en fréquence

Nous avons comparé les différentes stratégies d'adaptation en fréquence de récupérateurs d'énergie dans le Tableau IV-1, avec les avantages et inconvénients des différentes méthodes.

A la lecture de ce tableau, nous pouvons voir qu'il n'y a pas de méthodes parfaites, toutes les méthodes existantes présentent des inconvénients. C'est pourquoi une nouvelle méthode d'adaptation en fréquence automatique et miniaturisable est toujours nécessaire.

<i>Stratégies</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
Méthodes actives	• Efficacité importante	• Nécessite une énergie importante • Nécessite une automatisation du système de réglage • Temps de réponse au changement de fréquence
• Modification des dimensions		• Difficile à implémenter • Temps réel impossible
• Modification de la masse		• Temps réel impossible
• Modification de la raideur par force supplémentaire	• Réglage en temps réel possible	• Energie et/ou tensions importantes nécessaires
• Application de contraintes		• Augmente l'amortissement quand il y a changement de fréquence • Difficilement intégrable
Méthodes passives	• Automatique et immédiat • Pas d'énergie consommée par le réglage	• Complexe
• Matrice de dispositifs		• Conception complexe • Puissance volumique diminuée
• Augmentation de l'amortissement		• Puissance récupérable diminuée
• Limiteur d'amplitude	• Facile à implémenter	• Diminue la puissance récupérable • Fiabilité
• Oscillateurs couplés		• Diminue la puissance récupérable
• Non-linéarités	• Puissance récupérée importante au-dessus de la fréquence de résonance	• Conception complexe • Systèmes proposés difficiles à intégrer
• Bistables	• Puissance récupérée importante en dessous de la fréquence de résonance • Plus d'énergie récupérée qu'avec un système linéaire	• Conception complexe

Tableau IV-1 : Comparaison des différentes méthodes d'adaptation en fréquence.

IV.3 Méthode non linéaire de raidissement de la structure

La méthode proposée utilise l'effet bien connu des résonances non linéaires [IV-19]. Les non-linéarités dues aux grandes déformations provoquent l'apparition d'effets intéressants dans le domaine fréquentiel. Nous allons commencer par montrer que les non-linéarités mécaniques dues aux grands déplacements peuvent être intéressantes pour agrandir la bande passante [IV-39].

IV.3.1 Modélisation d'un système mécanique non linéaire

Nous pouvons modéliser un récupérateur d'énergie résonant par un système masse ressort (Figure IV-24), comme cela a été proposé par Williams et Yates [IV-37]. Dans ce modèle simple, le fait de récupérer de l'énergie est représenté par des frottements visqueux, qui ne sont pas supposés influencer la source d'énergie vibratoire. Il s'agit d'une hypothèse simplificatrice très forte, mais cela permet de comprendre le fonctionnement du système non linéaire.

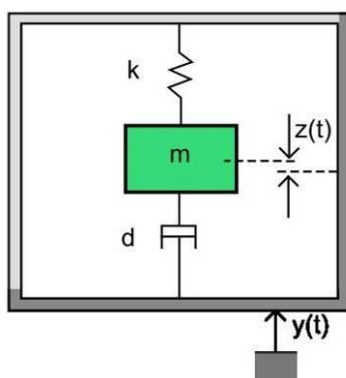


Figure IV-24 : Système masse ressort [IV-37].

Avec ce modèle, nous pouvons appliquer le principe fondamental de la dynamique à la masse sismique, ce qui nous donne l'équation différentielle suivante, avec $z(t)$ le déplacement de la masse sismique, m la masse sismique, k la raideur, d le coefficient d'amortissement, et $y(t)$ le déplacement du aux vibrations du système.

$$m\ddot{z}(t) + d\dot{z}(t) + kz(t) = -m\ddot{y}(t) \quad (IV-3)$$

Les non-linéarités du système peuvent être introduites en considérant une constante de raideur non linéaire, comme cela a été proposé par Schwarzelbach [IV-41]. Nous pouvons maintenant nous demander quel type de dispositif peut convenir pour une utilisation non linéaire. Nous nous sommes intéressés à 2 types de dispositifs, des poutres encastrées libres et des poutres encastrées encastrées (Figure IV-25).

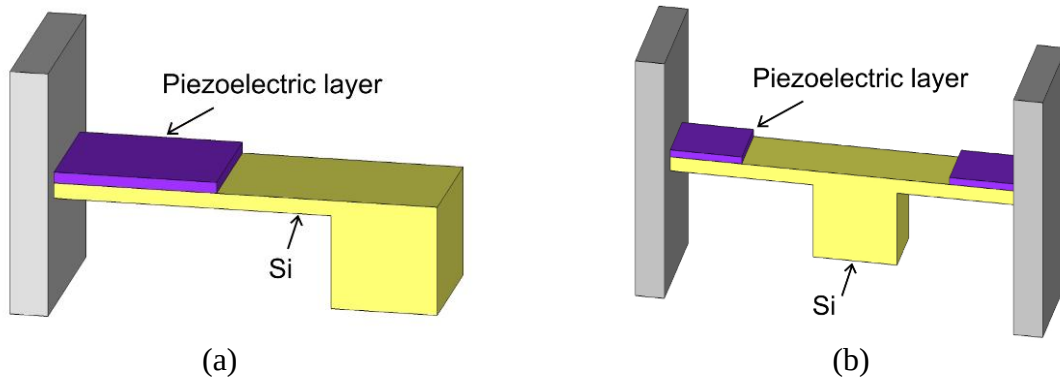


Figure IV-25 : Types de dispositifs étudiés, (a) poutre encastrée libre (b) poutre encastrée encastrée.

Pour une poutre encastrée encastrée, la poutre doit nettement plus s'étirer pour avoir un déplacement dans le mode transverse, du fait des deux côtés de la poutre qui sont encastrés. De ce fait, les non-linéarités mécaniques dues aux grands déplacements sont beaucoup plus importantes pour une poutre encastrée encastrée que pour une poutre encastrée libre. En effet dans les hypothèses de linéarité pour les poutres en flexion, on suppose que la poutre ne s'étire que suivant l'axe de la longueur, et pas dans l'axe de l'épaisseur, ce qui sera nécessairement le cas pour une poutre encastrée encastrée. Nous avons vérifié ce phénomène à l'aide de simulations par éléments finis avec le logiciel ANSYSTM, dont nous pouvons voir les résultats sur la Figure IV-26. Nous avons tracé la force de rappel en fonction du déplacement normalisé par l'épaisseur de la poutre. Nous pouvons remarquer que pour un même déplacement imposé, la poutre encastrée libre reste linéaire, alors que la poutre encastrée encastrée devient non linéaire. Les poutres encastrées encastrées ont un comportement mécanique beaucoup plus non linéaire que les poutres encastrées libres, et c'est pourquoi elles seront plus adaptées à la méthode d'adaptation en fréquence que nous proposons, qui est basée sur un système non linéaire.

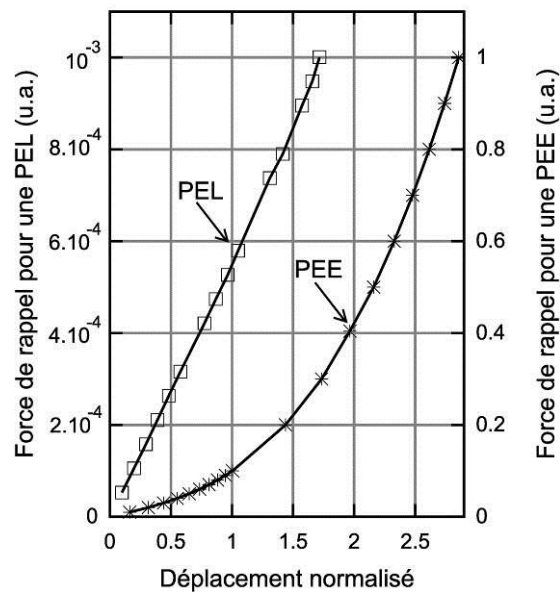


Figure IV-26 : Force de rappel en fonction du déplacement normalisé par l'épaisseur dans le cas d'une poutre encastrée libre (PEL) et dans le cas d'une poutre encastrée encastrée (PEE).

Nous pouvons donc nous intéresser plus particulièrement à la relation non linéaire entre la force de rappel et le déplacement pour une poutre encastree encastree. Nous pouvons remarquer sur la Figure IV-27 qu'une poutre encastree encastree commence à avoir un comportement non linéaire lorsque le déplacement de la masse dépasse l'épaisseur de la poutre.

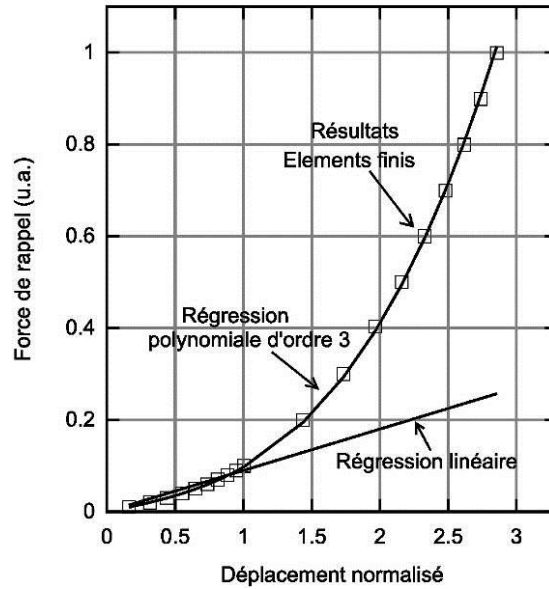


Figure IV-27 : Force de rappel d'une poutre encastree encastree en fonction du déplacement normalisé par l'épaisseur de la poutre.

Nous avons ensuite fait une régression polynomiale d'ordre 3 avec comme fonction de régression une fonction du type de l'équation IV-4, et les résultats obtenus par simulations par éléments finis correspondent à la fonction de régression à moins de 0,5%.

$$F_k = k_0 z(t) + k_1 z^3(t) \quad (IV-4)$$

Nous considérerons donc que la relation entre la force de rappel et le déplacement est caractérisé par l'équation IV-4. Ceci revient à considérer uniquement les non-linéarités mécaniques dues aux grands déplacements. Pour une poutre encastree encastree, les non-linéarités mécaniques sont beaucoup plus importantes que pour une poutre encastree libre. Or nous avons vu dans le chapitre III que pour une poutre encastree libre, les non-linéarités mécaniques et élastiques dues au matériau sont du même ordre de grandeur puisque suivant le matériau piézoélectrique un type ou l'autre de non-linéarités prédomine. De ce fait, pour une poutre encastree encastree, les non-linéarités mécaniques sont beaucoup plus importantes que les non linéarités élastiques dues au matériau, que nous allons donc négliger. Nous pouvons alors considérer que la constante de raideur varie avec le carré du déplacement de la masse [IV-39] :

$$k = k_0 + k_1 z^2(t) \quad (IV-5)$$

Nous pouvons reporter ces résultats dans l'équation IV-3, et en supposant que nous avons une excitation sinusoïdale, le système peut être caractérisé par une équation non linéaire d'ordre 3 du déplacement de la masse, avec $\omega_0 = \sqrt{k_0/m}$, $\lambda = d/2m$, $\beta = k_1/m$, et a_{in} l'amplitude de l'accélération des vibrations ambiantes.

$$\ddot{z}(t) + 2\lambda\dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) + \beta z^3(t) = -a_{in} \cos(\omega t) \quad (IV-6)$$

IV.3.2 Approximation analytique par méthode par perturbations.

L'équation non linéaire présentée précédemment peut être résolue numériquement ou approximée analytiquement. Nous allons utiliser une méthode par perturbations pour trouver une approximation analytique. Cette méthode suit le raisonnement de Nayfeh [IV-42].

Un terme de perturbation ε est introduit dans l'équation au niveau de l'amortissement, de l'effet non linéaire et de l'excitation.

$$\ddot{z}(t) + 2\tilde{\lambda}\varepsilon\dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) + \tilde{\beta}\varepsilon z^3(t) = -f_{in}\varepsilon \cos(\omega t) \text{ avec } \begin{cases} \lambda = \varepsilon\tilde{\lambda} \\ \beta = \varepsilon\tilde{\beta} \\ a_{in} = \varepsilon f_{in} \end{cases} \quad (IV-7)$$

Dans la suite des calculs, nous allons nous limiter aux termes du premier ordre, et nous pouvons donc écrire le déplacement sous la forme suivante :

$$z(t, \varepsilon) = Z_0(t) + \varepsilon Z_1(t)$$

Deux bases de temps sont introduites pour permettre le calcul : une base de temps rapide (T_0) et une base de temps lente (T_1). Cela est fait de façon à pouvoir écrire le déplacement comme une fonction de plusieurs variables.

$$\begin{cases} T_0 = t \\ T_1 = \varepsilon t \end{cases}$$

Les dérivées par rapport au temps s'écrivent donc de la façon suivante, en se limitant toujours aux termes du premier ordre :

$$\frac{d}{dt} = D_0 + \varepsilon D_1 \text{ avec } D_0 = \frac{\partial}{\partial T_0} \text{ et } D_1 = \frac{\partial}{\partial T_1}$$

$$\frac{d^2}{dt^2} = D_0^2 + 2\varepsilon D_1 D_0$$

L'équation caractéristique du système peut être alors réécrite de la façon suivante :

$$(D_0^2 + 2\varepsilon D_0 D_1)(Z_0 + \varepsilon Z_1) + 2\tilde{\lambda}\varepsilon(D_0 + \varepsilon D_1)(Z_0 + \varepsilon Z_1) + \omega_0^2(Z_0 + \varepsilon Z_1) + \tilde{\beta}\varepsilon(Z_0 + \varepsilon Z_1)^3 = -f_{in}\varepsilon \cos(\omega t) \quad (IV-8)$$

Nous pouvons séparer les termes en ε^0 et les termes en ε pour obtenir les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} D_0^2 Z_0 + \omega_0^2 Z_0 = 0 \\ 2D_0 D_1 Z_0 + D_0^2 Z_1 + 2\tilde{\lambda}D_0 Z_0 + \omega_0^2 Z_1 + \tilde{\beta}Z_0^3 = -f_{in} \cos(\omega t) \end{cases} \quad (IV-9)$$

La première équation peut être facilement résolue et donne une solution suivante, avec $\bar{A}(T_1)$ le conjugué de $A(T_1)$:

$$Z_0(T_0, T_1) = A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0} \quad (IV-10)$$

Nous pouvons alors réinjecter ce résultat dans la seconde équation du système IV-9:

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 [A'(T_1)e^{j\omega_0 T_0} - \bar{A}'(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}] \\ & - 2\tilde{\lambda}j\omega_0 [A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} - \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}] - \tilde{\beta}[A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}]^3 \\ & - \frac{f_{in}}{2}(e^{j\omega_0 T_0} + e^{-j\omega_0 T_0}) \end{aligned} \quad (IV-11)$$

L'équation précédente peut être réduite en n'écrivant qu'un des deux termes conjugués, les termes en $e^{j\omega_0 T_0}$, et en notant cc les termes conjugués en $e^{-j\omega_0 T_0}$ pour faciliter la lecture:

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 e^{j\omega_0 T_0} [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + A^3\tilde{\beta}e^{3j\omega_0 T_0} - \frac{f_{in}}{2}e^{j\omega_0 T_0} + cc \end{aligned} \quad (IV-12)$$

Nous nous intéresserons au comportement du système proche de la résonance, et nous pouvons donc considérer que $\omega = \omega_0 + \varepsilon\sigma$ et obtenir l'équation correspondante :

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 e^{j\omega_0 T_0} [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] \\ & - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + A^3\tilde{\beta}e^{3j\omega_0 T_0} - \frac{f_{in}}{2}e^{j\omega_0 T_0}e^{j\sigma T_1} + cc \end{aligned} \quad (IV-13)$$

D'après la démonstration de Nayfeh [IV-42], nous pouvons obtenir l'amplitude des oscillations en ayant les termes en $e^{j\omega_0 T_0}$ nuls :

$$-2j\omega_0 [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1) - \frac{f_{in}}{2}e^{j\sigma T_1} = 0 \quad (IV-14)$$

Nous pouvons passer en notation complexe et définir A sous la forme polaire : $A = \frac{a}{2}e^{jb}$.

