UNIVERSITÉ DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE : EMSTU

ÉQUIPE de RECHERCHE : GREMAN

THÈSE présentée par :

Thien HOANG

soutenue le : **06 décembre 2019**

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université de Tours**

Discipline/ Spécialité : Electronique

Dispositif de récupération d'énergie piézoélectrique : modélisation, fabrication et caractérisation

THÈSE dirigée par :

Mme POULIN-VITTRANT Guylaine	Chargée de Recherche HDR, GREMAN-CNRS, Tours

RAPPORTEURS :

M PETIT Lionel	Professeur, INSA de Lyon
M BOISSEAU Sébastien	Ingénieur de Recherche HDR, CEA Grenoble

---

JURY :

M DELEBARRE Christophe	Professeur, UPHF/INSA HdF
M PETIT Lionel	Professeur, INSA de Lyon
M BOISSEAU Sébastien	Ingénieur de Recherche HDR, CEA Grenoble
Mme POULIN-VITTRANT Guylaine	Chargée de Recherche HDR, GREMAN-CNRS, Tours
M LETHIECQ Marc	Professeur, INSA Centre Val de Loire
M BAVENCOFFE Maxime	Maître de Conférences, INSA Centre Val de Loire

INVITE :

M FERIN Guillaume	Ingénieur, VERMON SA

Remerciements

Avant tout, je voudrais remercier chaleureusement ma directrice de thèse, Madame Guylaine Poulin-Vittrant, pour avoir supervisé mon travail de thèse. Je la remercie pour sa disponibilité, sa gentillesse, la pertinence de ses remarques et son enthousiasme permanent. J'ai fortement apprécié mes années de thèse sous sa direction.

Ensuite, je tiens à remercier sincèrement mes rapporteurs, Monsieur Lionel Petit et Monsieur Sébastien Boisseau pour avoir accepté de relire dans le détail mon manuscrit. Je remercie également Monsieur Christophe Delebarre pour avoir accepté d'être le président de mon jury.

Je tiens à remercier mes encadrants de thèse Monsieur Maxime Bavencoffe et Monsieur Marc Lethiecq du laboratoire GREMAN pour leurs conseils, leur disponibilité. Je remercie Madame Isabelle Monot Laffez, directrice du laboratoire, pour m'avoir accueilli dans le laboratoire. Je remercie également tous les membres du laboratoire avec qui j'ai pu avoir des échanges pendant ma thèse.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Etienne Flesch, PDG de VERMON SA et Monsieur An Nguyen-Dinh, directeur de la technologie pour m'avoir permis d'effectuer ma thèse dans le service Recherche Avancée de VERMON. Je tiens à remercier tous mes collègues de Vermon et notamment ceux du service Recherche Avancée avec qui j'ai passé des moments sympathiques. J'adresse particulièrement ma reconnaissance à Monsieur Guillaume Férin, mon responsable technique à VERMON et tous mes collègues dans l'équipe Harvest pour tout leur aide, leurs idées brillantes et leur disponibilité.

Je voudrais également remercier tous ceux qui m'ont permis d'avoir réalisé cette thèse. Dans un registre plus personnel, je tiens à remercier mes parents, pour ses confiances, ses supports infinis et ses encouragements. Je remercie à ma sœur et sa famille pour leur encouragement permanant. Enfin, je remercie ma chérie Céline, qui est toujours à mon côté pour me supporter et m'encourager par son amour pur.

Table des matières

Liste des tableaux vi
Liste des figures viii
Introduction générale 1
Chapitre 1 : Récupération d'énergie : enjeux et technologies 4
1. Récupération d'énergie vibratoire basse fréquence 4
1.1. Récupération d'énergie vibratoire 8
1.2. Technologies de récupération d'énergie vibratoire 9
2. Générateurs piézoélectriques : structure et champs applications 17
2.1. Généralité sur la piézoélectricité 17
2.2. Revue des générateurs piézoélectriques 20
3. Technologies de fabrication des générateurs piézoélectriques 25
3.1. Technologie MEMS 25
3.2. Technologie développée 28
4. Stratégie de modélisation du générateur d'énergie vibratoire 32
5. Conclusion 36
Chapitre 2 : Modélisation par la méthode des éléments finis et basée sur l'impédancemétrie 38
1. Modélisation par EF 3D en condition « libre-libre » 39
1.1. Cas de la couche PZT 40
1.2. Cas de l'unimorphe en condition « libre-libre » 54
1.3. Cas du bimorphe en condition « libre-libre » 57
2. Modélisation EF 3D en condition « encastrée-libre » 60
2.1. Modélisation du dispositif de serrage 61
2.2. Cas de l'unimorphe en condition « encastré-libre » 67
2.3. Cas du bimorphe en condition « encastrée-libre » 68
3. Conclusion 69
Chapitre 3 : Modélisation et étude expérimentale des dispositifs en mode récupérateur d'énergie vibratoire 71
1. Présentation du banc expérimental 72
2. Estimation du déplacement de la couche PZT « encastrée-libre » 77
3. Cas de l'unimorphe 79
4. Cas du bimorphe 84
5. Conclusion 90

Chapitre 4 : Stratégie de conception d'un générateur piézoélectrique 91
1. Figures de mérite des dispositifs de récupération d'énergie 91
3.1. FOM intrinsèque 92
3.2. FOM performance 97
2. Guide de conception d'un générateur piézoélectrique 98
2.1. Etude d'un générateur de type bimorphe sans la masselotte 99
2.2. Etude d'un générateur de type bimorphe avec la masselotte 115
2.3. Règles de conception 120
3. Conclusion 121
Chapitre 5 : Application in situ d'un capteur autonome alimenté par un générateur piézoélectrique 122
1. Caractérisation d'un système de CVC 122
2. Conception du module autonome 125
2.1. Unité de gestion de l'alimentation 126
2.2. Unité de traitement et de communication 131
2.3. Générateur piézoélectrique 135
2.4. Intégration du capteur autonome 139
2.5. Caractérisation fonctionnelle du capteur autonome 140
Conclusion 143

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Amplitude d'accélération et fréquence fondamentale de vibrations de différentes sources [11]. 9
Tableau 1.2 : Comparaison des générateurs électromagnétiques (EM), électrostatiques (ES), piézoélectriques (PZ) [31]. 15
Tableau 1.3 : Avantages et inconvénients des générateurs d'énergie vibratoire [6], [21], [55], [56]. 16
Tableau 1.4 : Performance des générateurs basés sur la technologie MEMS. 28
Tableau 1.5 : Comparaison des processus de micro-fabrication piézoélectrique [38]. 28
Tableau 1.6 : Performances des générateurs basés sur la technologie de collage et d'amincissement. 29
Tableau 2.1 : Introduction de tous les types de modélisation de notre étude. 39
Tableau 2.2 : Ecarts relatifs du paramètre Z_r des deux appareils 47
Tableau 2.3 : Comparaison entre l'expérience et les modèles AN 1D et EF 3D : coefficient de détermination 48
Tableau 2.4 : Paramètres effectifs identifiées et ceux du constructeur. 50
Tableau 2.5 : Comparaison des modèles et de la mesure d'impédance électrique avant et après ajustement 51
Tableau 2.6 : Ecart relatif entre le modèle EF 3D et l'expérience 51
Tableau 2.7 : Evaluation de l'incertitude de mesure de l'épaisseur d'une couche PZT. 52
Tableau 2.8 : Effet de l'incertitude de l'épaisseur sur les paramètres f_r, f_a, Z_r, Z_a. 53
Tableau 2.9 : Propriétés du laiton 54
Tableau 2.10 : Paramètres géométriques de l'unimorphe 55
Tableau 2.11 : Comparaison de la mesure et la simulation EF dans le cas de l'UNI-LL^Z 57
Tableau 2.12 : Paramètres géométriques du bimorphe 58
Tableau 2.13 : Comparaison de la mesure et des résultats de simulation EF dans le cas de bimorphe en condition libre-libre. 59
Tableau 2.14 : Comparaison de fr, Zr, fa, Za entre la mesure et simulation EF d'une PZT-EL^Z 67
Tableau 2.15 : Comparaison de la mesure et la simulation EF dans le cas de l'UNI-EL^Z 68
Tableau 2.16 : Comparaison entre la mesure et la modélisation EF dans le cas de bimorphe encastré-libre. 69