L'équation devient alors :

$$-j\omega_0 a' e^{jb} + \omega_0 a b' e^{jb} - j\omega_0 \tilde{\lambda} a e^{jb} - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 e^{jb} - \frac{f_{in}}{2} e^{j\sigma T_1} = 0 \quad (IV-15)$$

Nous pouvons séparer la partie réelle et la partie imaginaire :

$$\begin{cases} \omega_0 a b' - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 - \frac{f_{in}}{2} \cos(\sigma T_1 - b) = 0 \\ -\omega_0 a' - \omega_0 \tilde{\lambda} a - \frac{f_{in}}{2} \sin(\sigma T_1 - b) = 0 \end{cases} \quad (IV-16)$$

On peut introduire la phase des signaux sinusoïdaux $\gamma = \sigma T_1 - b$ et donc réécrire le système :

$$\begin{cases} \omega_0 a(\sigma - \gamma') - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 - \frac{f_{in}}{2} \cos(\gamma) = 0 \\ -\omega_0 a' - \omega_0 \tilde{\lambda} a - \frac{f_{in}}{2} \sin(\gamma) = 0 \end{cases} \quad (IV-17)$$

Nous souhaitons nous intéresser au régime stationnaire et non transitoire, et nous pouvons donc considérer $a' = \gamma' = 0$. Le système d'équations peut être réécrit de nouveau.

$$\begin{cases} \omega_0 a \sigma - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 - \frac{f_{in}}{2} \cos(\gamma) = 0 \\ -\omega_0 \tilde{\lambda} a - \frac{f_{in}}{2} \sin(\gamma) = 0 \end{cases} \quad (IV-18)$$

En sommant des deux équations précédentes élevées au carré, nous pouvons obtenir l'équation suivante, et développer le calcul :

$$(\omega_0 a \tilde{\lambda})^2 + (\omega_0 a \sigma - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3)^2 = \frac{f_{in}^2}{4} \quad (IV-19)$$

$$\varepsilon^2 (\omega_0 a \tilde{\lambda})^2 + \varepsilon^2 (\omega_0 a \sigma - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3)^2 = \varepsilon^2 \frac{f_{in}^2}{4} \quad (IV-20)$$

$$(\omega_0 a \varepsilon \tilde{\lambda})^2 + (\omega_0 a \varepsilon \tilde{\sigma} - \frac{3}{8} \varepsilon \tilde{\beta} a^3)^2 = \frac{a_{in}^2}{4} \quad (IV-21)$$

$$(\omega_0 a \lambda)^2 + (\omega_0 a \Delta \omega - \frac{3}{8} \beta a^3)^2 = \frac{a_{in}^2}{4} \quad (IV-22)$$

Et nous pouvons donc obtenir l'équation donnant l'amplitude des oscillations a en fonction du décalage fréquentiel par rapport à la pulsation de résonance $\Delta \omega$.

$$a^2 [\lambda^2 + (\Delta \omega - \frac{3}{8} \frac{\beta}{\omega_0} a^2)^2] = \frac{a_{in}^2}{4 \omega_0^2} \quad (IV-23)$$

Nous pouvons vérifier l'équation obtenue pour un cas particulier, lorsque les non-linéarités sont nulles ($\beta=0$). Pour la méthode avec perturbations, nous obtenons l'équation suivante :

$$a^2 = \frac{a_{in}^2}{4 \omega_0^2 [\lambda^2 + \Delta \omega^2]} \quad (IV-24)$$

Si nous considérons un système linéaire classique :

$$\ddot{z}(t) + 2\lambda \dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) = -a_{in} \cos(\omega t) \quad (IV-25)$$

Dans le cas d'une sollicitation harmonique (ce qui est le cas), et pour le régime stationnaire, nous pouvons écrire l'amplitude complexe du déplacement Z en fonction de l'accélération A_{in} grâce à l'équation suivante :

$$\frac{Z}{A_{in}} = \frac{1}{\omega_0^2 - \omega^2 + 2j\lambda\omega\omega_0} \quad (IV-26)$$

En nous limitant à la norme, nous trouvons donc l'équation suivante:

$$\left| \frac{Z}{A_{in}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\lambda\omega\omega_0)^2}} \quad (IV-27)$$

Comme précédemment, nous pouvons considérer que $\omega = \omega_0 + \Delta \omega$ et $\omega^2 \cong \omega_0^2 + 2\Delta \omega \omega_0$.

En considérant que λ est de petite taille (et donc que le système a un facteur de qualité important), nous pouvons approximer l'équation précédente de la façon suivante proche de la résonance :

$$\left| \frac{Z}{A_{in}} \right| \cong \frac{1}{\sqrt{(2\Delta \omega \omega_0)^2 + (2\lambda(\omega_0^2 + \omega_0 \Delta \omega))^2}} \cong \frac{1}{\sqrt{(2\Delta \omega \omega_0)^2 + (2\lambda \omega_0^2)^2}} \quad (IV-28)$$

Et nous retrouvons alors la même expression que par la méthode par perturbations :

$$\left| \frac{Z}{A_{in}} \right|^2 \cong \frac{1}{4\omega_0^2} \frac{1}{\Delta\omega^2 + \lambda^2} \quad (IV-29)$$

IV.3.3 Résultats de simulations

Dans cette partie, les fonctionnements non linéaires des poutres encastrées encastrées seront expliqués à travers des résultats de simulations [IV-37] utilisant l'approximation par perturbations présentée précédemment via l'équation IV-23.

Quand l'amplitude des vibrations augmente, le déplacement augmente, et le terme non linéaire de l'équation IV-6 devient prédominant. Le premier effet des non-linéarités est un décalage de la fréquence de résonance. La pulsation de résonance non linéaire ω_r varie avec le carré de l'amplitude de déplacement z et est linéairement proportionnel avec la raideur non linéaire β , comme dans l'équation suivante [IV-43] :

$$\omega_r = \omega_0 \left(1 + \frac{3}{8} \beta \frac{z^2}{\omega_0^2} \right) \quad (IV-30)$$

Le second effet des non-linéarités est une courbure de la réponse en fréquence du système. Comme pour le premier effet, ce comportement est plus visible pour de grands déplacements. Pour un système fortement non linéaire, un hystéresis apparaît dans la réponse en fréquence du système : le comportement de la structure non linéaire dépend du sens de balayage en fréquence. Ce phénomène est du à une forte courbure de la réponse en fréquence.

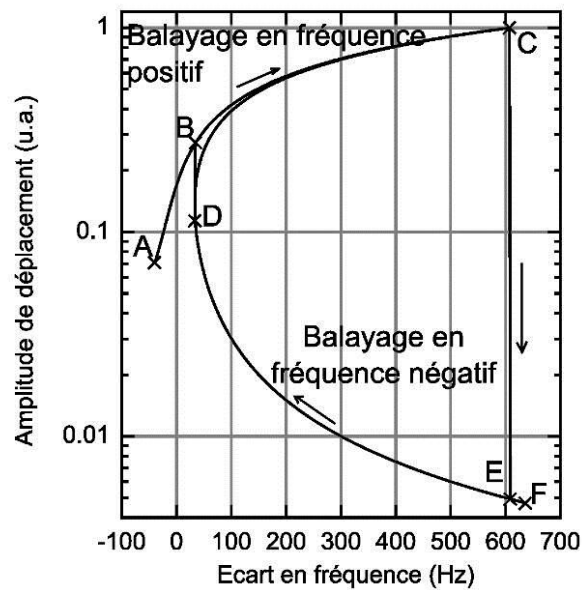


Figure IV-28 : Résultats de simulation numérique d'un système non linéaire avec hystérésis dans la réponse en fréquence.

Nous pouvons voir sur la Figure IV-28 les résultats de simulation numérique d'un tel système non linéaire avec une fréquence de résonance linéaire de 1800Hz, un facteur de qualité de 300, une raideur non linéaire $\beta = 5,4.10^{16} m^{-2}s^{-2}$, et une accélération de 2g. L'amplitude de déplacement (unités arbitraires) est tracée en fonction de la déviation en fréquence par rapport à la fréquence de résonance linéaire. Ces valeurs ont été choisies pour que les simulations correspondent aux observations que nous avons eues en pratique sur les dispositifs de Marzencki [IV-20].

Dans la zone BCDE, l'amplitude d'oscillation a théoriquement 3 solutions différentes pour chaque valeur de fréquence. Cependant, il peut être montré que la solution entre D et C est instable, et donc que l'amplitude d'oscillation est soit sur la branche BC ou sur la branche DE. Quand le balayage en fréquence est positif (la valeur en fréquence augmente), l'amplitude d'oscillation suit la branche ABC. En C il y a une discontinuité, et la valeur d'amplitude diminue jusqu'à E, et suit ensuite la branche EF. Quand le balayage en fréquence est négatif, l'amplitude d'oscillation suit la courbe FEDBA, avec une discontinuité en D.

Nous pouvons maintenant nous demander quel est l'intérêt d'un tel système non linéaire pour l'adaptation en fréquence du récupérateur. Si l'on se situe sur la branche BC et que la fréquence de vibrations augmente, le système va suivre automatiquement la variation de fréquence en gardant une amplitude importante, tant que cette variation ne va pas au-delà de C. Cet aspect est très intéressant dans le cas de récupération d'énergie sur les machines industrielles, l'augmentation de la fréquence des vibrations arrive lorsque la vitesse de la machine augmente. Tant que l'on reste sur la branche BC, la fréquence des vibrations peut aussi diminuer (en n'allant pas au-delà de B), et le point de fonctionnement restera sur cette branche. Cet effet sera prouvé expérimentalement. Cette méthode d'adaptation en fréquence est particulièrement intéressante car elle est complètement passive et automatique, ne nécessitant pas d'action extérieure pour fonctionner.

Nous nous sommes ensuite intéressés aux différents paramètres influents sur le côté non linéaire du système. Nous avons commencé par faire varier l'accélération des vibrations en entrée du système, comme nous pouvons le voir sur la Figure IV-29. Le système considéré avait une fréquence de résonance linéaire de 1800Hz, un facteur de qualité de 300, une raideur non linéaire $\beta = 5,4.10^{16} m^{-2}s^{-2}$, et trois valeurs d'accélérations différentes : 0.1g, 1g, 2g. Nous pouvons remarquer que pour de faibles accélérations, comme pour 0.1g, le système reste linéaire, le déplacement n'étant pas suffisant pour le rendre non linéaire. Ensuite, plus l'accélération augmente, plus le système devient non linéaire : en effet, plus l'accélération des vibrations augmente, plus le déplacement devient important, et plus le terme non linéaire devient prédominant.

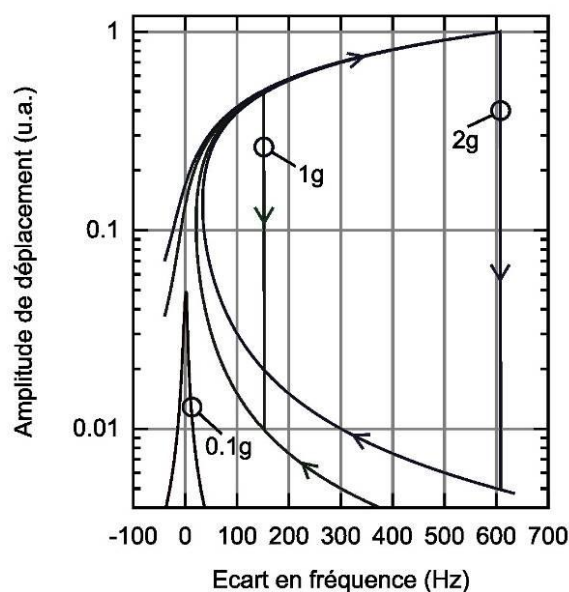


Figure IV-29 : Réponse en fréquence du système non linéaire pour différentes valeurs d'accélérations.

Nous pouvons définir une bande passante pour le système non linéaire, que nous avons mesurée comme pour un système linéaire à -3dB de la valeur maximale. Nous avons tracé cette bande passante en fonction de l'accélération pour différentes valeurs de raideurs non linéaires β . Nous pouvons remarquer que pour une accélération donnée, plus la raideur non linéaire est importante, plus la bande passante est elle aussi importante. En effet plus la raideur non linéaire est importante, plus la réponse en fréquence est courbée et plus l'hystérésis est important, et donc plus la bande passante est grande.

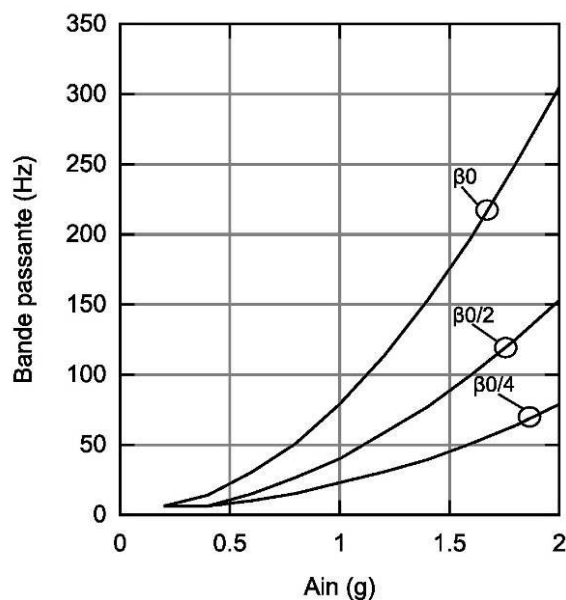


Figure IV-30 : Bande passante suivant la valeur d'accélération et la valeur de β ($\beta_0 = 5,4 \cdot 10^{16} \text{ m}^{-2} \text{ s}^{-2}$).

Nous avons fait varier le facteur de qualité du système pour une fréquence de résonance linéaire de 1800Hz, une raideur non linéaire $\beta = 5,4.10^{16} m^{-2}s^{-2}$, et une accélération de 2g (Figure IV-31). Nous pouvons voir que plus le système a un facteur de qualité important, plus le système est non linéaire, et plus la bande passante est importante. Nous pouvons remarquer qu'un système non linéaire se comporte à l'inverse d'un système linéaire : pour un système linéaire, plus le facteur de qualité est important, plus le pic de résonance est étroit et moins la bande passante est importante. Il sera donc intéressant pour notre système d'utiliser des matériaux de bonne qualité mécanique, de façon à avoir des facteurs de qualité du système résonant importants, et donc des bandes passantes utilisables importantes.

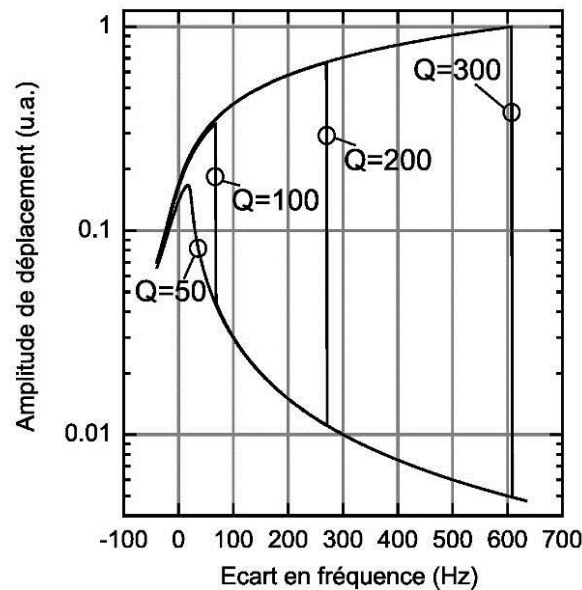


Figure IV-31 : Réponse en fréquence du système non linéaire pour différents facteurs de qualité.

Nous avons souhaité comparer les performances de notre système non linéaire avec des systèmes linéaires. Pour le système non linéaire, nous avons considéré les paramètres suivants : une fréquence de résonance linéaire de 1800Hz, une raideur non linéaire $\beta = 5,4.10^{16} m^{-2}s^{-2}$, et une accélération de 2g et un facteur de qualité de 300. Nous avons choisi une fréquence de vibrations de 2250 Hz, qui se trouve dans la branche BC. Nous souhaitons voir la différence d'amplitude entre le système non linéaire et un système linéaire ayant le même facteur de qualité (300), et un autre système linéaire ayant la même bande passante que le système non linéaire, ce qui donne un facteur de qualité de 7. Pour les deux systèmes linéaires, nous avons considéré que leurs fréquences de résonance étaient parfaitement réglées sur la fréquence de vibrations. En comparant le système non linéaire et le système linéaire ayant la même bande passante, nous pouvons remarquer que le système linéaire a une amplitude bien inférieure, et que le système non linéaire sera donc beaucoup plus intéressant en terme de quantité d'énergie récupérée. Le système linéaire avec un facteur de qualité de 300 a lui une amplitude plus importante que le système non linéaire, mais sur une bande de fréquence très petite. Cela suppose de pouvoir régler précisément la fréquence de résonance du récupérateur d'énergie sur la fréquence des vibrations, ce qui est possible via une méthode active, mais qui consommera beaucoup d'énergie, et ce qui n'est pas considéré dans cette simulation.

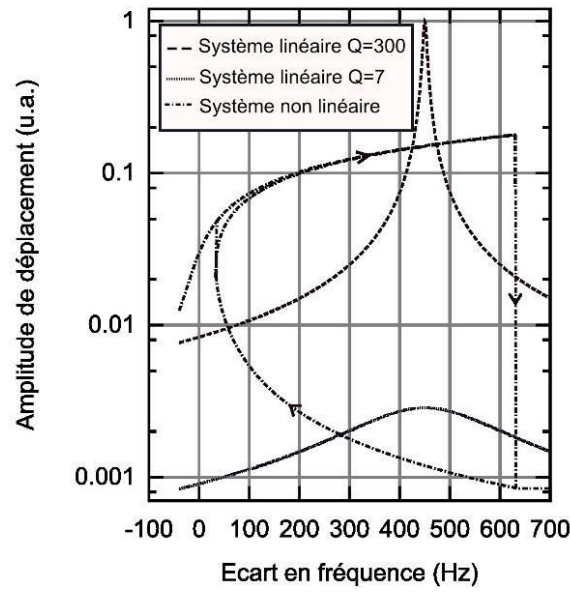


Figure IV-32 : Comparaison des performances du système non linéaire par rapport à 2 systèmes linéaires.

En conclusion sur cette comparaison, nous pouvons dire que le système non linéaire correspond à un bon compromis entre la quantité d'énergie que nous souhaitons récupérer et la bande passante désirée.

IV.3.4 Modélisation et approximation analytique par méthode par perturbations en considérant l'effet piézoélectrique

Dans les simulations précédentes, nous avons considéré que la récupération d'énergie par la couche piézoélectrique peut être modélisée par un amortissement visqueux. Nous avons montré au chapitre II que cela était un modèle assez faux. Nous avons choisi de faire cette hypothèse malgré tout car cela permet de simplifier fortement la modélisation et de se concentrer sur l'explication des effets non linéaires. Pour modéliser la récupération d'énergie par effet piézoélectrique d'une façon plus juste, nous pouvons reprendre le modèle de Dutoit [II-15] présenté au chapitre II, en ajoutant un effet non linéaire. Nous obtenons alors l'équation suivante :

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) + 2\lambda\dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) + \beta z^3(t) - \omega_0^2 d_{33}v(t) = -a_{in} \cos(\omega t) \\ v(t) = MRd_{33}\omega_0^2 \dot{z}(t) - CR\dot{v}(t) \end{cases} \quad (IV-31)$$

Il est à noter que cette modélisation est adaptée à un matériau piézoélectrique fonctionnant en mode 33, alors que nos couches piézoélectriques fonctionneront en mode 31. Nous avons choisi de nous contenter de ce modèle car il permet d'insérer simplement les non-linéarités et d'utiliser les mêmes approximations par perturbations qu'au paragraphe IV.3.2 [IV-45]. Le système d'équation IV-31 peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) + 2\lambda\dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) + \beta z^3(t) - \chi v(t) = -a_{in} \cos(\omega t) \\ \dot{v}(t) + \eta v(t) - \delta \ddot{z}(t) = 0 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \chi = \omega_0^2 d_{33} \\ \eta = \frac{1}{RC} \\ \delta = \frac{M d_{33} \omega_0^2}{C} \end{cases} \quad (IV-32)$$

Comme au paragraphe IV.3.2, nous introduisons un paramètre de perturbations ε :

$$\begin{cases} \ddot{z}(t) + 2\tilde{\lambda}\varepsilon\dot{z}(t) + \omega_0^2 z(t) + \tilde{\beta}\varepsilon z^3(t) - \tilde{\chi}\varepsilon v(t) = -f_{in}\varepsilon \cos(\omega t) \\ \dot{v}(t) + \eta v(t) - \delta \ddot{z}(t) = 0 \end{cases} \quad (IV-33)$$

Dans la suite des calculs, nous allons nous limiter aux termes du premier ordre, et nous pouvons donc écrire le déplacement et la tension sous la forme suivante :

$$\begin{cases} z(t, \varepsilon) = Z_0(t) + \varepsilon Z_1(t) \\ v(t, \varepsilon) = V_0(t) + \varepsilon V_1(t) \end{cases}$$

La suite des calculs suit le même principe que le calcul explicité au paragraphe IV.3.2, en plus complexe. Le système d'équations caractéristiques du système peut être alors réécrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} (D_0^2 + 2\varepsilon D_0 D_1)(Z_0 + \varepsilon Z_1) + 2\tilde{\lambda}\varepsilon(D_0 + \varepsilon D_1)(Z_0 + \varepsilon Z_1) + \omega_0^2(Z_0 + \varepsilon Z_1) \\ \quad + \tilde{\beta}\varepsilon(Z_0 + \varepsilon Z_1)^3 - \tilde{\chi}\varepsilon(V_0 + \varepsilon V_1) = -f_{in}\varepsilon \cos(\omega t) \\ (D_0 + \varepsilon D_1)(V_0 + \varepsilon V_1) + \eta(V_0 + \varepsilon V_1) - \delta(D_0 + \varepsilon D_1)(Z_0 + \varepsilon Z_1) = 0 \end{cases} \quad (IV-34)$$

Les termes en ε^0 permettent d'obtenir le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} D_0^2 Z_0 + \omega_0^2 Z_0 = 0 \\ D_0 V_0 + \eta V_0 = \delta D_0 Z_0 \end{cases} \quad (IV-35)$$

Les termes en ε donnent eux un second système d'équations :

$$\begin{cases} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = -2D_0 D_1 Z_0 - 2\tilde{\lambda}\varepsilon D_0 Z_0 - \tilde{\beta}Z_0^3 + \tilde{\chi}V_0 - f_{in} \cos(\omega t) \\ D_0 V_1 + \eta V_1 = -D_1 V_0 + \delta(D_0 Z_1 + D_1 Z_0) \end{cases} \quad (IV-36)$$

Le premier système IV-35 peut être facilement résolu et donne les solutions suivantes :

$$\begin{cases} Z_0(T_0, T_1) = A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0} \\ V_0(T_0, T_1) = B(T_1)e^{-\lambda T_0} + \frac{j\omega_0 \delta A(T_1)e^{j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0} - \frac{j\omega_0 \delta \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0} \end{cases} \quad (IV-37)$$

En remplaçant ces expressions dans la première équation du système IV-36, nous obtenons l'équation suivante :

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 [A'(T_1)e^{j\omega_0 T_0} - \bar{A}'(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}] \\ & - 2\tilde{\lambda}j\omega_0 [A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} - \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}] - \tilde{\beta} [A(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}]^3 \\ & + \tilde{\chi} (B(T_1)e^{-\lambda T_0} + \frac{j\omega_0 \delta A(T_1)e^{j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0} - \frac{j\omega_0 \delta \bar{A}(T_1)e^{-j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0}) - \frac{f_{in}}{2} (e^{j\omega_0 T_0} + e^{-j\omega_0 T_0}) \end{aligned} \quad (IV-38)$$

L'équation précédente peut être réduite en n'écrivant qu'un des deux termes conjugués, les termes en $e^{j\omega_0 T_0}$, et en notant cc les termes conjugués en $e^{-j\omega_0 T_0}$:

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 e^{j\omega_0 T_0} [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1)e^{j\omega_0 T_0} \\ & + A^3\tilde{\beta}e^{3j\omega_0 T_0} + \tilde{\chi} \frac{j\omega_0 \delta A(T_1)e^{j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0} - \frac{f_{in}}{2} e^{j\omega_0 T_0} + cc + \tilde{\chi} (B(T_1)e^{-\lambda T_0}) \end{aligned} \quad (IV-39)$$

Nous nous intéresserons au comportement du système proche de la résonance, et nous pouvons donc considérer que $\omega = \omega_0 + \varepsilon$ et obtenir l'équation correspondante :

$$\begin{aligned} D_0^2 Z_1 + \omega_0^2 Z_1 = & -2j\omega_0 e^{j\omega_0 T_0} [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1)e^{j\omega_0 T_0} + A^3\tilde{\beta}e^{3j\omega_0 T_0} \\ & + \tilde{\chi} \frac{j\omega_0 \delta A(T_1)e^{j\omega_0 T_0}}{\eta + j\omega_0} - \frac{f_{in}}{2} e^{j\omega_0 T_0} e^{j\sigma T_1} + cc + \tilde{\chi} (B(T_1)e^{-\lambda T_0}) \end{aligned} \quad (IV-40)$$

D'après la démonstration de Nayfeh [IV-42], nous pouvons obtenir l'amplitude des oscillations en ayant les termes en $e^{j\omega_0 T_0}$ nuls :

$$-2j\omega_0 [A'(T_1) + \tilde{\lambda}A(T_1)] - 3\tilde{\beta}A^2(T_1)\bar{A}(T_1) + \tilde{\chi} \frac{j\omega_0 \delta A(T_1)}{\eta + j\omega_0} - \frac{f_{in}}{2} e^{j\sigma T_1} = 0 \quad (IV-41)$$

Nous pouvons passer en notation complexe et définir $A = \frac{a}{2} e^{jb}$. L'équation IV-41 devient alors :

$$-j\omega_0 a' e^{jb} + \omega_0 a b' e^{jb} - j\omega_0 \tilde{\lambda} a e^{jb} - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 e^{jb} + \tilde{\chi} \frac{j\omega_0 \delta (\eta - j\omega_0) a}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} e^{j\sigma T_1} = 0 \quad (IV-42)$$

A partir de l'équation IV-42, nous pouvons écrire deux équations correspondant à la partie réelle et à la partie imaginaire :

$$\begin{cases} \omega_0 a b' - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 + \tilde{\chi} \frac{\delta \omega_0^2}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \cos(\sigma T_1 - b) = 0 \\ -\omega_0 a' - \omega_0 \tilde{\lambda} a + \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \sin(\sigma T_1 - b) = 0 \end{cases} \quad (IV-43)$$

On peut introduire la phase des signaux sinusoïdaux $\gamma = \sigma T_1 - b$ et donc réécrire le système IV-43 :

$$\begin{cases} \omega_0 a (\sigma - \gamma') - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 + \tilde{\chi} \frac{\delta \omega_0^2}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \cos(\gamma) = 0 \\ -\omega_0 a' - \omega_0 \tilde{\lambda} a + \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \sin(\gamma) = 0 \end{cases} \quad (IV-44)$$

Nous souhaitons nous intéresser au régime stationnaire et non transitoire, et nous pouvons donc considérer $a' = \gamma' = 0$. Le système d'équations peut être réécrit de nouveau sous la forme de l'équation IV-45.

$$\begin{cases} \omega_0 a \sigma - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 + \tilde{\chi} \frac{\delta \omega_0^2}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \cos(\gamma) = 0 \\ -\omega_0 \tilde{\lambda} a + \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2} - \frac{f_{in}}{2} \sin(\gamma) = 0 \end{cases} \quad (IV-45)$$

En sommant des deux équations précédentes élevées au carré, nous pouvons obtenir l'équation suivante, et dérouler le calcul :

$$(\omega_0 a \tilde{\lambda} - \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 + (\omega_0 a \sigma - \frac{3}{8} \tilde{\beta} a^3 + \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 = \frac{f_{in}^2}{4} \quad (IV-46)$$

$$(\omega_0 a \varepsilon \tilde{\lambda} - \varepsilon \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 + (\omega_0 a \varepsilon \sigma - \frac{3}{8} \varepsilon \tilde{\beta} a^3 + \varepsilon \tilde{\chi} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 = \varepsilon^2 \frac{f_{in}^2}{4} \quad (IV-47)$$

$$(\omega_0 a \lambda - \chi \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 + (\omega_0 a \Delta \omega - \frac{3}{8} \beta a^3 + \chi \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \frac{a}{2})^2 = \frac{a_{in}^2}{4} \quad (IV-48)$$

Et nous pouvons donc obtenir l'équation donnant l'amplitude des oscillations a en fonction du décalage fréquentiel par rapport à la pulsation de résonance $\Delta \omega$.

$$a^2 \left[\left(\omega_0 \lambda - \frac{\chi}{2} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} \right)^2 + \left(\omega_0 \Delta \omega + \frac{\chi}{2} \frac{\omega_0 \delta \eta}{\eta^2 + \omega_0^2} - \frac{3}{8} \beta a^2 \right)^2 \right] = \frac{a_{in}^2}{4} \quad (IV-49)$$

D'après la seconde équation du système IV-32, les amplitudes du déplacement et de la tension peuvent être reliées par l'équation suivante.

$$a = \frac{\sqrt{\eta^2 + \omega_0^2}}{\delta \omega_0} v \quad (IV-50)$$

Nous pouvons donc noter que le déplacement et la tension auront des comportements non linéaires similaires, puisqu'ils sont linéairement liés. A partir de l'équation IV-49, nous pouvons vérifier que nous retrouvons bien la même équation (équation IV-23) que lors de la modélisation sans effet piézoélectrique lorsque nous annulons cet effet ($\chi = 0$) :

$$a^2 \left[\lambda^2 + \left(\Delta \omega - \frac{3}{8} \frac{\beta}{\omega_0} a^2 \right)^2 \right] = \frac{a_{in}^2}{4 \omega_0^2} \quad (IV-51)$$

Pour simuler le comportement d'un système, nous avons choisi comme précédemment les dimensions d'un dispositif de Marzencki que nous avons pu caractériser. Les dimensions et les grandeurs physiques choisies sont résumées dans le Tableau IV-2.

f_0 (Hz)	Q	M (mg)	d_{33} (nm/V)	H_p (μm)	W_b (μm)	L_p (μm)
1800	300	6.83	3.9	1	2000	1200

Tableau IV-2 : Données utilisées pour les simulations

Nous avons commencé par simuler le système en considérant que notre couche piézoélectrique fonctionnait en mode 33 selon l'épaisseur. Nous pouvons voir les résultats obtenus sur la Figure IV-33. Nous pouvons tout d'abord remarquer que nous retrouvons bien le même fonctionnement non linéaire pour la tension que pour le déplacement. Le coefficient de non linéarité a été choisi de même valeur que pour les simulations sans considérer l'effet piézoélectrique ($\beta = 5,4.10^{16} m^{-2}s^{-2}$). Nous pouvons remarquer que nous retrouvons le même agrandissement de bande passante que lorsque l'effet piézoélectrique n'est pas modélisé. Toutes les propriétés prouvées au paragraphe IV.3.3 sur le déplacement sont donc bien valables sur la tension du microgénérateur. Nous pouvons constater sur la Figure IV-33 que les valeurs de tension obtenues sont très faibles. Ceci vient du fait que l'on considère que notre couche piézoélectrique très fine fonctionne en mode 33 dans son épaisseur, ce qui n'est pas du tout le cas puisque nous fonctionnons en mode 31 dans la longueur.

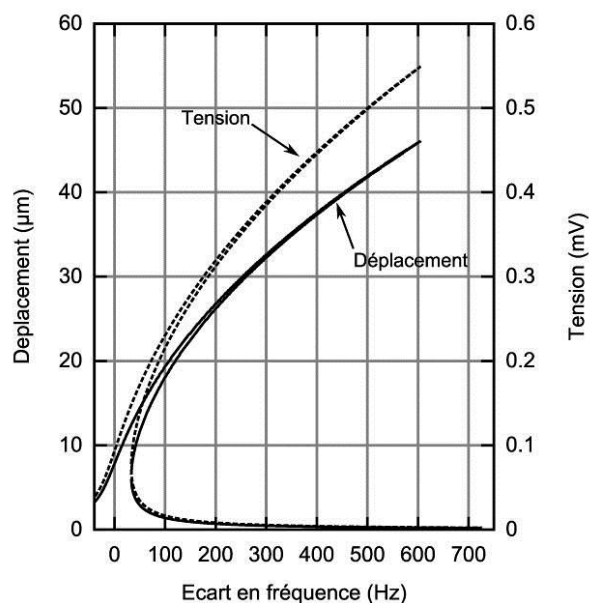


Figure IV-33 : Déplacement et tension en fonction de l'écart en fréquence en fonctionnement non linéaire pour le matériau piézoélectrique fonctionnant en d_{33} dans l'épaisseur.

Un autre extrême serait de considérer que notre couche piézoélectrique fonctionne en mode 33 sur toute sa longueur. Nous pouvons voir les résultats obtenus sur la Figure IV-34. Nous trouvons alors des valeurs de tension très importantes, qui ne sont pas plus valables que les valeurs trouvées lorsque nous considérons notre couche piézoélectrique fonctionnant en mode 33 dans l'épaisseur. Les valeurs obtenues expérimentalement se situent entre ces deux extremums. Nous pouvons en conclure que notre modèle ne permet pas d'estimer quantitativement la valeur de tension obtenue pour une poutre encastree encastree en flexion, mais nous a par contre permis de comprendre les fonctionnements non linéaires de ces poutres.

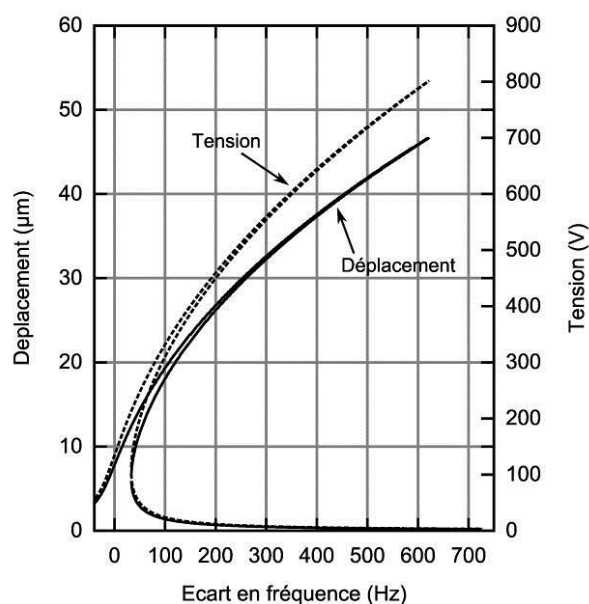


Figure IV-34 : Déplacement et tension en fonction de l'écart en fréquence en fonctionnement non linéaire pour le matériau piézoélectrique fonctionnant en d_{33} dans la longueur.

IV.3.5 Preuve expérimentale

Pendant la thèse de Marcin Marzencki [IV-20], des poutres encastrées encastrées avec masse sismique ont été fabriquées. Nous avons pu vérifier leur fonctionnement non linéaire. Des résultats expérimentaux montrent bien la présence d'un hystérésis, comme prévu par notre modèle (Figure IV-35). Nous pouvons de plus remarquer que comme dans le modèle, une augmentation de l'accélération amène une augmentation de la bande passante utilisable en fonctionnement non linéaire.

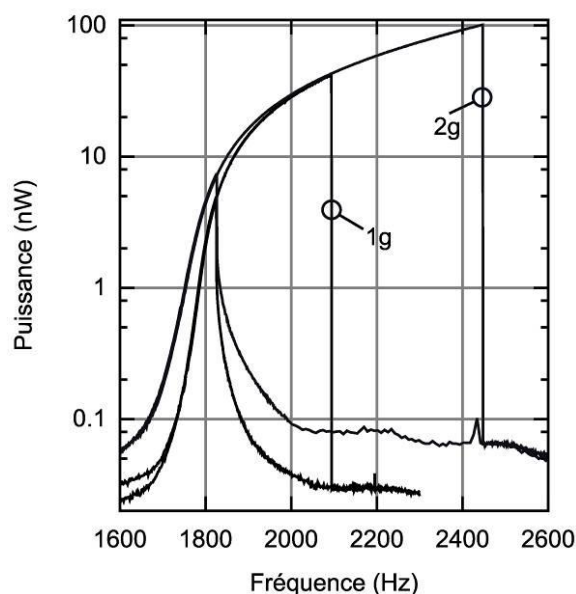


Figure IV-35 : Résultats de caractérisation d'une poutre encastrée encastrée [IV-37].