Tableau 3.1 : Résumé de différentes études vibratoires 71
Tableau 3.2 : Comparaison de f_r et de l'A_{DBP} à 10 m*g* d'accélération crête-à-crête entre la mesure et la simulation EF. 78
Tableau 3.3 : Synthèse des différences observées entre la simulation EF 3D et l'étude expérimentale de l'unimorphe en mode générateur. 83
Tableau 3.4 : Synthèse des différences observées entre l'étude expérimentale et l'étude numérique du BIM-EL^V en mode générateur..... 89
Tableau 5.1 : Principales caractéristiques de quelques CGPs commerciaux. 127
Tableau 5.2 : Exemple de consommation d'énergie du capteur autonome 135
Tableau 5.3 : Description du générateur piézoélectrique conçu 136

Liste des figures

Figure 1.1 : Exemples d'applications des réseaux de capteurs sans fil dans a) le secteur médical, b) le BTP. 5
Figure 1.2 : L'architecture d'un capteur autonome sans fil. 6
Figure 1.3 : Comparaison de la puissance des vibrations, de l'énergie solaire et de diverses technologies de batteries [11]. 7
Figure 1.4 : Spectre de vibration relevé au niveau du cœur [14]. 8
Figure 1.5 : Schéma d'un générateur d'énergie vibratoire électromagnétique à un degré de liberté [16]. 10
Figure 1.6 : Illustration de la récupération d'énergie vibratoire électrostatique. 11
Figure 1.7 : Prototype d'un générateur électrostatique développé par Omron et Holst Center/Imec [22]. 12
Figure 1.8 : Conversion électromécanique du matériau piézoélectrique. 13
Figure 1.9 : NPD en fonction de la fréquence des différents types de générateurs d'énergie vibratoire (EM : électromagnétique, PZ : piézoélectrique, ES : électrostatique). 14
Figure 1.10 : Effet piézoélectrique à l'échelle microscopique [14]. 17
Figure 1.11 : Schéma des directions cristallographiques de classe 6mm. 19
Figure 1.12 : Schéma d'un générateur piézoélectrique « cymbale » (demi vue) [60]. 20
Figure 1.13 : Schéma d'un générateur piézoélectrique de type « stack » [62]. 21
Figure 1.14 : Schéma de principe du générateur de type « diaphragme circulaire » [64]. 22
Figure 1.15 : Structure cantilever : a) unimorphe, b) bimorphe, et c) bimorphe avec masselotte. 23
Figure 1.16 : Chaîne de conversion d'énergie mise en jeu dans les générateurs piézoélectriques vibratoires. 23
Figure 1.17 : Fonction de transfert d'un système vibrant résonant. 24
Figure 1.18 : Fonctionnement d'un générateur piézoélectrique de type poutre cantilever. 24
Figure 1.19 : Illustration du mode « 33 » et du mode « 31 » de couplage électromécanique dans les matériaux piézoélectriques. 25
Figure 1.20 : Processus de fabrication des générateurs MEMS en mode : a) 31 et b) 33 [71][73]. 26
Figure 1.21 : Exemples des générateurs piézoélectriques MEMS basés sur a) un film mince PZT [80] et b) un film mince AlN [81]. 27

Figure 1.22 : Générateurs d'énergie de taille macroscopique, exemple du produit commercial de PI System [24]. 29
Figure 1.23 : Procédé de fabrication d'un unimorphe a) et d'un bimorphe b). 30
Figure 1.24 : Image au microscope électronique à balayage (MEB) de la surface d'un bimorphe. 31
Figure 1.25 : Image MEB sur la tranche d'un bimorphe. 31
Figure 1.26 : Schéma d'un générateur électromagnétique proposé par Williams et Yates. 32
Figure 1.27 : Schéma d'un dispositif de récupération d'énergie piézoélectrique a) et son circuit équivalent b) [103]. 34
Figure 2.1 : Première étape de l'étude : passage d'une structure multicouche à une couche. . 40
Figure 2.2 : Couche piézoélectrique étudiée. 41
Figure 2.3 : Schéma de la méthode de détermination des coefficients de matériau piézoélectrique. 42
Figure 2.4 : Schéma de la configuration expérimentale a) et vue réelle b). 44
Figure 2.5 : Schéma du banc de mesure d'impédance a) et principe de mesure b). 44
Figure 2.6 : Dispersion des mesures de l'impédance Z_r effectuées sur 10 échantillons supposés identiques. 45
Figure 2.7 : Dispersion des mesures de Z_r de 10 échantillons (10 mesures pour chaque échantillon) avec l'Agilent a) et le HIOKI b). 46
Figure 2.8 : Dispersion des mesures de f_r de 10 échantillons (10 mesures pour chaque échantillon) avec les analyseurs Agilent a) et HIOKI b). 46
Figure 2.9 : Comparaison du module de l'impédance entre l'expérience et les modèles AN 1D et EF 3D. 48
Figure 2.10 : Processus d'ajustement des pertes élastiques. 49
Figure 2.11 : Comparaison du module de l'impédance entre l'expérience et les modèles théoriques avant a) et après ajustement b). 50
Figure 2.12 : Mesure de l'épaisseur avec un microscope optique a) et un comparateur digital b). 52
Figure 2.13 : Effet de l'incertitude de l'épaisseur sur l'impédance d'une couche PZT-LL^Z... 53
Figure 2.14 : Structure d'un unimorphe. 54
Figure 2.15 : Photo au microscope (x20) d'un unimorphe. 55
Figure 2.16 : Module d'impédance UNI-LL^Z en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF..... 56

Figure 2.17 : Structure d'un bimorphe. 57
Figure 2.18 : Module d'impédance BIM-LL^{Z} en fonction de la fréquence, mesuré expérimentalement et calculé par modélisation EF. 59
Figure 2.19 : Schéma de la poutre encastrée-libre. 60
Figure 2.20 : Système de fixation de la poutre et la poutre en PZT de dimensions 36 mm x 4 mm x 150 µm. 61
Figure 2.21 : Système d'encastrement en vue 3D a) et vue de dessus simplifiée b). 62
Figure 2.22 : Photo du dispositif de serrage CA : surface de contact avec l'électrode supérieure de l'échantillon, CB : surface de contact avec l'électrode inférieure de l'échantillon. 62
Figure 2.23 : État de la surface a) CA et de la surface b) CB du dispositif de serrage (photo prise avec le microscope Confocal OLS4000). 63
Figure 2.24 : Etat de la surface CA. 64
Figure 2.25 : Etat de la surface CB. 65
Figure 2.26 : Modélisation du dispositif de serrage. 66
Figure 2.27 : Module d'impédance PZT-EL^{Z} en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF. 66
Figure 2.28 : Module d'impédance UNI-EL^{Z} en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF. 68
Figure 2.29 : Module d'impédance BIM-EL^{Z} en fonction de la fréquence, mesuré expérimentalement et calculé par modélisation EF. 69
Figure 3.1 : Banc de caractérisation en vibration. 73
Figure 3.2 : Mesure de tension de sortie du dispositif. 74
Figure 3.3 : Comparaison de l'accélération mesurée avec trois capteurs différents pour de fortes valeurs d'accélération. 75
Figure 3.4 : Comparaison des trois capteurs à faible accélération. 76
Figure 3.5 : Accélération mesurée avant a) et après b) la mise en place d'une boucle d'asservissement. 76
Figure 3.6 : Boucle d'asservissement développée sous Matlab. 77
Figure 3.7 : Déplacement DBP d'une poutre PZT-EL^{V} à l'accélération de 10 m*g*. 78
Figure 3.8 : Conditions d'étude de l'unimorphe fixé au dispositif de serrage UNI-EL^{Z} et relié à une charge résistive. 79
Figure 3.9 : Cartographie de la puissance moyenne UNI-EL^{V} en fonction de la fréquence et de la résistance, pour une accélération de 10 m*g*. 80