Ces résultats démontrent une adaptation en fréquence de 36%, avec un système complètement passif et automatique. Il s'agit de très bons résultats en termes d'adaptation en fréquence au vu de la bibliographie. Ceci prouve que cette méthode non linéaire par durcissement peut être très intéressante pour l'adaptation en fréquence de récupérateurs d'énergie.

Concernant l'utilisation de ce type de système non linéaire avec du bruit, il a été trouvé dans la littérature que ce type de système non linéaire ne présentait pas d'avantage par rapport à un système linéaire ([IV-46], [IV-47]), contrairement aux systèmes bistables. Daqaq [IV-47] a trouvé que les systèmes non linéaires de type Duffing présentaient des performances équivalentes à des systèmes linéaires lorsqu'ils sont excités par un bruit blanc, mais qu'ils sont moins performants dans le cas d'un bruit rose. Il a par contre été trouvé qu'introduire d'autres types de non linéarités comme par exemple dans l'amortissement peut être intéressant. Gammaioni [IV-46] a montré que des systèmes non linéaires pouvaient être intéressants, mais pour certaines valeurs de coefficients non linéaires seulement. Globalement, les systèmes bistables semblent plus intéressants lorsque le système est excité par du bruit.

IV.4 Dispositifs fabriqués

Nous avons fabriqué des poutres encastrées encastrées pendant une fabrication commune avec les poutres encastrées libres présentées au chapitre III. L'objectif est de prouver qu'il est possible d'appliquer cette méthode d'adaptation non linéaire à plus basse fréquence. Le dispositif de Marzencki a permis de prouver que la méthode fonctionnait, mais à des fréquences comprises entre 1800 et 2400Hz. Nous souhaitons prouver que cette méthode fonctionne à plus basse fréquence, puisque c'est dans cette zone de fréquence où se situent la plupart des sources de vibrations.

Dans cette partie, nous présenterons les principes de conception utilisés, les dimensions choisies, ainsi que les résultats de fabrication. Enfin, les résultats de caractérisation seront présentés et analysés.

IV.4.1 Conception

Dans cette partie seront expliqués les choix que nous avons faits au niveau de la conception des poutres encastrées encastrées. Nous commencerons par expliquer la longueur de la couche piézoélectrique choisie, pour ensuite s'intéresser aux autres dimensions géométriques choisies.

IV.4.1.1 Choix de la longueur de la couche piézoélectrique

Pour une poutre encastrée encastrée, sur la longueur d'un bras, seule la moitié de la poutre est en élévation et l'autre moitié est en compression lors d'une flexion, comme nous pouvons le voir sur la Figure IV-36 (a). Les charges générées par des contraintes dues à une élévation ou à une compression ne sont pas de même signe, et les charges générées par la couche piézoélectrique vont se compenser si la couche recouvre tout le bras de la poutre encastrée libre.

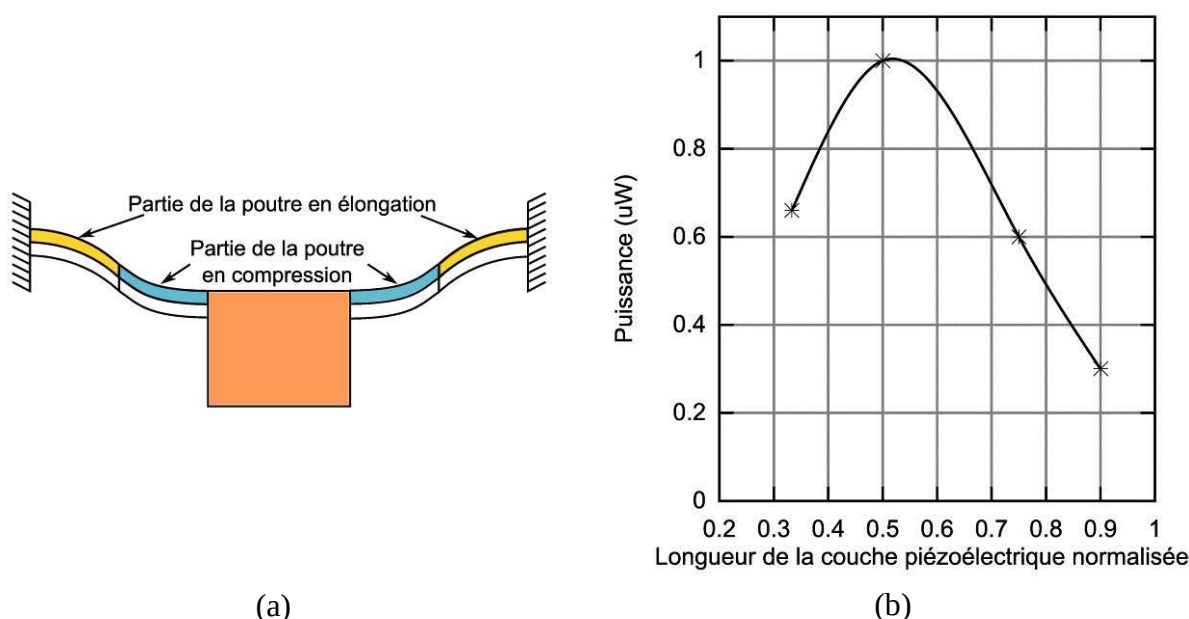


Figure IV-36 : (a) Contraintes dans une poutre encastrée encastrée en flexion
(b) Puissance récupérée sur un bras en fonction de la longueur de la couche piézoélectrique normalisée par la longueur de la poutre pour une accélération d'un g .

Il semble donc opportun de ne mettre du matériau piézoélectrique que sur la moitié de la poutre. Nous avons vérifié ce raisonnement par des simulations par éléments finis dont nous pouvons voir les résultats sur la Figure IV-36 (b). Nous trouvons bien que le maximum de puissance récupérée est obtenu pour une longueur de couche piézoélectrique correspondant à la moitié de la longueur du bras de la poutre encastree encastree. Sur la courbe, nous pouvons remarquer que le maximum est légèrement décalé de 0.5, ce qui est du à la fonction de lissage du logiciel de tracé.

Nous avons pu voir que l'optimum de longueur de couche piézoélectrique pour une poutre encastree encastree correspond à la moitié de la poutre. C'est ce que nous choisirons pour toutes les poutres encastrees encastrees que nous fabriquerons.

IV.4.1.2 Dimensionnement

Nous avons choisi de fabriquer des dispositifs résonants avec des fréquences de résonance proches des 200Hz et proches des 500Hz. Notre objectif était d'obtenir des dispositifs large bande autour de 200Hz, mais nous avons peur que les déplacements soient trop importants et que les dispositifs cassent à si basses fréquences. Nous avons donc préféré fabriquer aussi des dispositifs résonants à 500Hz.

Pour choisir les dimensions du microgénérateur, nous avons appliqué le même principe que pour les poutres encastrees libres : nous partions d'une largeur donnée, et faisons varier les autres dimensions pour obtenir la fréquence de résonance voulue. Le niveau de contraintes était calculé par simulation par éléments finis, et suivant sa valeur, nous décidions ou non de changer la largeur de la poutre. Nous pouvons voir sur la Figure IV-37 une poutre encastree encastree maillée. Nous avons choisi de tester différents dimensionnements de poutres encastrees encastrees. En effet, l'objectif est de faire fonctionner ces dispositifs en fonctionnement non linéaire. Or nous ne possédons pas d'outils permettant de dimensionner nos dispositifs en tenant compte des non-linéarités, car les simulations par éléments finis avec AnsysTM ne permettent pas d'introduire des non-linéarités pour les simulations harmoniques. Nous savons simplement que plus le déplacement sera important plus le système fonctionnera de façon non linéaire. Il n'est donc pas possible d'avoir des informations sur son comportement non linéaire suivant ses dimensions pour concevoir la structure, et nous avons donc testé différentes dimensions.

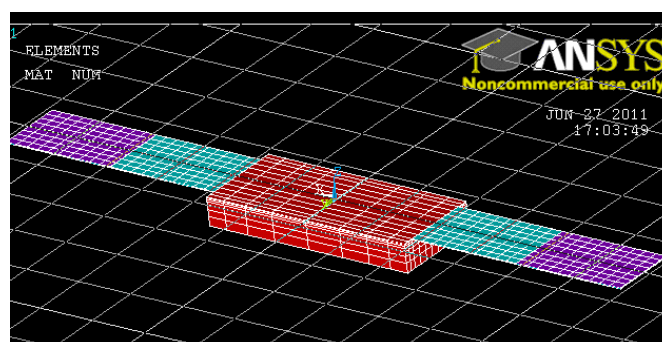


Figure IV-37 : Modèle Ansys d'une poutre encastree encastree.

Nous avons testé des structures avec encastrements simples et courbés. Les contraintes dans ces dispositifs peuvent être importantes, et nous pensons que comme pour les poutres encastrées libres il est intéressant de mieux répartir spatialement le maximum des contraintes. Les dimensions qui ont été choisies pour les différentes poutres encastrées encastrées sont résumées dans le Tableau IV-3.

Dimensions poutres encastrées encastrées simples

200Hz

n° dispo	PEES1	PEES2	PEES3	PEES4	PEES5	PEES6	PEES7	PEES8
L _b	3500	3500	4500	4500	3500	4000	4000	4000
W _b	600	800	1000	1000	1000	1200	1050	1000
L _p	1750	1750	2250	2250	1750	2000	1320	2640
L _m	3500	4500	2600	3800	5700	3300	3800	3800
W _m	1600	1600	1600	1600	1600	1600	1600	1600

500Hz

n° dispo	PEES9	PEES10	PEES11
L _b	3500	3000	2500
W _b	1200	1200	1200
L _p	1750	1500	1250
L _m	1100	1750	3000
W _m	1600	1600	1600

Dimensions poutres encastrées encastrées courbées

n° dispo	PEEC1	PEEC2	PEEC3	PEEC4	PEEC5
L _b	4000	4000	4000	4000	4000
W _b	500	750	800	750	750
L _p	2000	2000	2000	2000	2000
a	2	3	4	2	2
α	60	60	60	40	80
L _m	3800	3800	3800	3800	3800
W _m	1600	1600	1600	1600	1600

Tableau IV-3 : Dimensions des poutres encastrées encastrées conçues (en μm).

IV.4.2 Résultats expérimentaux

IV.4.2.1 Résultats de fabrication

Pour fabriquer les poutres encastrées encastrées, nous avons utilisé le même procédé de fabrication que pour fabriquer des poutres encastrées libres, qui a été présenté dans le chapitre III. La seule différence d'un point de vue fabrication entre les deux dispositifs est le dessin des masques de photolithographie. Nous avons profité de ce procédé de fabrication commun pour fabriquer les deux types de dispositifs en même temps, en ayant les deux types de dispositifs présents sur les masques. Sur la Figure IV-38, nous pouvons voir une partie d'un wafer en fin de fabrication. Nous pouvons voir différents types de dispositifs sur cette image, dont des poutres encastrées encastrées simples et courbées, mélangées avec des poutres encastrées libres.

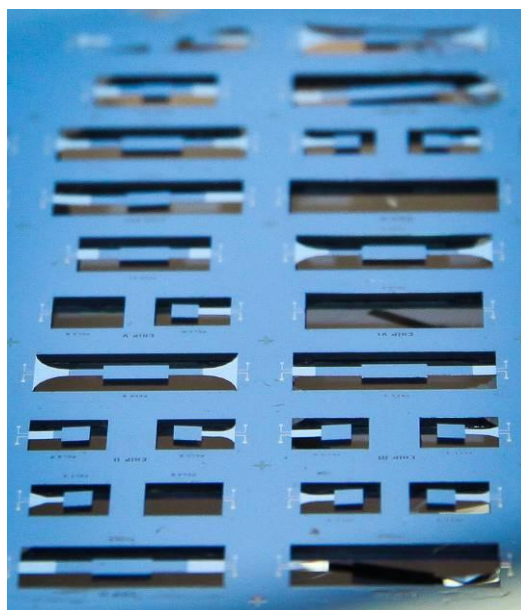


Figure IV-38 : Une partie d'un wafer fabriqué, avec plusieurs types de poutres encastrées encastrées.

IV.4.2.2 Fréquences de résonance obtenues suite à la fabrication

Les premières caractérisations de ces dispositifs ont été des caractérisations mécaniques à l'interféromètre de façon à mesurer le déplacement. L'objectif était de mesurer les fréquences de résonance linéaires des différents dispositifs. Nous avons donc excité les dispositifs avec de très faibles accélérations pour rester en régime linéaire. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tableau IV-4.

Dispositif	PEES1	PEES5	PEES6	PEES7	PEEC1	PEEC1_2	PEEC2
Fréquence de résonance	290 Hz	373 Hz	629 Hz	390 Hz	330 Hz	340 Hz	395 Hz
Dispositif	PEEC3	PEEC3_2	PEEC4	PEEC4_2	PEEC5	PEEC5_2	
Fréquence de résonance	548 Hz	427 Hz	380 Hz	489 Hz	687 Hz	454 Hz	

Tableau IV-4 : Fréquences de résonances des différentes poutres encastrées encastrées.

Toutes les poutres encastrées encastrées du Tableau IV-4 avaient été conçues pour une fréquence de résonance de 200Hz. Nous pouvons voir que ce n'est pas ce que nous mesurons en pratique. Contrairement aux poutres encastrées libres, l'écart entre la fréquence de résonance désirée et obtenue peut être très important. De plus, nous pouvons remarquer que les fréquences obtenues sont très variables suivant les dispositifs. Il est à noter que les dimensions choisies pour la fabrication ont été vérifiées une seconde fois par simulation pour être sûr qu'il n'y ait pas eu d'erreur de conception. Ces variations sur la fréquence de résonance peuvent venir de différentes raisons : des écarts entre les dimensions voulues et obtenues, une surgravure sous la masse sismique ou des contraintes internes dans les poutres dues au procédé de fabrication. Les écarts entre les dimensions voulues et obtenues et la

surgravure sous la masse sismique ont été mesurés pour les poutres encastrées libres dans le chapitre III. Les poutres encastrées libres et encastrées encastrées présentées dans cette thèse ont été fabriquées lors du même procédé de fabrication, nous pouvons donc attendre des valeurs similaires pour les poutres encastrées encastrées. Ces valeurs ne permettent pas d'expliquer les fréquences de résonances obtenues. Par contre, en observant attentivement la Figure IV-38, nous pouvons voir que des contraintes internes sont présentes dans nos dispositifs. En effet les poutres encastrées libres qui devraient être courbées vers le bas du fait de la gravité sont courbées vers le haut. Ces contraintes internes viennent des différents recuits lors du procédé de fabrication et des coefficients de dilatation thermique des différents matériaux. Le fait d'avoir des contraintes internes à l'intérieur de la structure change la fréquence de résonance, en particulier pour des poutres encastrées encastrées qui ne peuvent pas se relaxer une fois qu'elles sont libérées du fait du double ancrage.

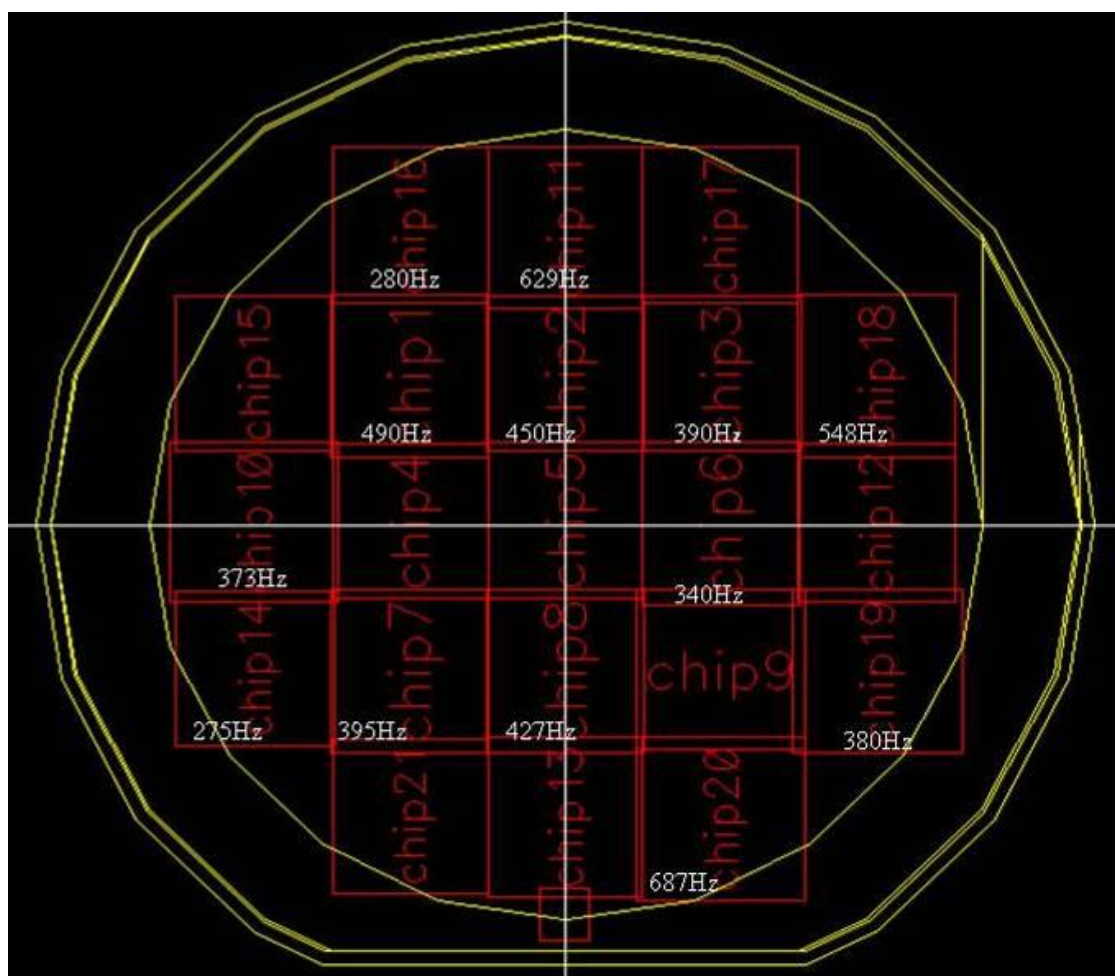


Figure IV-39 : Répartition des fréquences de résonance des poutres encastrées encastrées sur le wafer.

Nous avons souhaité voir si les variations de la fréquence de résonance avaient un lien avec la position du dispositif sur le wafer. Pour se faire, nous avons placé les différentes fréquences de résonances obtenues sur le dessin des masques sur la Figure IV-39. A partir de cette figure, nous ne pouvons pas tirer de conclusions sur le lien entre la fréquence de résonance obtenue et l'emplacement sur le wafer. En effet, nous ne pouvons pas vraiment repérer de zones de fréquences sur le wafer.

IV.4.2.3 Fonctionnement non linéaire

Nous avons ensuite testé nos dispositifs en fonctionnement non linéaire en augmentant l'accélération appliquée. Nous avons bien retrouvé l'hystérésis attendue dans la réponse en fréquence, mais à plus basse fréquence que pour les dispositifs de Marzencki. La courbe d'hystérésis mesurée expérimentalement est représentée sur la Figure IV-30.

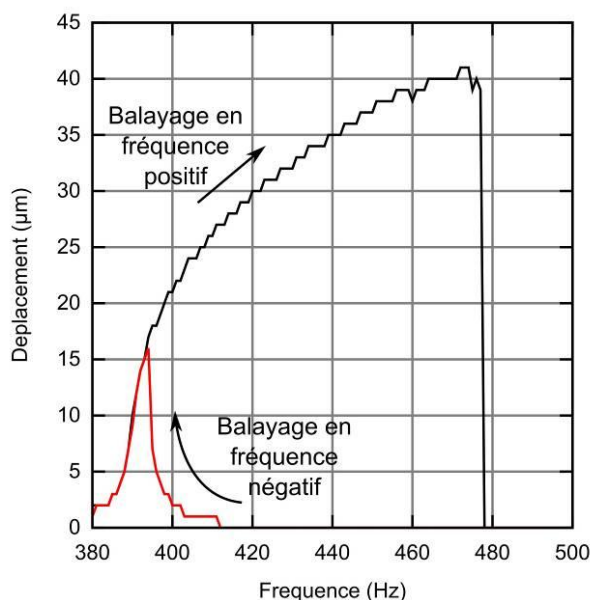


Figure IV-40 : Hystérésis dans la réponse en fréquence pour PEEC2 à 0.07g.

Nous avons voulu étudier l'influence de la résistance de charge sur la courbe de réponse en fréquence. Nous pouvons observer les résultats sur la Figure IV-41. Nous pouvons tout d'abord remarquer que comme pour les poutres encastrées libres, une résistance optimale pour laquelle la puissance récupérée est maximale existe. Nous avons trouvé une valeur de 700kΩ pour PEEC2.

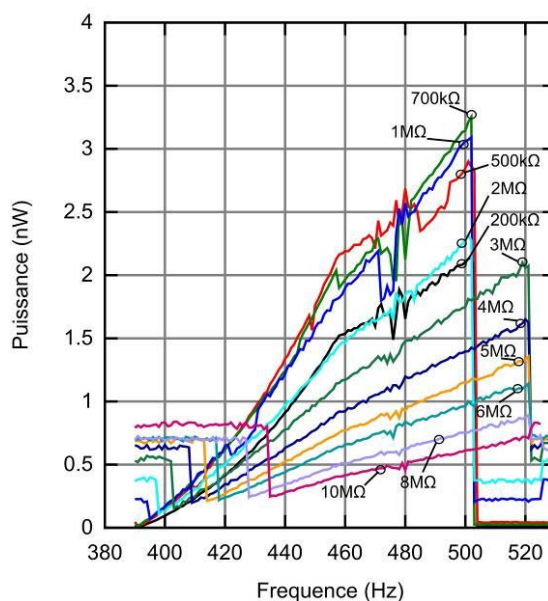


Figure IV-41 : Influence de la résistance de charge sur la courbe de réponse en fréquence pour PEEC2 à 0.07g.

Nous souhaitons étudier si la résistance de charge avait une influence sur l'adaptation en fréquence. Suivant les valeurs de résistance de charge, nous avons pu observer deux valeurs différentes de fréquence de fin d'hystérésis. Nous n'avons par contre pas pu obtenir de tendance sur l'augmentation de la bande passante suivant la valeur de résistance de charge.

Une fois la résistance optimale trouvée pour PEEC2, nous avons essayé ce dispositif connecté à cette résistance de charge pour différentes accélérations. Nous pouvons voir sur la Figure IV-42 que lorsque l'accélération augmente, le système devient très rapidement non linéaire, dès une accélération d'entrée de 0.03g. Ceci est dû à la fine épaisseur de la poutre. En effet, nous avons vu au paragraphe IV.3.1 que le système devient fortement non linéaire dès lors que le déplacement de la masse sismique dépasse l'épaisseur de la poutre. Cette épaisseur étant très fine, cette valeur de déplacement est vite atteinte et le système devient très rapidement non linéaire.

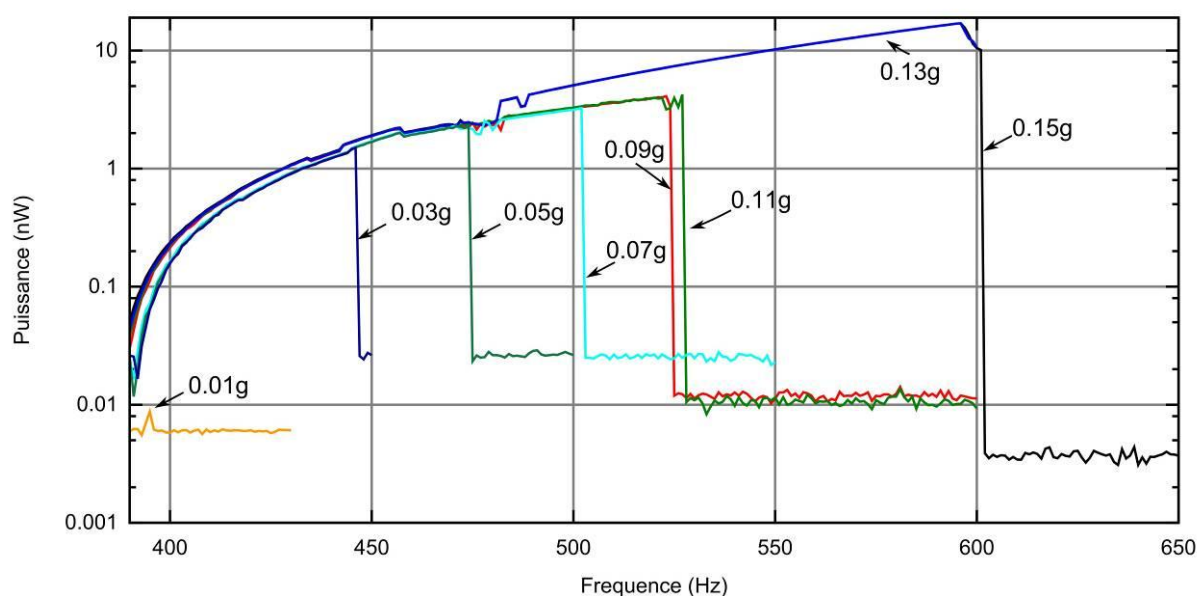


Figure IV-42 : Puissance de sortie de PEEC2 pour différentes accélérations avec une résistance de charge de 700k Ω .

Comme pour les dispositifs de Marzencki, nous pouvons observer une augmentation de la bande passante lorsque l'accélération augmente. Pour une accélération de 0.15g, nous obtenons une adaptation de la fréquence de résonance de 53% avec une puissance maximale de 17nW. Il est à noter qu'une seule des deux couches piézoélectriques (sur chaque bras) présentes sur le dispositif n'a été utilisée et que le double de puissance peut donc être récupéré en connectant l'autre couche piézoélectrique. La puissance récupérée et la tension sont faibles car le système est très fortement non linéaire : pour de très faibles accélérations, le système fonctionne déjà en mode non linéaire, et la réponse en fréquence est donc très courbée. De ce fait, la puissance récupérée est faible mais l'adaptation en fréquence est importante.

En dessous de 0.09g, nous pouvons voir que le décalage de la fréquence de résonance qui augmente avec l'accélération suit bien le modèle. Par contre nous pouvons voir qu'entre 0.09g et 0.11g ainsi qu'entre 0.13g et 0.15g, ce décalage de la fréquence de résonance est très faible. À l'inverse, entre 0.11g et 0.13g, ce décalage est très important. Nous verrons par la suite qu'il est possible que d'autres modes que le mode de flexion viennent perturber le fonctionnement non linéaire du système.

Nous avons étudié les signaux électriques de sortie du microgénérateur lorsqu'il fonctionne en mode non linéaire. Nous pouvons les observer par rapport au signal de l'accélération d'excitation sur la Figure IV-43. Nous pouvons remarquer que le signal n'est pas sinusoïdal, ce qui est normal puisque nous fonctionnons en mode non linéaire.

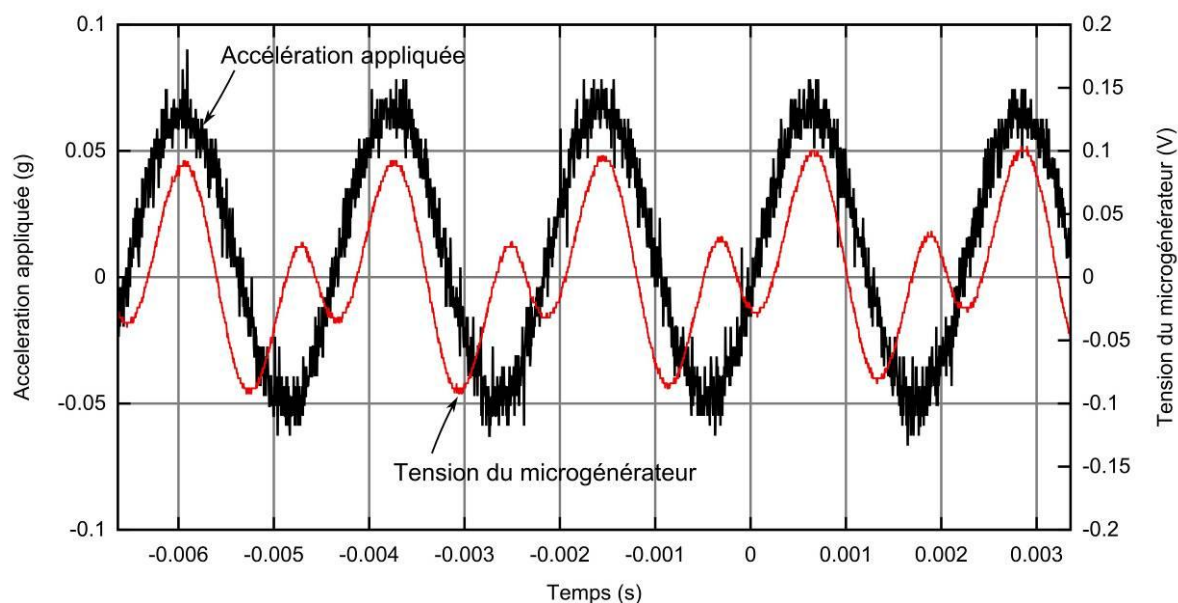


Figure IV-43 : Signaux temporels de la tension de sortie du microgénérateur PEEC2 en mode non linéaire et de l'accélération d'entrée de 0.07g en valeur maximale.

A partir de ces signaux temporels, nous nous sommes intéressés au spectre de la tension de sortie, tracé sur la Figure IV-44. Le spectre représenté a été calculé par un oscilloscope Tektronic TDS2014B, mais la fréquence et l'amplitude des différents pics ont été vérifiées sur un analyseur de spectre HP35660A.

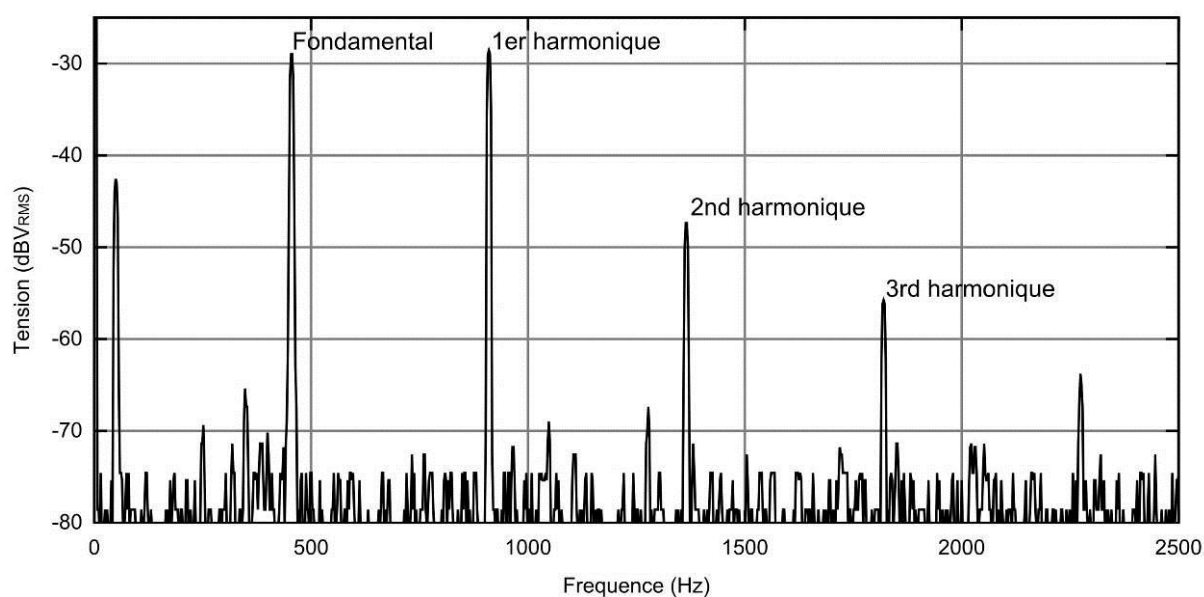


Figure IV-44 : Spectre de la tension de sortie du microgénérateur PEEC2.

Différents pics sont présents dans ce spectre. Nous pouvons noter un pic à 50Hz correspondant à du bruit, dont nous ne tiendrons pas compte. Deux pics de même amplitude sont présents à la fréquence d'excitation et au double de cette fréquence, et correspondent au fondamental et au premier harmonique. Deux autres pics d'amplitudes moins importantes sont présents au triple et au quadruple de la fréquence d'excitation, et correspondent au second et au troisième harmonique. Il est à noter que les puissances récupérées expérimentalement dans cette partie ne sont calculées qu'à partir de l'amplitude du fondamental.

Comme pour les poutres encastrees libres, nous avons souhaité étudier l'influence du vide sur nos dispositifs. Le fait de travailler sous vide diminue les pertes par frottements, et augmente donc le déplacement obtenu à une accélération donnée. Pour une accélération donnée, un dispositif sera plus non linéaire sous vide que sous air puisque le déplacement sera plus important. La bande passante s'en trouve donc elle aussi augmentée. C'est bien ce que nous retrouvons expérimentalement sur la Figure IV-45. Nous pouvons noter que la plage de fréquence sur laquelle le système s'adapte en fréquence est plus que doublée sous vide.

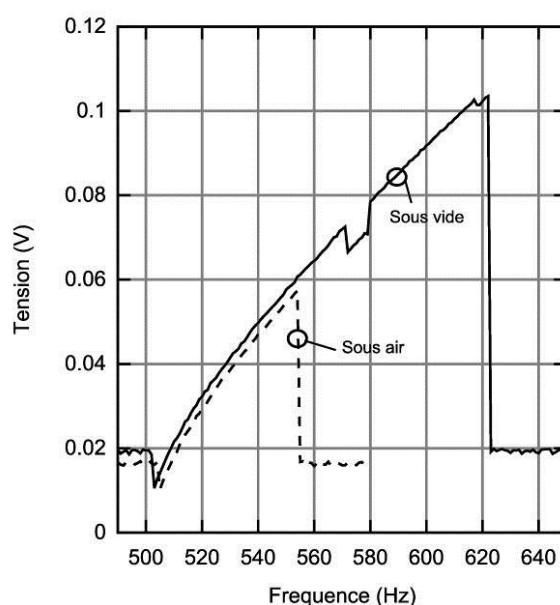


Figure IV-45 : Comparaison du fonctionnement sous air et sous vide pour PEEC4.

IV.4.2.4 Déplacements possibles dans la zone de travail

Nous avons souhaité nous intéresser aux déplacements en fréquence possibles dans la zone de travail, c'est-à-dire sur la courbe haute de l'hystérésis. La question est la suivante : une fois que nous travaillons dans la zone de travail de l'hystérésis (courbe de forte amplitude de l'hystérésis) en étant arrivé par les basses fréquences, reste-t-on bien dans cette zone si la fréquence augmente ou diminue ?

Si la fréquence augmente, tant que nous ne dépassons pas la fréquence limite de l'hystérésis pour laquelle il y a un saut d'amplitude, nous resterons sur la courbe haute (c'est de cette façon qu'ont été tracées les courbes expérimentales d'hystérésis). Lorsque la fréquence diminue, il est moins évident de savoir si le point de fonctionnement va rester sur la courbe supérieure de l'hystérésis et non basculer sur la courbe inférieure de faible amplitude.