Figure 3.10 : Puissance moyenne UNI-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*..... 81
Figure 3.11 : Puissance moyenne UNI-EL^V en fonction de la fréquence, à la résistance optimale Z_r = 200kΩ et à l'accélération de 10 m*g*. 81
Figure 3.12 : Déplacement au bout de poutre UNI-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*. 82
Figure 3.13 : Tension électrique UNI-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*..... 83
Figure 3.14 : Cartographie de la puissance moyenne en fonction de la fréquence et de la résistance à l'accélération de 10 m*g* crête-à-crête. 85
Figure 3.15 : Puissance moyenne BIM-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*..... 86
Figure 3.16. Puissance moyenne BIM-EL^V en fonction de la fréquence, à la résistance de résonance Z_r = 10 kΩ et à l'accélération de 10 m*g*. 87
Figure 3.17 : Puissance moyenne BIM-EL^V en fonction de la fréquence, à la résistance d'anti-résonance Z_a = 5MΩ et à l'accélération de 10 m*g*. 87
Figure 3.18 : Déplacement au bout de poutre BIM-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*. 88
Figure 3.19 : Tension électrique BIM-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*..... 89
Figure 4.1 : Densité de puissance en fonction du coefficient de couplage électromécanique du matériau piézoélectrique, et tracée pour différentes valeurs de facteur de qualité mécanique [135]. 95
Figure 4.2 : Routine d'optimisation développée sous Matlab et COMSOL. 100
Figure 4.3 : Epaisseur *epP* ajustée en fonction de la longueur et de la largeur du bimorphe. 101
Figure 4.4 : Puissance moyenne optimale en fonction de la longueur et de la largeur. 102
Figure 4.5 : Résistance Zr en fonction de la longueur et de la largeur. 103
Figure 4.6 : Amplitude de déplacement en fonction de la longueur et de la largeur. 103
Figure 4.7 : Hauteur du dispositif a) et densité de puissance normalisée b) en fonction de la largeur et paramétrées par la longueur L. 104
Figure 4.8 : Puissance mécanique transférée et efficience du bimorphe en fonction de la largeur et de la longueur. 105
Figure 4.9 : Masse du générateur en fonction de la largeur et de la longueur L. 106

Figure 4.10 : Epaisseur du shim en fonction de l'épaisseur *epP*. 107
Figure 4.11 : Puissance moyenne en fonction de l'épaisseur des couches piézoélectriques. . 107
Figure 4.12 : Epaisseur du shim en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim. 109
Figure 4.13 : Puissance moyenne optimale en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim. 110
Figure 4.14 : Résultat de l'étude d'optimisation de la puissance moyenne pour la valeur ca = 0,007. 111
Figure 4.15 : Evolution de l'impédance Z_r en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim. 112
Figure 4.16 : Evolution du déplacement maximal en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim. 113
Figure 4.17 : Hauteur du dispositif et la NPD en fonction de l'épaisseur epP. 114
Figure 4.18 : Puissance mécanique transférée au générateur et son efficience en fonction de l'épaisseur *epP*. 114
Figure 4.19 : Schéma du bimorphe avec la masselotte. 115
Figure 4.20 : Masse de la masselotte en fonction a) de son épaisseur et b) de sa longueur... 116
Figure 4.21 : Évolution de l'épaisseur *epP* en fonction de la masse de la masselotte. 116
Figure 4.22 : Puissance moyenne optimale en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*). 117
Figure 4.23 : Résistance Z_r en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*). 118
Figure 4.24 : Déplacement en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*). 118
Figure 4.25 : Hauteur du dispositif et densité de puissance normalisée en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*). 119
Figure 4.26 : Puissance mécanique et efficience en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*). 120
Figure 5.1 : Photo du bloc de climatisation en environnement industriel. 123
Figure 5.2 : Représentation temporelle des vibrations du bloc de climatisation. 124
Figure 5.3 : Représentation fréquentielle des vibrations du bloc de climatisation. 124
Figure 5.4. Architecture générale du capteur autonome. 125

Figure 5.5 : Etapes de la conversion de tension d'entrée AC vers une tension DC utilisable pour les composants électroniques. 126
Figure 5.6 : Schéma de principe interne du LTC3331 [159]. 130
Figure 5.7 : Cycle de consommation typique du capteur autonome, 1) réveil et initialisation, 2) acquisitions et post-traitement, 3) transmission et/ou réception de données, 4) veille. . 133
Figure 5.8 : Photo du générateur fixé sur le banc de test en vibration. 136
Figure 5.9. Impédance électrique du générateur : modèle EF 3D et mesure. 137
Figure 5.10. Puissance électrique récupérée par le générateur à 150 mg de l'accélération : prédiction du modèle EF 3D et mesure sur le prototype. 138
Figure 5.11. Positionnement de notre générateur par rapport à l'état de l'art (cf. fig 1.9). ... 138
Figure 5.12 : Architecture du module du capteur autonome sans fil. 140
Figure 5.13. Puissance de sortie maximale par rapport à l'accélération sur charge résistive optimale. 141
Figure 5.14. Photos a) du module intégré et b) de son boîtier. 141

Introduction générale

Pouvoir récupérer l'énergie ambiante est une idée ancienne, comme en témoignent les moulins et les roues à aubes. Mais depuis ces dix dernières années, la récupération d'énergie ambiante visant l'alimentation de systèmes électroniques basse consommation connaît un regain d'intérêt tant de la part du monde de la recherche que celui de l'industrie.

Les sources d'énergie pouvant être récupérées sont diverses telles que la lumière, la chaleur, les vibrations et les ondes radiofréquence. Parmi ces sources d'énergie, notre travail se concentre sur la récupération d'énergie vibratoire. Cette technologie consiste à récupérer et à convertir l'énergie vibratoire ambiante en énergie électrique. La récupération d'énergie vibratoire est réalisable à l'aide de plusieurs méthodes de transduction, notamment électromagnétique, électrostatique et piézoélectrique. Par les nombreux avantages qu'elle offre, nous nous focalisons dans cette thèse sur le troisième principe : la piézoélectricité.

Le laboratoire GREMAN et l'entreprise Vermon, spécialistes de la piézoélectricité, travaillent en partenariat dans le cadre d'un projet ANR Labcom – LabTMEMS. Le but de ce projet est de concevoir des générateurs d'énergie mécanique miniaturisés capables de capter de l'énergie issue des mouvements de muscles tels que le cœur pour alimenter des dispositifs médicaux implantables et « autarciques ».

L'importance, en termes de santé publique, des dispositifs médicaux implantables est clairement reconnue par de nombreuses autorités sanitaires nationales et internationales. C'est d'ailleurs un secteur d'activité qui affiche, depuis plusieurs années, une croissance annuelle de presque 10 %. Ces dispositifs jouent un rôle prépondérant dans de nombreuses applications médicales : l'autonomie des personnes, l'aide au diagnostic, la thérapie localisée ou ciblée. Rendre ces dispositifs autonomes en énergie (sans batterie) est un axe prioritaire de l'innovation apportée à ces dispositifs permettant d'augmenter considérablement leur durée de vie tout en limitant leur invasivité.

En dehors du domaine médical, les générateurs d'énergie vibratoire peuvent également être utiles dans le domaine industriel, notamment pour le contrôle d'intégrité de structures (voies ferrées, éoliennes, avions, …) ou encore pour la maintenance préventive de machines industrielles.

Pour toutes ces applications, les sources vibratoires présentent une fréquence fondamentale relativement basse (< 200 Hz) et aussi une accélération de faible amplitude (< 1 g). Afin de réaliser un générateur efficace, il est essentiel que la conception du dispositif de récupération d'énergie soit adaptée à la source retenue. De plus, son encombrement doit respecter certaines contraintes liées à l'application visée. Il est donc important de développer une meilleure connaissance des matériaux et géométries mises en jeu et aboutir à un outil de conception permettant de simuler et d'optimiser le dispositif en fonction des spécifications du cahier des charges.

La présente thèse a pour objectif de modéliser, concevoir et caractériser un générateur d'énergie vibratoire basé sur les matériaux piézoélectriques. Afin de traiter le sujet, le présent manuscrit est structuré en cinq chapitres :

Le premier chapitre présente les enjeux et les technologies de la récupération d'énergie vibratoire. Dans un premier temps, nous présentons brièvement différentes technologies de récupération d'énergie ambiante pour alimenter des objets sans fil autonomes. Les enjeux et les technologies de récupération vibratoire sont ensuite abordés. Une analyse détaillée de différentes technologies de récupération vibratoire vient justifier notre choix de la technologie d'amincissement des matériaux piézoélectriques massifs. Le procédé de fabrication des générateurs piézoélectriques, développé par Vermon, est également présenté. Nous introduisons enfin différentes approches de modélisation de ce type de générateur, leurs avantages et leurs limites.