Nous allons prouver expérimentalement que la fréquence peut augmenter et diminuer dans la zone de travail sans que notre point de fonctionnement ne bascule sur la partie basse

de l'hystérésis. Nous allons pour cela nous intéresser au fonctionnement de PEEC2, dont nous pouvons voir la courbe d'hystérésis en déplacement et en tension sur la Figure IV-46.

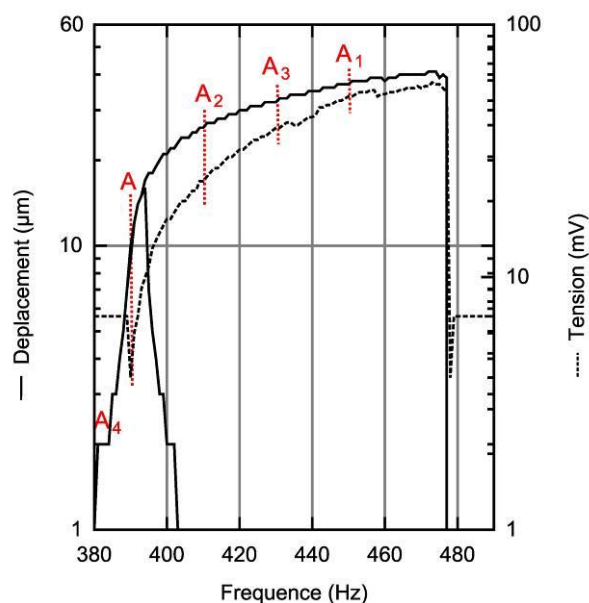


Figure IV-46 : Cycle d'hystérésis de PEEC2 pour le déplacement et la tension à 0.07g avec une charge résistive de 700kΩ.

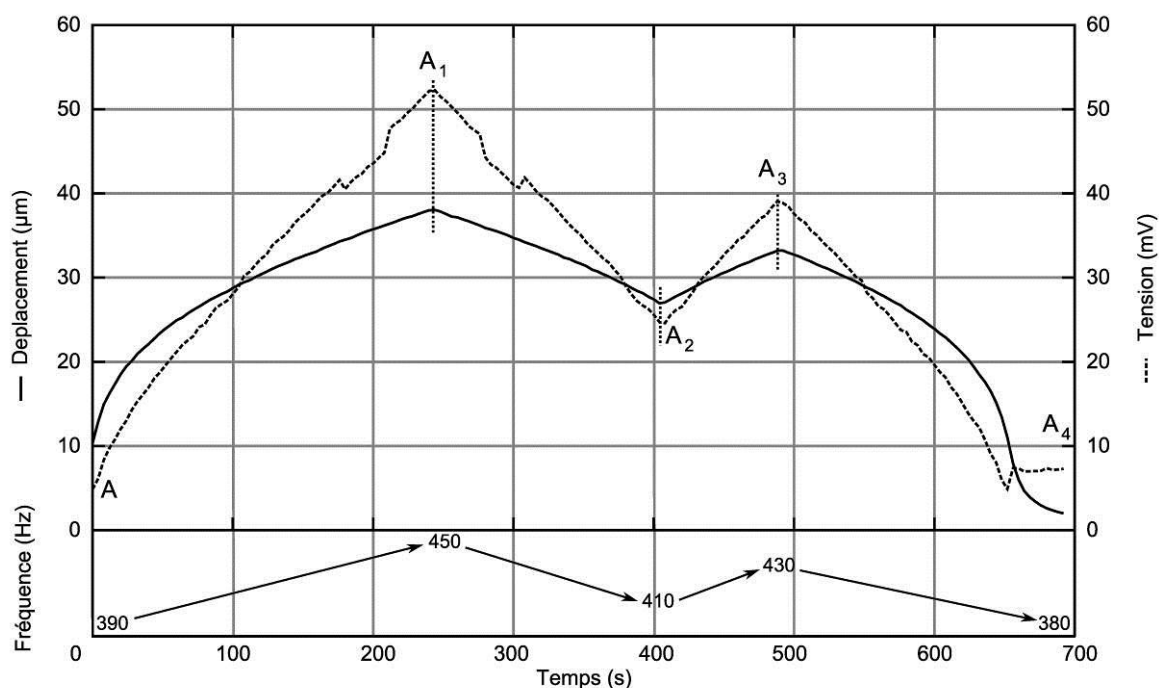


Figure IV-47 : Démonstration de déplacements dans la zone de travail.

Nous avons commencé par nous placer dans la zone de travail en partant des basses fréquences pour se placer au point A. Nous avons ensuite fait une variation de 1Hz toutes les 4 secondes. Nous pouvons voir les résultats sur la Figure IV-47 (les points AA₁A₂A₃A₄ sont aussi représentés sur la courbe d'hystérésis de la Figure IV-46). Nous augmentons la fréquence jusqu'à 450Hz, et atteignons le point A₁. Nous diminuons alors la fréquence

jusqu'au point A_2 à 410 Hz, et nous restons bien sur la courbe haute de l'hystérésis. Nous pouvons alors remonter jusqu'au point A_3 , toujours sur la courbe haute. Nous diminuons ensuite la fréquence jusqu'au point A_4 pour sortir de l'hystérésis par la courbe haute.

Dans cette partie, nous avons pu prouver qu'une fois dans la zone de travail (la courbe haute de l'hystérésis), il est possible de diminuer ou d'augmenter la fréquence tout en restant sur la courbe de forte amplitude. La limite est le saut d'amplitude de fin d'hystérésis après lequel on bascule alors sur la courbe basse de faible amplitude.

IV.4.2.5 Fonctionnement bistable

Pour plusieurs dispositifs, nous avons remarqué que la bande passante est grande dès qu'il passe en mode non linéaire. Par exemple, sur la Figure IV-48, nous pouvons observer les réponses en fréquence pour un balayage positif de PEEC1_2 pour différentes accélérations. Pour 0.05g, la réponse en fréquence est linéaire. Pour 0.06g, le système est tout de suite fortement non linéaire avec une grande bande passante.

Nous nous sommes demandés quelles pouvaient être les raisons de ce bref comportement non linéaire. Pour avoir plus d'informations, nous nous sommes intéressés au déplacement lors du passage du domaine linéaire au domaine non linéaire. Pour 0.05g, nous pouvons voir sur la Figure IV-49 que le déplacement de la masse sismique est inférieur à l'épaisseur de la poutre ($14\mu\text{m}$), et que le système reste linéaire. Dès que le déplacement devient supérieur à cette valeur, le système passe dans un fonctionnement non linéaire, ce qui est confirmé par la Figure IV-49.

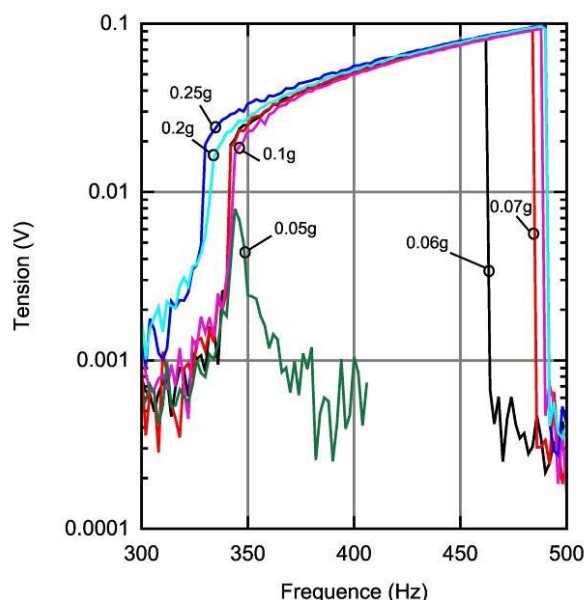


Figure IV-48: Courbe de réponse en fréquence pour PEEC1_2 pour plusieurs accélérations pour un balayage en fréquence positif.

Nous pouvons noter que nous passons tout de suite à une valeur de déplacement de $23\mu\text{m}$ pour 0.06g. En fonctionnement linéaire, le déplacement de la masse sismique est proportionnel à l'accélération. Le déplacement aurait donc dû être augmenté au maximum de 20%, ce qui revient à $14.4\mu\text{m}$. Il est possible que le système ait un fonctionnement bistable.

En effet, des contraintes internes sont présentes dans les poutres encastrées encastrées du fait de la fabrication. Avec ces contraintes, les poutres encastrées encastrées ne sont pas plates mais contraintes vers le haut (comme les poutres encastrées libres sur la Figure IV-38). En statique, elles ont donc 2 positions stables : courbées vers le haut ou courbée vers le bas comme sur la Figure IV-50. Il est à noter que ce type de poutres encastrées encastrées contraintes a aussi été proposé par une autre équipe [IV-48], et la contrainte introduite par la fabrication a été étudiée.

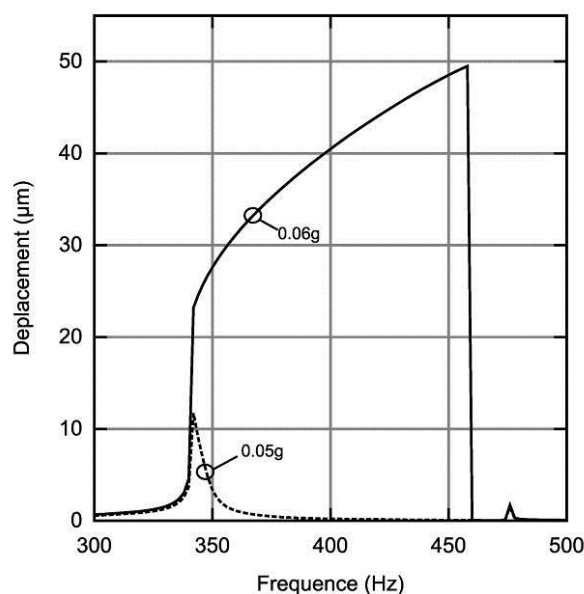


Figure IV-49: Déplacement lors du passage du mode linéaire au mode non linéaire de 0.05g à 0.06g.

Supposons que la poutre est en statique dans la position stable 1. Lorsqu'elle est soumise à des vibrations de faible amplitude, elle va commencer à osciller autour de sa position d'équilibre. Lorsque l'accélération augmente et que l'énergie mécanique est suffisante, le système va passer d'une position stable à l'autre. Lorsque l'accélération continue d'augmenter, le système va osciller au-delà de ces positions stables. Nous pensons que c'est ce qu'il se passe avec notre dispositif lorsqu'on passe de 0.05g à 0.06g. A 0.05g, le système oscille autour de la première position d'équilibre, et à 0.06g, le système oscille entre les 2 positions d'équilibre. Nous aurions donc à faire à un système bistable.

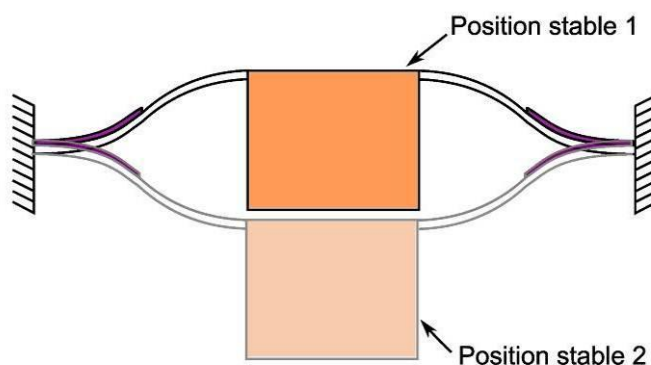


Figure IV-50: Deux positions stables des poutres encastrées encastrées contraintes.

Sur la courbe de réponse en fréquence de la Figure IV-48, nous pouvons noter que pour la plupart des accélérations appliquées, l'hystérésis s'arrête autour des 490Hz même si l'accélération augmente. En scannant pour une faible accélération d'entrée autour de 490Hz, nous avons trouvé la présence d'un autre mode dans cette zone. Pour de basses accélérations, sa fréquence de résonance est à 476Hz.

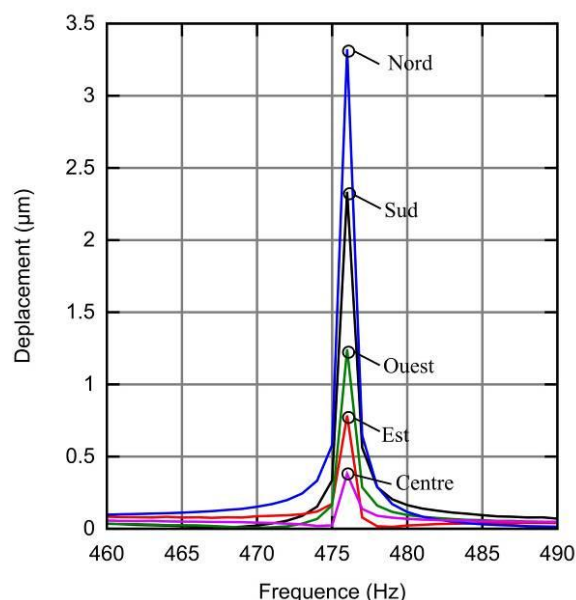


Figure IV-51 : Déplacements mesurés en différents points de la masse sismique à faible accélération.

Nous avons relevé les déplacements obtenus en différents emplacements de la masse sismique sur la Figure IV-51. Nous pouvons noter que le déplacement n'est pas uniforme sur la masse sismique. Il ne s'agit donc pas d'un mode de flexion. Nous pouvons noter que les deux emplacements pour lesquels les déplacements sont les plus importants sont le nord et le sud de la masse sismique. Ils ne sont pas de valeurs égales car il n'était pas possible de placer le spot de l'interféromètre exactement à la même position au nord et au sud de la masse sismique. Ces informations nous font pencher pour un mode de torsion. Il s'agit de plus du second mode présent lors des simulations par éléments finis.

Nous pensons que ce mode peut venir perturber l'hystérésis non linéaire. En effet, le mode de torsion peut être excité en plus du mode de flexion, et nous perdons alors le point de fonctionnement sur la courbe haute de l'hystérésis. La fréquence de résonance du mode de torsion est certes légèrement moins importante que la fréquence d'arrêt de l'hystérésis, mais à faible accélération. Lorsque l'accélération augmente, cette fréquence de résonance va augmenter elle aussi du fait des non linéarités dues aux grands déplacements.

IV.5 Conclusion

Nous avons présenté dans les parties précédentes une méthode d'adaptation en fréquence du microgénérateur basé sur un durcissement de la structure par des non-linéarités mécaniques. Cette méthode présente l'avantage d'être passive et complètement automatique. Nous avons prouvé expérimentalement que cette méthode peut fonctionner à basses fréquences, et qu'une adaptation de la fréquence de résonance de plus de 50% est possible. De plus, il a été démontré que dès lors qu'on se situe sur la courbe supérieure de l'hystérésis et qu'on ne dépasse pas la fréquence maximale de l'hystérésis (pour laquelle il y a un saut d'amplitude), la fréquence peut augmenter ou diminuer et le point de fonctionnement restera sur la courbe supérieure de l'hystérésis. La puissance récupérée pour les poutres encastrees encastrees reste faible, de l'ordre de la dizaine de nano watts pour de faibles tensions, ce qui ne facilite pas leurs utilisations en pratique. Les inconvénients de cette méthode d'adaptation non linéaire sont la réduction de la puissance récupérée, ainsi que le fait qu'il faut que le point de fonctionnement de notre système soit sur la courbe supérieure de l'hystérésis, et donc que le système arrive à la résonance par les basses fréquences. Cependant, ce système présente l'avantage d'être tout à fait miniaturisable comme nous l'avons prouvé. Il serait possible d'aller à plus basses fréquences en agrandissant certaines dimensions.

Il est légitime de se demander comment comparer les différents systèmes d'adaptation en fréquence entre eux. Nous pourrions être tentés de définir une figure de mérite, comme cela a été fait pour les systèmes linéaires au chapitre II. Une figure de mérite pour les systèmes large bande existe et a été définie par Mitcheson [II-11], avec FM_{LB} la figure de mérite large bande, FM_{MI} la figure de mérite linéaire et $\Delta\omega$ la bande passante :

$$FM_{LB} = FM_{MI} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{P_{récupérée} \Delta\omega}{\frac{1}{16} Y_0 \rho_{Au} V^3 \omega_0^4} \quad (IV-52)$$

Nous pourrions être tenté d'aller même encore plus loin en intégrant la figure de mérite linéaire sur la bande passante pour être plus précis, mais cela poserait le problème de la récupération des données dans les différentes publications. Les figures de mérite sont appréciables pour comparer des systèmes de même type, ce qui se prêtait très bien aux systèmes linéaires que nous avons comparés au chapitre II et III. Cependant, pour les systèmes récupérateurs d'énergie avec adaptation en fréquence, je trouve qu'il y a trop d'autres paramètres à prendre en compte, et qu'une figure de mérite serait réductrice. Par exemple, il est nécessaire pour les systèmes d'adaptation en fréquence de tenir compte de la possibilité de miniaturisation, de l'automatisation du système qui sont des paramètres importants et qui ne peuvent pas être intégrés dans la figure de mérite. Par contre, si plusieurs systèmes utilisant le même principe sont à comparer, je trouverais intéressant d'en utiliser une.

Si nous comparons notre système d'adaptation en fréquence aux autres systèmes proposés dans la littérature, il y a très peu de méthodes automatiques présentant des possibilités d'adaptation en fréquence importantes de la fréquence de résonance. Nous pouvons en dénombrer 3 : notre système, le système actif proposé par Eichhorn [IV-13] et le système passif électromagnétique de Burrow [IV-30]. Les deux autres systèmes fonctionnant sont efficaces pour des réductions de puissance récupérée assez faibles pour de bonnes

possibilités d'adaptation en fréquence. Ces deux systèmes sont par contre macroscopiques. Le système d'Eichhorn sera très difficilement miniaturisable car il comporte une partie électronique de contrôle. De même, le système de Borrow étant électromagnétique, il sera difficile à miniaturiser. Il est à noter que les systèmes bistables présentés laissent présager des performances intéressantes, mais il restera à résoudre le problème de la miniaturisation des systèmes avec aimants. Notre système a certains défauts, mais il s'agit d'un des seuls systèmes d'adaptation en fréquence dont la démonstration expérimentale a été faite à petites dimensions avec une bonne efficacité.