Le second chapitre est dédié à la modélisation du comportement électrique du générateur piézoélectrique par la méthode des éléments finis (EF) en tridimensionnel (3D). Notre stratégie commence tout d'abord par une caractérisation fonctionnelle d'une couche piézoélectrique amincie grâce à une mesure d'impédance électrique. Le jeu des paramètres effectifs du matériau piézoélectrique une fois déterminé, est ensuite employé dans différents modèles EF 3D afin de modéliser des générateurs piézoélectriques de type unimorphe et bimorphe avec différentes conditions aux limites mécaniques. Notre approche de modélisation est validée par un bon accord entre les résultats de la modélisation EF 3D et ceux obtenus expérimentalement.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et à la caractérisation de nos dispositifs en mode récupérateur d'énergie vibratoire. A cette fin, un banc de test en vibration

est mis en place afin de caractériser les dispositifs. Nous évaluons en premier lieu le système de serrage de nos générateurs en faisant une étude vibratoire d'une poutre en PZT. La simulation EF 3D de nos générateurs est ensuite présentée et les données obtenues par simulation sont comparés aux résultats expérimentaux.

Le quatrième chapitre propose une stratégie d'optimisation d'un générateur piézoélectrique selon un cahier des charges spécifique en fonction de la source d'énergie vibratoire et de l'encombrement du dispositif. Dans un premier temps, nous présentons des figures de mérite proposées par la communauté de chercheurs travaillant sur la récupération d'énergie vibratoire. Ensuite, les effets des variables de conception du générateur piézoélectrique sont analysés grâce à des études paramétriques numériques. Enfin, un guide est proposé pour donner une stratégie de conception d'un générateur d'énergie au regard des figures de mérite, élaborées sur la base de résultats issus d'études paramétriques numériques.

Enfin le dernier chapitre présente une application réelle d'un capteur autonome alimenté par un générateur piézoélectrique. L'exemple de la maintenance préventive d'un système de chauffage, ventilation et climatisation est présenté. En se basant sur la méthodologie élaborée au chapitre précédent, nous détaillerons le développement d'un capteur autonome conçu en fonction des données vibratoires mesurées sur une machine de climatisation. Ensuite, le dispositif de récupération d'énergie vibratoire complet, c'est-à-dire avec l'électronique de conversion, est conçu et fabriqué sur la base de notre stratégie de conception. Le générateur est caractérisé avec une source de vibration réelle et le résultat montre la faisabilité de la technologie de récupération d'énergie vibratoire pour une application industrielle.

Chapitre 1 : Récupération d'énergie : enjeux et technologies

Ce chapitre aborde d'abord les enjeux – et les applications potentielles – de la récupération d'énergie vibratoire, notamment à basse fréquence. Il présente ensuite l'état de l'art des techniques de récupération d'énergie vibratoire, leurs avantages et leurs limites, en particulier pour les générateurs piézoélectriques. Enfin nous montrons l'importance et les difficultés de disposer d'outils de conception de telles structures, qui font l'objet de cette thèse.

1. Récupération d'énergie vibratoire basse fréquence

Depuis quelques années, le nombre d'objets connectés ne fait que croître de façon considérable. En 2016, on trouvait 6,4 milliards d'objets connectés dans le monde entier et ils devraient être au nombre de 20,4 milliards en 2020 [1]. Récemment, des réseaux de capteurs sans fil (Wireless Sensor Networks – WSN en anglais) ont commencé à être reconnus comme une technique essentielle pour de nouvelles applications [2], notamment le contrôle d'intégrité des structures (Structural Health Monitoring – SHM en anglais) telles que les voies ferrées, les éoliennes, les avions… ; la maintenance préventive de machines industrielles ; ou des dispositifs ou des capteurs autonomes utilisés dans les applications biomédicales comme la surveillance et des soins en continu du patient. Ces capteurs autonomes sont proposés pour être mis en œuvre dans plusieurs secteurs [3], [4] : militaire, industriel, agriculture, BTP, surveillance de l'environnement… La figure 1.1 donnes deux exemples d'utilisation.

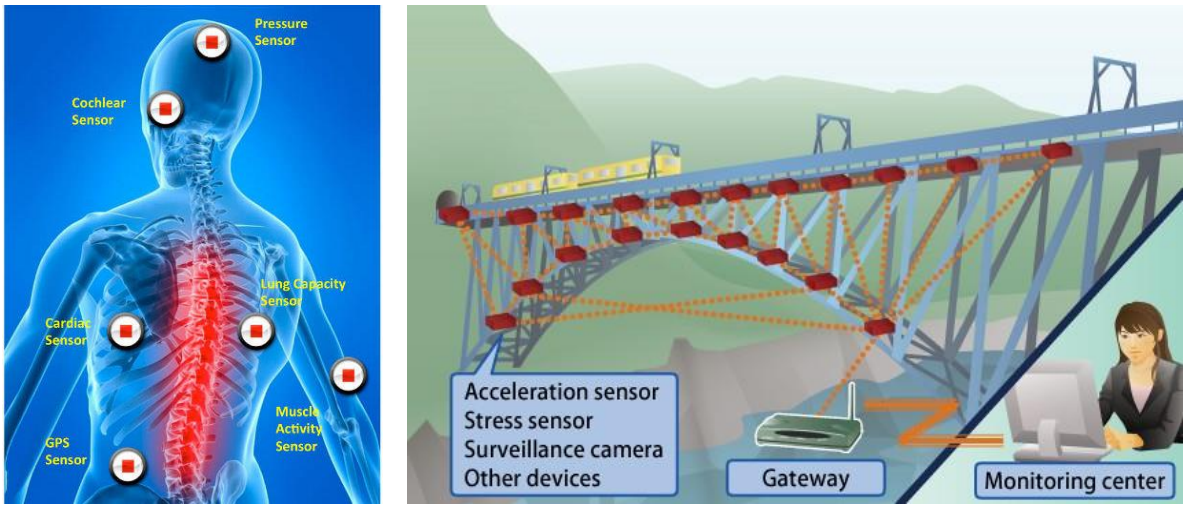


Figure 1.1 : Exemples d'applications des réseaux de capteurs sans fil dans a) le secteur médical, b) le BTP.

Le domaine médical suit cette tendance avec l'apparition et l'utilisation de plus en plus fréquente de capteurs biomédicaux implantés, notamment pour la surveillance de la pression artérielle, les pompes et les turbines cardiaques, les stimulateurs (pacemakers, implant cérébraux),… [5].

Comme le montre la figure 1.2, un capteur est composé de quatre composantes de base : une unité de capture, une unité de traitement, une unité de communication, et une unité d'énergie [6].

- L'unité de capture sert à mesurer des grandeurs physiques comme la température, la pression, l'accélération… Le signal analogique mesuré est ensuite converti en signal numérique adressé à l'unité de traitement.
- L'unité de traitement est composée de microcontrôleurs et de microprocesseurs ayant pour rôle de traiter les données acquises et de les enregistrer dans une unité de stockage de données.
- L'unité de communication comporte généralement une partie émission et une partie réception interagissant par ondes radio (dont le spectre est situé entre 3 kHz et 300 GHz).
- L'unité d'énergie sert à alimenter tous les systèmes électroniques du capteur ; elle est donc vitale pour le bon fonctionnement de ce dernier. Cette unité est constituée de batteries rechargeables ou non.

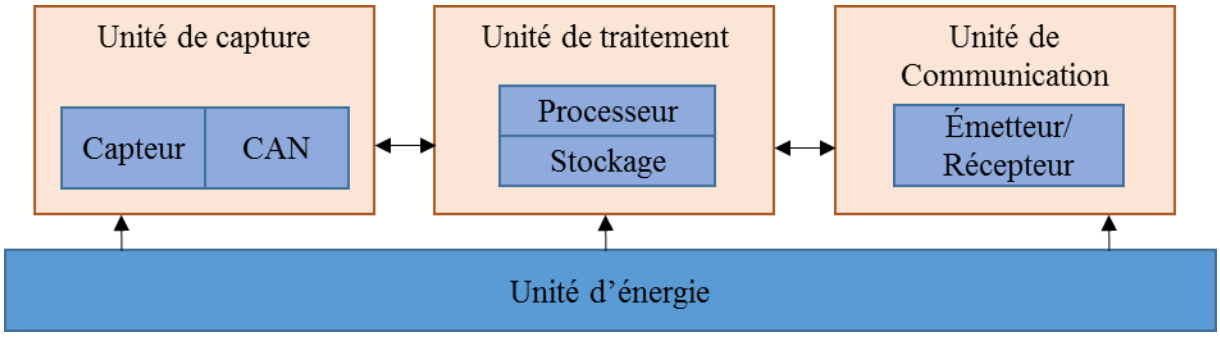


Figure 1.2 : L'architecture d'un capteur autonome sans fil.