Bibliographie Chapitre IV

- [IV-1] D. Zhu, M. J. Tudor, and S. P. Beeby, "Strategies for increasing the operating frequency range of vibration energy harvesters: a review," *Measurement Science and Technology*, vol. 21, no. 2, p. 022001, 2010.
- [IV-2] H. Gieras, Oh and Sane, "Electromechanical energy harvesting system," Patent WO2007070022, 2007.
- [IV-3] M. Denhollander and F. Myersere, "Proposal: Passive tuning of piezoelectric energy scavengers using dynamic chemical absorption."
- [IV-4] K. Z. R. L. Wu, Lin, "A frequency adjustable vibration energy harvester," *Proc. of PowerMEMS*, 2008.
- [IV-5] Perpetuum Ltd, Tech. Rep. [IV-Online]. Available: perpetuum.co.uk
- [IV-6] D. Scheibner, J. Mehner, D. Reuter, T. Gessner, and W. Dötzel, "A spectral vibration detection system based on tunable micromechanical resonators," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 123-124, pp. 63 – 72, 2005.
- [IV-7] S. G. Adams, F. M. Bertsch, K. A. Shaw, P. G. Hartwell, F. C. Moon, and N. C. MacDonald, "Capacitance based tunable resonators," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 8, no. 1, p. 15, 1998.
- [IV-8] K. B. Lee, L. Lin, and Y.-H. Cho, "A closed-form approach for frequency tunable comb resonators with curved finger contour," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 141, no. 2, pp. 523 – 529, 2008.
- [IV-9] B. Morgan and R. Ghodssi, "Vertically-shaped tunable mems resonators," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 17, no. 1, pp. 85–92, 2008.
- [IV-10] G. Piazza, R. Abdolvand, G. K. Ho, and F. Ayazi, "Voltage-tunable piezoelectrically-transduced single-crystal silicon micromechanical resonators," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 111, no. 1, pp. 71–78, 2004.
- [IV-11] V. R. Challa, M. Prasad, Y. Shi, and F. T. Fisher, "A vibration energy harvesting device with bidirectional resonance frequency tunability," *Smart Materials and Structures*, vol. 17, p. 10, 2008.
- [IV-12] S. M. Peters, Maurath, "Novel electrically tunable mechanical resonator for energy harvesting," *Proc. of PowerMEMS*, 2008.
- [IV-13] C. Eichhorn, R. Tchagsim, N. Wilhelm, F. Goldschmidtboeing, and P. Woias, "A compact piezoelectric energy harvester with a large resonance frequency tuning range," *Proceedings of PowerMEMS*, 2010.
- [IV-14] D. Charnegie, "Frequency tuning concepts for piezoelectric cantilever beams and plates for energy harvesting," Master's thesis, University of Pittsburgh, 2007.
- [IV-15] W. Wen-Jong, C. Yu-Yin, L. Bor-Shun, H. Jyun-Jhang, and P. Yen-Tun, "Tunable resonant frequency power harvesting devices," in *Proceedings of SPIE, the International Society for Optical Engineering*, vol. 6169, 2006, pp. 61690A.1–61690A.8.
- [IV-16] C. Cabuz, K. Fukatsu, H. Hashimoto, S. Shoji, T. Kurabayashi, K. Minami, and M. Esashi, "Fine frequency tuning in resonant sensors," in *Proc. of MEMS '94, IEEE Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, 1994, pp. 245 –250.
- [IV-17] E. S. Leland and P. K. Wright, "Resonance tuning of piezoelectric vibration energy scavenging generators using compressive axial preload," *Smart Materials and Structures*, vol. 15, no. 5, pp. 1413–1420, 2006.
- [IV-18] Y. Hu, H. Xue, and H. Hu, "A piezoelectric power harvester with adjustable frequency through axial preloads," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, no. 5, p. 1961, 2007.
- [IV-19] W. Eichhorn, Goldschmidtboeing, "A frequency tunable piezoelectric energy converter based on a cantilever beam," *Proc. of PowerMEMS*, 2008.
- [IV-20] T. B. Zhu, Roberts, "Closed loop frequency tuning of a vibration-based micro-generator," *Proc. of PowerMEMS*, 2008.
- [IV-21] S. Roundy and Y. Zhang, "Toward self-tuning adaptive vibration-based microgenerators," *SPIE*, vol. 5649, no. 1, 2005, pp. 373–384.

- [IV-22] S. Shahrz, "Design of mechanical band-pass filters for energy scavenging," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 292, no. 3-5, pp. 987–998, 2006.
- [IV-23] J.-Q. Liu, H.-B. Fang, Z.-Y. Xu, X.-H. Mao, X.-C. Shen, D. Chen, H. Liao, and B.-C. Cai, "A mems-based piezoelectric power generator array for vibration energy harvesting," *J. Microelectron.*, vol. 39, no. 5, pp. 802–806, 2008.
- [IV-24] I. Sari, T. Balkan, and H. Kulah, "An electromagnetic micro power generator for wideband environmental vibrations," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 145-146, pp. 405 – 413, 2008.
- [IV-25] G. Despesse, J. J. Chaillout, T. Jager, J. M. Léger, A. Vassilev, S. Basrour, and B. Charlot, "High damping electrostatic system for vibration energy scavenging," in *Proc. of sOc-EUSAI '05, the 2005 joint conference on Smart objects and ambient intelligence*. New York, NY, USA.
- [IV-26] M. S. M. Soliman, "A wideband vibration-based energy harvester," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 18, 2008.
- [IV-27] M. Petropoulos, E. Yeatman, "Mems coupled resonators for power generation and sensing," *Micromechanics Europe*, 2004.
- [IV-28] S. Roundy, E. S. Leland, J. Baker, E. Carleton, E. Reilly, E. Lai, B. Otis, J. M. Rabaey, V. Sundararajan, and P. K. Wright, "Improving power output for vibration-based energy scavengers," *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no. 1, pp. 28–36, 2005.
- [IV-29] B. Mann and N. Sims, "Energy harvesting from the nonlinear oscillations of magnetic levitation," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 319, no. 1-2, pp. 515 – 530, 2009.
- [IV-30] S. Burrow and L. Clare, "A resonant generator with non-linear compliance for energy harvesting in high vibrational environments," in *IEEE International Electric Machines Drives Conference, IEMDC '07*, vol. 1, may 2007, pp. 715 –720.
- [IV-31] R. Ramlan, M. Brennan, B. Mace, and I. Kovacic, "Potential benefits of a non-linear stiffness in an energy harvesting device," *Nonlinear Dynamics*, vol. 59, no. 4, pp. 545–558, Mar. 2010.
- [IV-32] B. Mann and B. Owens, "Investigations of a nonlinear energy harvester with a bistable potential well," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 329, no. 9, pp. 1215 – 1226, 2010.
- [IV-33] S. C. Stanton, C. C. McGehee, and B. P. Mann, "Nonlinear dynamics for broadband energy harvesting: Investigation of a bistable piezoelectric inertial generator," *Physica D: Nonlinear Phenomena*, vol. 239, no. 10, pp. 640 – 653, 2010.
- [IV-34] A. F. Arrieta, P. Hagedorn, A. Erturk, and D. J. Inman, "A piezoelectric bistable plate for nonlinear broadband energy harvesting," *Applied Physics Letters*, vol. 97, no. 10, pp. 104102 – 104102–3, Sep. 2010.
- [IV-35] A. Erturk, J. Hoffmann, and D. J. Inman, "A piezomagnetoelastic structure for broadband vibration energy harvesting," *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 25, p. 254102, 2009.
- [IV-36] M. Ferrari, V. Ferrari, M. Guizzetti, B. Andò, S. Baglio, and C. Trigona, "Improved energy harvesting from wideband vibrations by nonlinear piezoelectric converters," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 162, no. 2, pp. 425 – 431, 2010.
- [IV-37] M. Marzencki, M. Defosseux, and S. Basrour, "Mems vibration energy harvesting devices with passive resonance frequency adaptation capability," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, no. 6, pp. 1444 –1453, 2009.
- [IV-38] G. Sebald, L. Lebrun, and D. Guyomar, "Modeling of elastic nonlinearities in ferroelectric materials including nonlinear losses: application to nonlinear resonance mode of relaxors single crystals," vol. 52, no. 4, pp. 596–603, 2005.
- [IV-39] M. Defosseux, M. Marzencki, and S. Basrour, "Piezoelectric vibration harvesting device with resonance frequency automatic tracking capability," *Proc. of MRS Fall Meeting 2009*.
- [IV-40] C. B. Williams and R. B. Yates, "Analysis of a micro-electric generator for microsystems," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 52, no. 1-3, pp. 8–11, 1996.
- [IV-41] O. Schwarzelbach, J. Eichholz, J. Quenzer, M. Weiss, and B. Wenk, "Nonlinear resonance behaviour of tuning fork gyroscopes," *Proc. of Eurosensors XIV*, 2000.
- [IV-42] Nayfeh, *Introduction to Perturbation techniques*, 1993.
- [IV-43] L. Landau and E. Lifshitz, *Mechanics*. Pergamon, 1960.
- [IV-44] M. Marzencki, "Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes," Ph.D. dissertation, Université Joseph Fourier, 2007.
- [IV-45] A. Erturk and D. Inman, *Piezoelectric energy harvesting*. Wiley, 2011.

- [IV-46] L. Gammaitoni, I. Neri, and H. Vocca, "Nonlinear oscillators for vibration energy harvesting," *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 16, p. 164102, 2009.
- [IV-47] M. F. Daqaq, "Response of uni-modal duffing-type harvesters to random forced excitations," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 329, no. 18, pp. 3621 – 3631, 2010.
- [IV-48] A. Hajati, S. Bathurst, H. Lee, and S. Kim, "Design and fabrication of a nonlinear resonator for ultra wide-bandwidth energy harvesting applications," *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, jan. 2011, pp. 1301 –1304.

Conclusions et perspectives

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse concernent la récupération d'énergie mécanique ambiante par des microgénérateurs piézoélectriques. Suite à un état de l'art, deux objectifs distincts ont été définis : créer un récupérateur d'énergie de petite taille fonctionnant à basses fréquences, et étudier l'adaptation en fréquence de résonance des microgénérateurs.

Nous avons conçu, fabriqué et caractérisé des microgénérateurs piézoélectriques fonctionnant avec une couche d'AlN. Le procédé de fabrication utilisé est compatible CMOS, et utilise des techniques de fabrication des technologies MEMS. Les dispositifs ont été fabriqués localement, sans sous-traitance à part pour le dépôt de matériau piézoélectrique. La fréquence de résonance désirée est de 200Hz, pour un volume de moins de 3mm³. Nous avons testé plusieurs dimensionnements, de façon à réduire les contraintes dans la structure. Expérimentalement, nous avons pu obtenir une puissance récupérée de 0.6μW pour une accélération de 0.25g à une fréquence de 214Hz. Cela démontre qu'il est possible d'obtenir des dispositifs de petits volumes fonctionnant à basses fréquences tout en étant efficaces. Nous avons de plus pu tester ce dispositif sous vide et observer une multiplication de la puissance récupérée par 3.

Pour évaluer les performances de nos dispositifs, une figure de mérite a été utilisée. Elle permet de montrer que nos dispositifs ont des performances remarquables, ce qui prouve la qualité de la conception et des matériaux utilisés. Sous vide, un de nos dispositifs a démontré la plus grande figure de mérite publiée pour des microgénérateurs basses fréquences, à égalité avec un autre dispositif qui fonctionne lui à 2300Hz. Ce résultat renforce l'intérêt de travailler sous vide.

Un des défis important pour la récupération d'énergie est l'adaptation en fréquence du récupérateur d'énergie. Ce problème est fondamental, car tant qu'une méthode d'adaptation du récupérateur à la source de vibrations efficace et peu coûteuse en énergie n'existe pas, les récupérateurs d'énergie vibratoires ne pourront que très difficilement être utilisés. Nous avons proposé une méthode non linéaire d'adaptation en fréquence, basée sur des non-linéarités mécaniques. Cette méthode innovante présente l'avantage d'être complètement passive, automatique et de fonctionner pour des dispositifs miniatures. Un modèle a été développé, qui permet d'expliquer les phénomènes non linéaires. Des poutres de type encastrée-encastrée ont été fabriquées, permettant de tester cette méthode non linéaire.

Nous avons pu démontrer que cette méthode fonctionne expérimentalement, même pour des dispositifs fonctionnant à basses fréquences (entre 300 et 500Hz). Cette méthode présente des inconvénients, mais il s'agit d'une des seules méthodes fonctionnant à petites dimensions avec une adaptation possible de la fréquence de résonance de plus de 50%.

Les perspectives de suite à ce travail sont multiples. Tout d'abord, il est possible d'essayer de faire travailler des dispositifs à encore plus basses fréquences. Le défi technologique sera important, autant du point de vue de la conception que de la fabrication, car ces dispositifs auront des déplacements importants. De plus, la conception des microgénérateurs est très dépendante de l'application envisagée. Une piste de travail très importante, qui a encore été assez peu explorée, est de concevoir et tester des dispositifs dans les conditions d'applications réelles. Habituellement, les dispositifs sont testés avec des

accélérations sinusoïdales. Cette situation peut être assez lointaine de la réalité de l'application, et il serait très intéressant de tester un dispositif en fonctionnement réel. Les modélisations résultantes seront très complexes puisque l'approximation harmonique ne sera plus applicable.

Pour imaginer se rapprocher d'une industrialisation des microgénérateurs piézoélectriques, des études de fiabilité seront à entreprendre. En effet, il sera nécessaire de connaître le nombre de cycles de fonctionnement possibles du dispositif, pour savoir s'il peut correspondre avec les contraintes de l'application visée. Les coûts par watt seront aussi à calculer, ce qui n'a quasiment pas été fait jusqu'à présent.

D'un point de vue fonctionnement non linéaire, il reste des points non résolus sur les poutres encastrées libres comme sur les poutres encastrées encastrées.

Pour les poutres encastrées libres, un modèle performant tenant compte des non-linéarités géométriques et du matériau semble important pour pouvoir prédire les comportements de nos microgénérateurs lorsque l'accélération devient importante. Une bonne connaissance des matériaux piézoélectriques utilisés sera utile pour un tel modèle, ce qui nécessitera des caractérisations préalables. Pour imaginer concevoir un dispositif pour une application réelle, un modèle de ce type me semble indispensable.

Pour les poutres encastrées encastrées, des modélisations plus poussées peuvent être intéressantes. Ces modélisations tiendraient compte de l'effet piézoélectrique en mode 31 ainsi que des non-linéarités venant de la couche piézoélectrique. La complexité du modèle et des simulations sera importante. Il serait aussi intéressant de tester d'autres dimensionnements de poutres encastrées encastrées, en faisant varier l'épaisseur de la poutre pour faire varier le degré de non-linéarité. Essayer d'aller à plus basses fréquences sera aussi un défi, d'un point de vue de la conception et de la fabrication.

D'un point de vue global sur le problème d'adaptation en fréquence, le système idéal n'a pas encore vu le jour et des recherches restent à entreprendre. Plusieurs propositions semblent prometteuses, comme les systèmes à plusieurs degrés de libertés ou les systèmes bistables. Cependant, la miniaturisation et le bon fonctionnement de ces systèmes dans des gammes de sollicitations réelles restent à prouver.

Annexe A

Dans cette partie seront données les propriétés des matériaux utilisés lors des simulations par éléments finis. Le silicium et l'AlN ont été utilisés en simulation.

1. Silicium

Masse volumique : 2330 kgm^{-3}

Matrice de conformité mécanique du silicium monocristallin d'orientation [100] :

$$[c] = \begin{bmatrix} 166 & 64 & 64 & 0 & 0 & 0 \\ 64 & 166 & 64 & 0 & 0 & 0 \\ 64 & 64 & 166 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 80 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 80 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 80 \end{bmatrix} 10^9 Pa$$

2. AlN

Masse volumique : 3260 kgm^{-3}

Matrice de permittivité électrique :

$$[\varepsilon^s] = \begin{bmatrix} 8 & 0 & 0 \\ 0 & 8 & 0 \\ 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \cdot \varepsilon_0 \cdot s^4 A^2 kg^{-1} m^{-3}$$

Matrice de conformité mécanique :

$$[c] = \begin{bmatrix} 345 & 125 & 120 & 0 & 0 & 0 \\ 125 & 345 & 120 & 0 & 0 & 0 \\ 120 & 120 & 395 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 118 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 118 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 118 \end{bmatrix} 10^9 Pa$$

Matrice de couplage piézoélectrique e :

$$[e] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -0.48 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.48 & 0 & 0 \\ -0.8 & -0.8 & 1.55 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} Asm^{-2}$$

Annexe B

Dans cette annexe seront détaillés les scripts de simulation utilisés pour piloter le logiciel Ansys de simulation par éléments finis. Plusieurs scripts sont utilisés : le premier est nommé batch et pilote les autres scripts pour permettre la résolution.