Une longue durée de vie du capteur est nécessaire pour une infrastructure qui dure plusieurs dizaines d'années ou pour le corps humain. Pour augmenter la durée de vie d'un capteur, une gestion optimisée de la consommation d'énergie est essentielle. De gros progrès ont été faits depuis ces dix dernières années dans le domaine électronique pour réduire la consommation électrique des composants dans un capteur [7]. Les composants électroniques de faible puissance, ou d'ultra faible puissance, ont été spécialement conçus, développés et commercialisés dans cette optique [8]–[10]. Ainsi, grâce aux efforts pour réduire la consommation d'énergie du capteur, une solution alternative peut entrer en jeu pour remplacer la batterie : la récupération d'énergie ambiante, qui permet de convertir les sources d'énergie présentes dans notre environnement en énergie électrique. En effet, comme le montre la figure 1.3, la puissance initiale récupérée des sources solaires ou vibratoires est comparable à l'énergie fournie par les batteries. Toutefois, la puissance des batteries diminue rapidement au cours du temps et dans des environnements sévères (hautes températures) [11]. Le remplacement de ces batteries au bout de quelques années est coûteux, dangereux dans certaines applications et parfois même impossible [12]. La solution de récupération d'énergie ambiante est donc très prometteuse pour augmenter considérablement la durée de vie des systèmes autonomes sans fil.

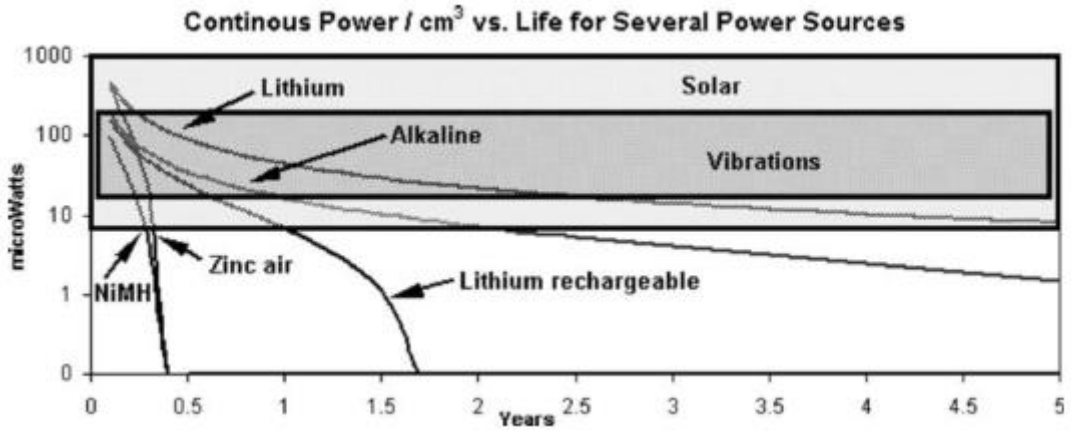


Figure 1.3 : Comparaison de la puissance des vibrations, de l'énergie solaire et de diverses technologies de batteries [11].

La technologie de récupération d'énergie solaire est mature et commercialisée depuis plusieurs années, on voit plus souvent des capteurs alimentés par les panneaux solaires dans certaines applications à l'extérieur. D'autres sources d'énergie existent : thermique - gradients ou variations de température ; rayonnante - infrarouge, RF ; chimique – réaction chimique, biochimique. Au risque d'énoncer des évidences, notons toutefois que la récupération d'énergie solaire n'est pas possible dans l'obscurité, la récupération d'énergie thermique ne fonctionne pas quand il n'y pas de gradient de température ou la récupération des vibrations n'est pas réalisable lorsqu'il n'y pas de mouvement... En conséquence, il faut noter qu'aucune solution de récupération d'énergie ambiante universelle n'existe à notre connaissance, il faut donc soigneusement choisir la technologie de récupération d'énergie en fonction de la source d'énergie prépondérante dans l'environnement [6], [13]. La récupération d'énergie vibratoire est moins mature et la récupération d'énergie vibratoire basse fréquence est encore un domaine qui mérite une phase de recherche et de développement plus intense pour la rendre utilisable dans les applications réelles.

Dans le cadre de notre thèse, nous nous orientons vers la technologie de récupération d'énergie vibratoire basse fréquence. Cette technologie peut être utile dans les applications où l'environnement vibratoire est présent, par exemple le SHM, la maintenance préventive de machines industrielles ou encore les applications biomédicales. Dans ces cas, des sources d'énergies vibratoires sont présentes et récupérables à des fins d'alimentation électrique.

1.1. Récupération d'énergie vibratoire

Là où il y a de la vie, il y a du mouvement ! Le mouvement est omniprésent : le mouvement humain ou celui des animaux, le mouvement des véhicules, ou encore des machines dans l'industrie, …. Très souvent, ce mouvement éloigne, puis ramène à une position de départ, il s'agit alors d'un mouvement d'oscillation mécanique autrement appelé une vibration. Elle est généralement caractérisée par son amplitude d'accélération (en m/s^2 ou g, unité d'accélération de la pesanteur à la surface de la Terre) et son spectre de fréquence (en Hz). La figure 1.4 montre un exemple de la vibration d'un cœur avec son spectre et son amplitude d'accélération [14]. Le tableau 1.1 montre la caractérisation de différentes sources vibratoires en termes de fréquence et d'amplitude de l'accélération du mode fondamental [11]. Nous pouvons constater que les fréquences fondamentales des sources vibratoires réelles sont relativement basses (< 200 Hz) et que les amplitudes d'accélération sont faibles (< 1 g). En conséquence, pour récupérer l'énergie vibratoire ambiante pour des applications réelles, il faut réaliser des générateurs fonctionnant à des fréquences inférieures à 200 Hz.

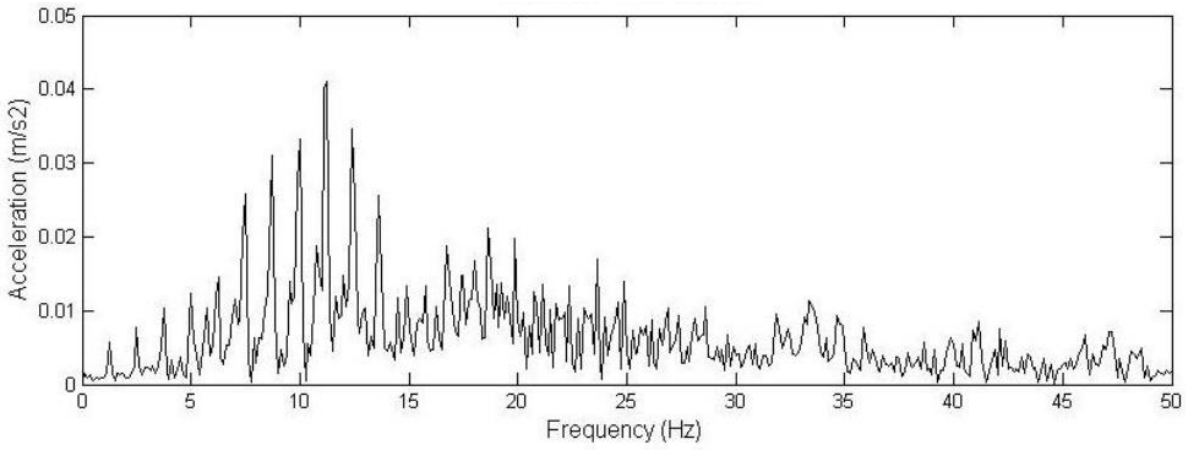


Figure 1.4 : Spectre de vibration relevé au niveau du cœur [14].

Tableau 1.1 : Amplitude d'accélération et fréquence fondamentale de vibrations de différentes sources [11].

Vibration source	A (m/s^2)	F_{peak}
Car engine compartment	12	200
Base of 3-axis machine tool	10	70
Blender casing	6.4	121
Clothes dryer	3.5	121
Person nervously tapping their heel	3	1
Car instrument panel	3	13
Door frame just after door closes	3	125
Small microwave oven	2.5	121
HVAC vents in office building	0.2–1.5	60
Windows next to a busy road	0.7	100
CD on notebook computer	0.6	75
Second story floor of busy office	0.2	100

De plus, dans certaines applications telles que des dispositifs biomédicaux, des dispositifs portables, des capteurs autonomes dans un réseau communicant, la miniaturisation des dispositifs est un enjeu important.

Pour ces dernières applications, les dispositifs de récupération d'énergie vibratoire doivent s'adapter aux conditions et répondre aux critères suivants :

- une faible accélération (< 1 g),
- une gamme de fréquences très basse (< 200 Hz),
- un encombrement minimal (< 1 cm^3 [13]),
- une longue durée de vie (> 15 ans [15]).

1.2. Technologies de récupération d'énergie vibratoire

Il y a principalement trois méthodes de récupération d'énergie vibratoire : les transductions électromagnétiques, électrostatiques et piézoélectriques. Nous allons présenter brièvement ces trois méthodes de récupération d'énergie vibratoire dans les sections suivantes.

1.2.1. Générateurs électromagnétiques

Ce type de générateur fonctionne grâce à l'effet électromagnétique du mouvement relatif d'un conducteur dans un champ magnétique. La vibration ambiante excite la base du

système, ce qui entraîne un mouvement de translation relatif de l'aimant par rapport à la bobine. Ce mouvement oscillant relatif provoque une variation du flux magnétique à l'intérieur de la bobine [16] (cf. figure 1.5). La tension induite dans la bobine peut être déterminée par la loi de Faraday :

$$\varepsilon = \frac{d\Phi_B}{dt} \tag{1}$$

où ε est la tension induite et Φ_B est le flux magnétique.

La tension en circuit ouvert à travers la bobine est donnée par [17] :

$$V_{OC} = N.B.l\frac{dx}{dt} \tag{2}$$

où N est le nombre de spires de la bobine, B est l'induction magnétique, l est la longueur d'un enroulement, et x est le déplacement relatif de l'aimant par rapport à la bobine. La puissance électrique récupérée est transmise à la charge R_L.

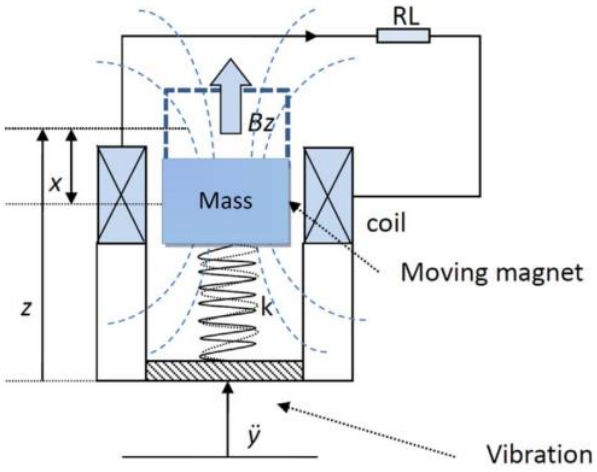


Figure 1.5 : Schéma d'un générateur d'énergie vibratoire électromagnétique à un degré de liberté [16].

Cette technologie est assez mature avec l'apparition de produits sur le marché, notamment dans les applications industrielles utilisant des machines tournantes et dans les applications ferroviaires. Ces produits ont généralement un volume de quelques dizaines de centimètres cubes. Le modèle DICE de la société Kinergizer qui a un volume de 36 cm^3 peut récupérer une puissance maximale de 2,5 mW (en fonction du niveau de vibration < 10 g) [18].

La société suédoise ReVibe Energy propose trois modèles de récupération d'énergie intégrés avec une option de gestion du stockage d'énergie. Le modèle Q a un volume de 15,6 cm^3 et un poids de 60 grammes, il peut récupérer une puissance maximale de 150 mW à 1 g d'accélération [19]. Le modèle PMG la société Perpetuum peut fournir une puissance maximale de 27,5 mW, son volume est de 253 cm^3 et sa masse est d'environ 1 kg [20].

1.2.2. Générateurs électrostatiques

On peut également convertir de l'énergie vibratoire en énergie électrique grâce à l'effet électrostatique. Le principe de conversion est simple : un mouvement relatif entre les deux plaques séparées par de l'air ou un milieu diélectrique génère une variation de capacité et donc du nombre de charges électriques, comme montré dans la figure 1.6.

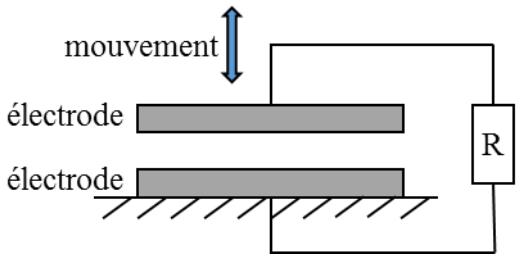


Figure 1.6 : Illustration de la récupération d'énergie vibratoire électrostatique.

D'après Boisseau *et al.* [6], les générateurs électrostatiques peuvent être classés en deux catégories :

- Les convertisseurs électrostatiques sans électret : ils utilisent des cycles de conversion en charges et décharges du condensateur (un circuit électronique actif est alors nécessaire pour appliquer le cycle de charge sur la structure et doit être synchronisé avec la variation de capacité). Ce type de convertisseur à deux modes de fonctionnement : charge imposée ou tension imposée. L'énergie totale convertie s'exprime suivant la formule :

$$E = \frac{1}{2} Q_0^2 \left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) \quad (3)$$

$$E = V_0^2 (C_{max} - C_{min}) \quad (4)$$

où Q_0 est la charge stockée, V_0 est la tension initiale, C_{min} est la capacité minimale lorsque la distance entre les deux plaques est maximale, C_{max} est la capacité maximale lorsque la distance entre les deux plaques est minimale (état initial).

- Les convertisseurs électrostatiques à base d'électret : ils sont assez similaires aux convertisseurs électrostatiques sans électret, la principale différence est que des couches d'électret sont ajoutées à l'une et/ou l'autre des deux plaques conductrices du dispositif. Étant donné que ces couches de matériaux diélectriques présentent un état de polarisation électrique quasi permanent, cette propriété permet au dispositif de convertir directement de l'énergie mécanique en énergie électrique. Il est à noter que la couche d'électret après le dépôt nécessite un chargement initial pour convertir efficacement les vibrations en énergie électrique [21].

Malgré sa grande compatibilité avec les techniques de fabrication des Micro-Systèmes ElectroMécaniques (MEMS), cette technologie est moins mature. A notre connaissance, aucun produit de récupération d'énergie vibratoire de ce type n'est présent sur le marché. Toutefois, Omron et Holst Center/Imec ont proposé un prototype contenant un générateur électrostatique à base d'électret et un Circuit de Gestion de la Puissance (CGP). Il peut convertir et stocker une énergie vibratoire de l'ordre du µW avec un rendement élevé. Le prototype ne mesure que 5 x 6 cm^2 (cf. figure 1.7).



Figure 1.7 : Prototype d'un générateur électrostatique développé par Omron et Holst Center/Imec [22].

1.2.3. Générateurs piézoélectriques

Les générateurs piézoélectriques fonctionnent grâce aux propriétés particulières des matériaux piézoélectriques, notamment la capacité à générer une énergie électrique en réponse à une sollicitation (contrainte ou déformation) mécanique. La figure 1.8 présente brièvement le principe de cette conversion électromécanique. Une tension de même polarité que la tension de polarisation apparaît entre les électrodes lorsque le matériau est comprimé, et la polarité opposée apparaît lorsqu'il est étiré [23]. Le principe de fonctionnement de cette technologie sera détaillé dans la section suivante.