1. Batch

Ce fichier permet de lancer plusieurs simulations d'affilé. Il a la structure suivante :

```

accel=9.81
Lp=1700e-6
Bm=1600e-6
Lm=1600e-6
Bp=800e-6
Lpiezo=1/2
fres=196
// les paramètres précédents seront rappelés par les différents scripts.
*use, '/tima/defosseu/projet_ansys/these/poutre encastre
libre/design_janvier2010/cf_beam_AlNropt_Maxime.inp', Lp, Lm, Bp, accel, Lpiezo,
Bm
!*use, '/tima/defosseu/projet_ansys/these/poutre encastre
libre/design_janvier2010/solve_modal.inp'
*use, '/tima/defosseu/projet_ansys/these/poutre encastre
libre/design_janvier2010/solve_harmonic_ropt_batch.inp', accel, Bp, fres
parsav, all, '/tima/defosseu/projet_ansys/these/poutre encastre
libre/design_janvier2010/results/paramR1M%Lpiezo%_Bm%'

finish
/clear, nostart

```

2. Fichier géométrie

Il s'agit du premier script appelé par le fichier script. Il permet de construire la structure géométrique et de définir les matériaux utilisés.

Les paramètres géométriques sont tout d'abord définis. Les paramètres de maillage sont ensuite choisis. Les paramètres des différents matériaux utilisés sont définis.

Nous pouvons enfin passer à la construction de la structure géométrique. Des points commencent par être définis, pour ensuite passer à des surfaces qui permettront la construction des volumes par extrusion.

Nous terminons par définir les conditions aux limites : les degrés de liberté sont bloqués à l'encastrement, et une référence de potentiel est définie sur l'électrode inférieure.

```

system = 'unix'
pi = 3.141592654
Bp=arg3
accel=arg4
Lpiezo=arg5
Bm =arg6
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!! AlN clamped free beam
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
finish

```

```

/units, si
/title, PZT beam
/filename, alN_6_lp_%Lpiezo%_Bm_%Bm%, 1
wpstyl, 10e-6, 1e-3, -20000e-6, 20000e-6, , , 1, 1
/show, x11c

/cont, 1, 128, auto

btol, 1e-7
*afun, deg
pi= 3.141592654

typ = 'aln_CF_beam'

!Définition des dimensions de la masse sismique
Hm = 500e-6
Lm = arg2
Bm =arg6

!Définition des dimensions de la poutre

Lb = arg1
Bb = arg3
Hb = 12e-6
Hp = 2e-6

!Définition du nombre de divisions par ligne pour le maillage
div_Lm = 4
div_Lb_Si = 10
div_Lb_Piezo=20
ratio = 2

div_Bm = 4
div_Bb = 10
div_Hb = 4
div_Hm = 6
div_Hp = 3

!Patch piezo

Al=Lpiezo*Lb

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!

/prep7
/view, ,1, 1, 1
shpp, modify, 1, 1000
btol,10e-9

!Maillage
et, 4, mesh200          !mesh200 pour maillage de la surface
keyopt, 4, 1, 7         !forme de mesh200 - rectangulaire
et, 1, solid186         !élément pour extrusion du Si mono
et, 2, solid226, 1001   !élément pour extrusion du piézoélectrique

!Propriétés des matériaux

```

```

!*****
****

!Silicon properties
!Density kg/m3
mp, dens, 1, 2330

!Mechanical compliance matrix
tb, anel, 1
tbdata, 1, 166e9, 64e9, 64e9
tbdata, 7, 166e9, 64e9
tbdata, 12, 166e9
tbdata, 16, 80e9
tbdata, 19, 80e9
tbdata, 21, 80e9

!AlN layer properties

mp, dens, 2, 3260
mp, perx, 2, 8
mp, pery, 2, 8
mp, perz, 2, 9.5
eps_z=9.5

tb, piez, 2,,0      ! piezo e matrix
tbdata, 3, -0.58
tbdata, 6, -0.58
tbdata, 9, 1.55
tbdata, 14, -0.48
tbdata, 16, -0.48

tb, anel, 2
tbdata, 1, 345e9, 125e9, 120e9
tbdata, 7, 345e9, 120e9
tbdata, 12, 395e9
tbdata, 16, 110e9
tbdata, 19, 118e9
tbdata, 21, 118e9

!Mass material
rho_mass = 2330
mp, dens, 3, rho_mass
mp, ex, 3, 160e9
mp, prxy, 3, 0.3

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!Construction géométrique

! Keypoints
K, 1, 0, 0, 0
K, 2, 0, Bb/2, 0
K, 3, 0, Bb/2, -Hb
K, 4, 0, 0, -Hb
K, 5, 0, Bm/2, 0
K, 6, 0, Bm/2, -Hb
K, 7, 0, Bm/2, -Hm
K, 8, 0, Bb/2, -Hm
K, 9, 0, 0, -Hm
K, 10, Lm, 0, 0

```

```

K, 11, Lm+Lb-A1, 0, 0
K, 12, 0, 0, Hp

K, 14, Lm+Lb/2, -Bb/2, Hp
K, 15, Lm+Lb/2, Bb/2, Hp
K, 16, Lm+Lb, Bb/2, Hp
K, 17, Lm+Lb, -Bb/2, Hp

K, 18, Lm+Lb-A1, 0, 0
K, 19, Lm+Lb-A1, Bb/2, 0
K, 20, Lm+Lb, Bb/2, 0
K, 21, Lm+Lb, 0, 0
K, 22, Lm+Lb-A1, 0, Hp

K, 23, Lm+Lb-A1, 0, 0
K, 24, Lm+Lb, 0, 0
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

! Lignes

l, 1, 10
lesize, 1, , , div_Lm, 1/ratio
l, 10, 11, div_Lb_Si !ligne pour l'extrusion de la poutre
l, 18, 22, div_Hp !ligne pour l'extrusion du matériau piézoélectrique

l, 23, 24, div_Lb_Piezo

! Aires

a, 1, 2, 3, 4
a, 2, 5, 6, 3
a, 3, 6, 7, 8
a, 4, 3, 8, 9

lssel, s, tan1, x, 0
lssel, r, tan1, y, 0
lssel, r, loc, z, -Hb, 0
lesize, all, , , div_Hb

lssel, s, tan1, x, 0
lssel, r, tan1, y, 0
lssel, r, loc, z, -Hm, -Hb
lssel, r, loc, y, 0, Bb/2
lesize, all, , , div_Hm, 1/6

lssel, s, tan1, x, 0
lssel, r, tan1, y, 0
lssel, r, loc, z, -Hm, -Hb
lssel, r, loc, y, Bm/2
lesize, all, , , div_Hm, 6

lssel, s, tan1, x, 0
lssel, r, tan1, z, 0
lssel, r, loc, y, 0, Bb/2
lesize, all, , , div_Bb

```

```

lsel, s, tan1, x, 0
lsel, r, tan1, z, 0
lsel, r, loc, y, Bb/2, Bm/2
lesize, all, , , div_Bm

type, 4

asel, all
amesh, all

!Extrusion des volumes

!silicon layer drag
type, 1
mat, 3
asel, all
vdrag, all, , , , , 1

!silicon layer for the beam
type, 1
mat, 1
asel, s, loc, x, Lm-1e-9, Lm+1e-9
asel, r, loc, z, -Hb, 0
asel, r, loc, y, 0, Bb/2
vdrag, all, , , , , 2

asel, s, loc, x, Lm+Lb-A1-1e-9, Lm+Lb-A1+1e-9
asel, r, loc, z, -Hb, 0
asel, r, loc, y, 0, Bb/2
vdrag, all, , , , , 4

!piezo layer drag
!a, 18, 19, 20, 21
type, 2
mat, 2
asel, s, loc, z, -1e-9, 1e-9
asel, r, loc, x, Lm+Lb-A1, Lm+Lb
vdrag, all, , , , , 3

!piezo layer on the mass
!vsel, s, mat, , 2
!aslv, s
!asel, r, loc, x, Lp
!vdrag, all, , , , , 2

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

allsel, all

vsymm, y, all , , , 0

!alu layer drag

!a, 14, 15, 16, 17

!type, 1

```

```

allsel, all

nummrg, node, 1e-12
nummrg, kp, 1e-12
! compresses the numbering of elements

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!! Blocage des degrés de liberté à l'encastrement
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

nsel, s, loc, x, Lb+Lm
d, all, uz, 0
d, all, uy, 0
d, all, ux, 0

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!! Electrode inférieure à la masse
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

!bot electrode
vsel, s, mat, , 2
nslv, s, 1
nsel, r, loc, z, -1e-9, +1e-9
cp, next, volt, all
*get, ele_bot, node, , num, min
d, all, volt, 0

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!! Tension identique impose sur les noeuds de l'électrode supérieure
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

vsel, s, mat, , 2
nslv, s, 1
nsel, r, loc, z, Hp-1e-9, Hp+1e-9

cp, next, volt, all
*get, ele_top, node, , num, max

! Calcul de la capacité de la couche piézoélectrique
asel,s,loc,z,Hp
asum, fine
*get, ele_area, area, all, area

Capa = ele_area*eps_z*8.85418781762E-012/Hp

```

3. Fichier resolution

Ce fichier permet de choisir l'analyse effectuée sur la structure : une analyse statique, modale, harmonique ou temporelle.

Une analyse statique permet d'appliquer des conditions extérieures constantes en fonction du temps à la structure. L'analyse modale permet de trouver les différents modes de la structure. L'analyse harmonique permet d'exciter la structure par une sollicitation sinusoïdale pour différentes fréquences définies. L'analyse temporelle permet d'exciter la structure par une sollicitation variable en fonction du temps.

Pour chaque analyse, il est nécessaire de définir les paramètres nécessaires à la résolution comme le solveur, mais aussi les sollicitations extérieures qui sont appliquées sur la structure.
Exemple d'analyse harmonique :

```

Bp=arg2
num_steps=10
fres=arg3

!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

/prep7
! Choix de la résistance de charge
resistor=1/(Capa*2*3.14*fres)
!resistor=1e6
et, 6, circu94, 0
r, 1, resistor
type, 6
real, 1
e, ele_top, ele_bot

finish

/solu

!Choix des conditions extérieures

!Acceleration
accel=arg1
allsel, all
dmpmat,0.0016
acel,0,0,accel

! Résolution

allsel, all
antype, harmonic
hropt, full
eqslv, frontal
solcontrol, on
kbc,1
outres, all, all
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
f_min=fres-2
f_max=fres+2
nb_f=num_steps
harfrq, f_min,f_max
nsubst, nb_f
!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
solve
finish

/post1

allsel, all

```


Annexe C : Procédé de fabrication

1. Explication d'une étape de gravure

Pour chaque étape de gravure du procédé de fabrication présenté Figure III-13, il est nécessaire de procéder à une étape de photolithographie avant de graver pour définir le masque de gravure. Le principe est présenté sur la Figure C-1. Nous commençons par déposer la résine à la tournette, puis nous la recuison. Les paramètres de dépôt et de recuit dépendent de la résine utilisée. Nous avons utilisé des résines de différentes épaisseurs lors de la fabrication suivant si des motifs étaient déjà présents sur le wafer.

L'étape suivante correspond à l'étape d'exposition. A travers un masque en chrome pour définir des motifs, nous exposons la résine à un rayonnement ultraviolet. Avant cela, les motifs déjà existants sous la résine sont alignés avec le masque. Les résines utilisées sont photosensibles, et les propriétés changent donc lorsqu'elles sont exposées à un flux lumineux.

Nous passons ensuite à une étape de développement. Si la résine utilisée est positive (ce qui est le cas représenté sur la Figure C-1), les zones insolées sont développées par les produits chimiques utilisés et se dissolvent. Dans le cas où la résine est négative, c'est l'inverse qui se produit, c'est-à-dire que c'est les zones non insolées qui sont attaquées et qui disparaissent.

Enfin, nous pouvons passer à l'étape de gravure : les motifs de résine servent de masque pour la gravure, qu'elle soit chimique ou physique.

Finalement, la résine est supprimée grâce à l'utilisation de solvants adéquats.

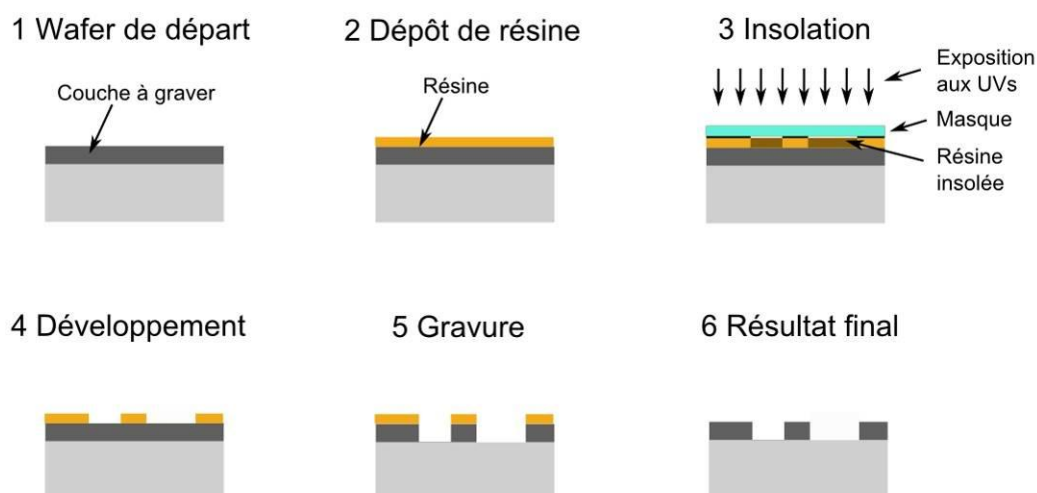


Figure C-1 : Principe d'une étape de photolithographie suivi d'une gravure dans le cas d'une résine positive.

Cinq étapes de photolithographie ont été utilisées dans ce procédé de fabrication, ce qui a nécessité cinq masques et quatre alignements successifs.

2. Lift off

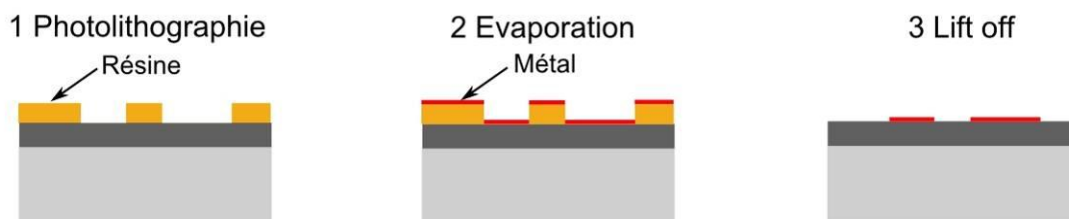


Figure C-2 : Explication du lift off.

Nous commençons par effectuer une photolithographie et un développement de la résine. Ensuite nous faisons une évaporation du métal que nous souhaitons obtenir, dans notre cas de l'or. Il y a donc du métal déposé dans les zones où la résine a été développée et au-dessus de la résine encore présente. Enfin, nous retirons la résine par une attaque au solvant. La résine est attaquée par les côtés, il est donc nécessaire que la résine soit bien plus épaisse que le métal, et que ces flancs soient droits ou même déversants pour qu'il n'y ait pas de métal qui empêche l'attaque de la résine. Au final, nous avons donc bien défini des motifs en métal, sans procéder à une gravure de ce métal.

3. Fabrication du spacer

Le spacer correspond à un wafer à trous. Pour le fabriquer, nous avons appliqué la méthode suivante : une évaporation d'aluminium est effectuée des deux côtés du wafer. Ces deux couches d'aluminium vont permettre de définir un masque dur pour une gravure DRIE et une couche d'arrêt. Sur une des faces, nous faisons une photolithographie, puis nous gravons d'aluminium dans les zones libérées par la photolithographie. L'autre face est pendant cette étape protégée par de la résine. Après le retrait de la résine, le silicium est gravé par DRIE dans les zones où le masque en aluminium a été ouvert. Le silicium est gravé de façon traversante jusqu'à la couche d'arrêt en aluminium. L'aluminium est alors retiré, et nous avons alors un wafer à trous, appelé spacer qui servira à avoir de l'espace sous les masses sismiques pour permettre le déplacement des structures.

Mots clés :

Récupération d'énergie vibratoire, matériau piézoélectrique, AlN, fonctionnement basses fréquences, adaptation en fréquence.

Résumé :

Le contexte de cette thèse est la récupération d'énergie afin de rendre des capteurs autonomes. L'objectif de ce travail est de répondre à la problématique du couplage des microgénérateurs piézoélectriques résonants à la source de vibration mécanique. Cela nécessite de travailler à plus basse fréquence et sur des gammes de fréquences plus importantes.

Pour travailler à plus basses fréquences, des poutres encastrées libres utilisant l'AlN comme matériau piézoélectrique ont été conçues, fabriquées et caractérisées. La possibilité de récupérer $0.6\mu\text{W}$ à 214Hz pour un volume de moins de 3mm^3 a été prouvée. Comparées à la littérature, de très bonnes figures de mérite ont été démontrées.

Pour travailler sur des gammes de fréquences plus importantes, une méthode innovante de raidissement non linéaire de la structure a été proposée et prouvée expérimentalement, avec une adaptation de la fréquence de résonance de plus de 50% en dessous de 500Hz .

Keywords :

Energy harvesting, piezoelectric material, AlN, low frequency, resonance frequency tuning.

Summary :

This PhD thesis context is about energy harvesting in order to have autonomous sensors. The problematic of the coupling of piezoelectric mechanical energy harvesters with the mechanical vibration source has been studied. To be efficient, the harvesters have to work at lower frequencies and on larger frequency ranges.

To work at lower frequencies, we designed, fabricated and characterized AlN piezoelectric clamped free beams. We proved that it was possible to harvest $0.6\mu\text{W}$ for a volume of less than 3mm^3 . Our devices have very good figures of merit compared to literature.

To work on wider frequency ranges, we propose an innovative nonlinear hardening method. It has been proven experimentally, with an adaptability of the resonance frequency of more than 50% under 500Hz .