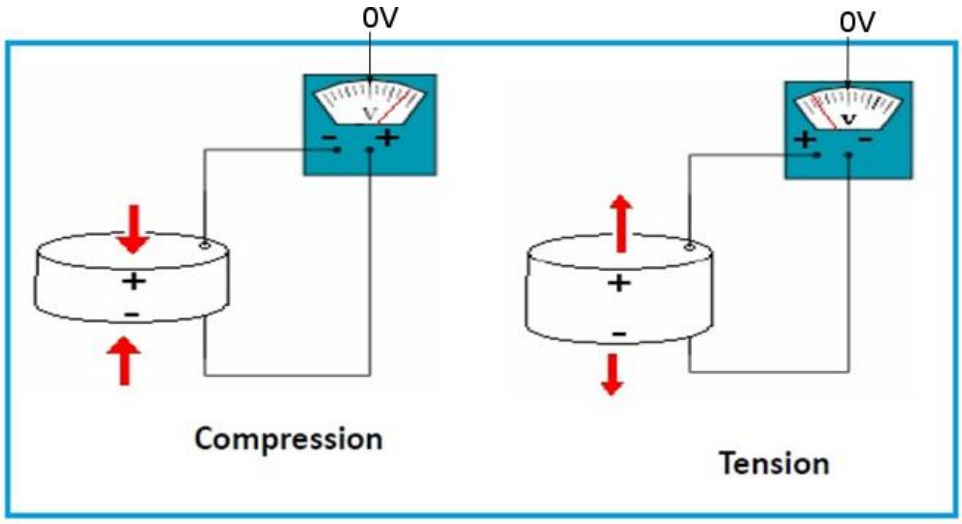


Figure 1.8 : Conversion électromécanique du matériau piézoélectrique.

La technologie de récupération d'énergie basée sur des matériaux piézoélectriques est en plein développement. Des produits proposés sur le marché sont globalement des structures de type poutre. La société Piezo.com propose une large gamme de générateurs piézoélectriques sans CGP [24]. L'entreprise PI piezo technology propose un module d'évaluation avec leur générateur piézoélectrique DuraAct et un CGP. Le module peut fournir une puissance de sortie de 100 mW avec une tension de 3,3 V [25]. La société française Tekceleo propose deux accéléromètres trois axes autonomes avec des générateurs piézoélectriques intégrés, des CGPs et le protocole de communication de BLE (Bluetooth basse énergie) [26]. D'autres produits basés sur la technologie piézoélectrique sont également proposés par les sociétés 8power [27], Microgen [28], Qortek [29], développés spécialement pour une application.

1.2.4. Bilan

La figure 1.9 présente la densité de puissance normalisée par l'accélération (NPD) en fonction de la fréquence de résonance de différents prototypes de générateurs d'énergie vibratoire. La NPD est définie comme la puissance récupérée normalisée par le volume et l'accélération au carré [30] ; c'est un facteur de mérite basé sur le fait que la puissance récupérée est typiquement proportionnelle à l'amplitude de vibration au carré et au volume du générateur [31]. Cette notion de facteur de mérite sera davantage développée au Chapitre 4. Nous pouvons remarquer que les générateurs piézoélectriques sont d'excellents candidats parmi ces trois technologies.

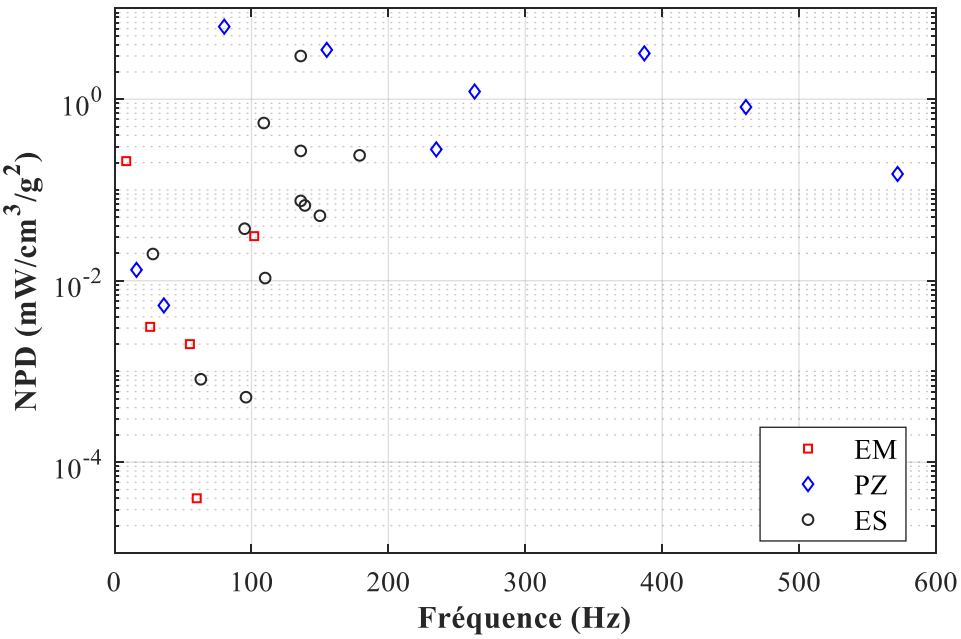


Figure 1.9 : NPD en fonction de la fréquence des différents types de générateurs d'énergie vibratoire (EM : électromagnétique, PZ : piézoélectrique, ES : électrostatique).

Des comparatifs entre différentes technologies de récupération d'énergie vibratoire peuvent être établis [31][13][17][32]. Ainsi, le tableau 1.2 donne une comparaison plus détaillée entre les générateurs électromagnétiques (EM), électrostatiques (ES), piézoélectriques (PZ) présentés précédemment.

Tableau 1.2 : Comparaison des générateurs électromagnétiques (EM), électrostatiques (ES), piézoélectriques (PZ) [31].

	f_0 (Hz)	**Accélération (m/s^2)**	**Puissance (µW)**	**Masse (gramme)**	**Volume (cm^3)**	**NPD ($mW/cm^3/g^2$)**
EM [33]	8,5	5	2090,16	–	40,18	0,208
EM [34]	60	19	0,4	0,209	2,70	0,00004
EM [35]	102	9,8	290	1,5	8,6	0,031
EM [36]	26	9,8	210	–	68	0,0031
EM [37]	55	14,9	0,61	0,031	0,13	0,002
PZ [38]	263	1	0,15	0,026	0,0121	1,215
PZ [38]	80,1	1	0,78	0,217	0,0121	6,309
PZ [39]	572	20	60	–	0,1	0,15
PZ [40]	235	9,8	13,98	–	0,05	0,28
PZ [41]	461,2	19,6	2,15	0,001	0,00065	0,82
PZ [42]	16	10	22	4,6	1,67	0,01317
PZ [43]	36	10	0,09	0,023	0,016	0,00534
PZ [44]	~387	0,5	52,9	11,7	6,5	3,2
PZ [45]	155	9,8	95	–	0,027	3,5
ES [46]	179	0,3	0,03	0,06	0,15	0,2407
ES [47]	96	9,8	0,15	0,07	0,29	0,00052
ES [48]	110	20	20,7	0,267	0,484	0,0107
ES [49]	150	10	2,2	0,066	0,042	0,052
ES [50]	109	2,5	1,3	0,066	0,038	0,547
ES [51]	63	20	1	0,1	0,305	0,00082
ES [52]	28	5	1,5	0,5	0,305	0,0197
ES [53]	95	4,2	0,95	0,02	0,14	0,0374
ES [54]	139	9,8	54	0,088	0,8	0,0675
ES [31]	136	0,9	4,95	0,104	0,187	2,9952
ES [31]	136	3,1	4,94	0,104	0,187	0,2695
ES [31]	136	6,1	5,56	0,104	0,187	0,0758

Le tableau 1.3 présente un récapitulatif des avantages et inconvénients des différentes technologies listées précédemment et donne un aperçu de l'énergie récupérable en pratique en mJ/cm^3.

Tableau 1.3 : Avantages et inconvénients des générateurs d'énergie vibratoire [6], [21], [55], [56].

Type	**Densité d'énergie maximale (mJ/cm^3)**	**Avantages**	**Inconvénients**
EM	24,8	- Faible impédance de sortie - Courants de sortie élevés - Longue durée de vie - Robustesse - Flexibilité de conception	- Faibles tensions de sortie (< 1 V) - Faible efficacité dans les basses fréquences et les petites tailles - Matériaux coûteux - Difficultés pour réduire la taille
ES	4	- Tensions de sortie élevées - Matériau « intelligent » pas nécessaire - Facilité de redressement de tension et de réglage de fréquence - Compatible avec les techniques de fabrication des microsystèmes électromécaniques (MEMS)	- Fréquence de résonance élevée - Impédance de sortie élevée - Faibles courants de sortie - Circuit de commutation nécessaire au fonctionnement - Source de tension nécessaire pour la charge initiale dans le cas d'une conversion sans électret - Pertes dues à la capacité parasite - Rupture diélectrique ⟶ nécessite des stoppeurs mécaniques pour éviter un court-circuit - Besoin de contrôler les dimensions en µm
PZ	35,4	- Structure simple - Tensions de sortie élevées - Facilité de redressement de tension - Densité d'énergie élevée - Coefficient de conversion élevé	- Faible courant de sortie. - Impédance de sortie élevée.

Parmi les trois technologies de récupération d'énergie vibratoire, la technologie basée sur la piézoélectricité présente la meilleure densité d'énergie en pratique (35,4 mJ/cm^3 – cf. tableau 1.3). De plus, en adaptant la structure mécanique, les générateurs piézoélectriques peuvent atteindre une fréquence de résonance suffisamment basse pour coïncider avec les spectres de vibrations ambiantes (cf. tableau 1.1) et ils offrent également une possibilité de miniaturisation. En conclusion, les générateurs piézoélectriques semblent être un bon compromis et ils répondent bien à notre cahier des charges (basse fréquence, performance et

miniaturisation – cf. §1.1). De ce fait nous avons fait le choix d'étudier ce type de générateur dans le présent travail de thèse.

2. Générateurs piézoélectriques : structure et champs applications

2.1. Généralité sur la piézoélectricité

Comme introduit au paragraphe §1.2.3, les matériaux piézoélectriques sont des matériaux qui permettent de convertir les efforts mécaniques en charges électriques. Le préfixe grec piezo signifie : serrer ou presser. Ce phénomène est appelé « effet direct ». Ces matériaux ont aussi un effet dit « inverse » : ils peuvent se déformer mécaniquement lorsqu'un champ électrique leur est appliqué. Ces propriétés sont très employées pour plusieurs applications dans l'industrie et la vie quotidienne. Ainsi, les capteurs de pression et de force utilisent l'effet direct de la piézoélectricité pour détecter et mesurer les efforts appliqués en mesurant la tension électrique générée. L'effet inverse est mis en œuvre dans le cas des actionneurs qui génèrent des déformations mécaniques quand on leur applique une tension électrique.

A l'échelle microscopique, l'effet piézoélectrique est lié au déplacement du barycentre des charges constituant le matériau. Quand le matériau est au repos, les charges électriques sont en équilibre (cf. figure 1.10, a). L'effet piézoélectrique direct vient de l'effort mécanique $\vec{F}$ qui écarte le barycentre des charges positives du barycentre des charges négatives, ce qui crée une polarisation $\vec{P}$ dans le matériau (cf. figure 1.10, b). L'effet piézoélectrique inverse traduit le fait qu'un champ électrique $\vec{P}$ écarte le barycentre des charges positives du barycentre des charges négatives, ce qui crée une déformation mécanique $\vec{F}$ (cf. figure 1.10, b).

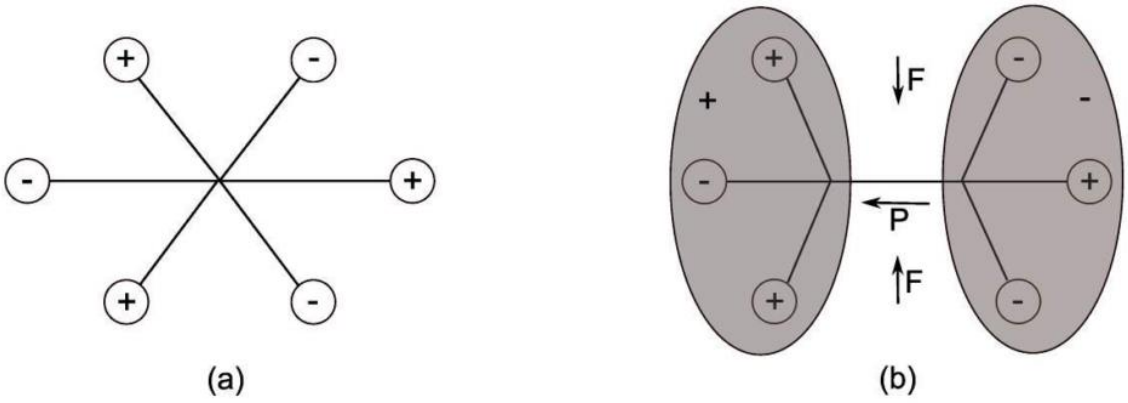


Figure 1.10 : Effet piézoélectrique à l'échelle microscopique [14].

Les matériaux piézoélectriques sont très nombreux et peuvent être classés selon leur composition chimique, leur structure cristallographique ou leur intérêt scientifique ou industriel :

- Les cristaux naturels : forme naturelle des matériaux piézoélectriques, comme le quartz, la tourmaline, la topaze.
- Les céramiques : matériaux de synthèse composés d'oxydes à structure pérovskite comme le titanate de plomb ($PbTiO_3$) et, plus communément, le titano-zirconate de plomb ($Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$ ou PZT). Leurs propriétés sont globalement bien meilleures que celles des cristaux naturels. Faciles à fabriquer, leurs propriétés peuvent être adaptées en fonction d'une application donnée. Il y a trois principales techniques de fabrication des céramiques piézoélectriques : les céramiques massives, les films épais et les films minces ; nous présenterons plus en détail plus loin ces trois techniques pour l'application de la récupération d'énergie. Du fait de la Directive européenne RoHS (2002/95/CE) qui vise à limiter l'utilisation de six substances dangereuses dont le plomb, les compositions de céramiques sans plomb sont de plus en plus étudiées telles que la ferrite de bismuth ($BiFeO_3$), le titanate de baryum ($BaTiO_3$), le sodium niobate de potassium ($(K_{0.5}Na_{0.5})NbO_3$) [57].
- Les composites : c'est une composition de deux phases, une phase piézoélectrique (souvent une céramique PZT) et une phase non piézoélectrique (typiquement une résine époxy). Certaines de leurs caractéristiques sont meilleures que celles des céramiques conventionnelles, particulièrement dans le domaine des transducteurs acoustiques hautes fréquences pour l'imagerie [58].
- Les polymères : ils offrent une meilleure flexibilité qui convient aux applications portables, de plus ils sont mis en œuvre sous forme de films ce qui convient aux applications haute fréquence (quelques dizaines de MHz). Aujourd'hui, les polymères les plus utilisés dans l'industrie sont le PVDF (polyvinylidine difluoride) [59] et certains de ses copolymères.

Le comportement électromécanique des matériaux piézoélectriques peut être décrit par les deux équations constitutives suivantes :

$$D = d.T + \varepsilon^T.E \quad (5)$$

$$S = s^E.T + d^t.E \quad (6)$$

Dans ces expressions, *D* est l'induction électrique (en C/m^2), *T* est la contrainte mécanique (en N/m^2), *E* est le champ électrique (en V/m), *S* est la déformation mécanique (en m^2/N), *d* est la constante piézoélectrique (en m/V ou C/N), ε^T est la permittivité électrique à contrainte constante ou nulle (en F/m), et s^E est la souplesse (en m^2/N) à champ électrique constant ou nul.

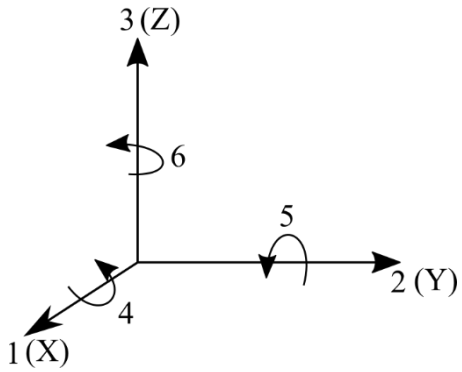


Figure 1.11 : Schéma des directions cristallographiques de classe 6mm.

Les matériaux piézoélectriques sont anisotropes par nature. Ils sont décrits par les matrices de souplesse, piézoélectrique et de permittivité dans la classe de symétrie cristalline hexagonale 6mm pour le cas des céramiques (cf. figure 1.11) avec respectivement les formes suivantes :

$$s^E = \begin{bmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{22}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{bmatrix}$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\varepsilon^T = \begin{bmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{bmatrix}$$

Il est donc nécessaire de connaître les coefficients de ces différentes matrices pour modéliser le comportement électromécanique des matériaux piézoélectriques.

Par la suite, nous allons passer en revue les principales technologies de récupération d'énergie vibratoire basées sur l'utilisation de matériaux piézoélectriques.

2.2. Revue des générateurs piézoélectriques

2.2.1. Générateurs de type « cymbale »

Le générateur de type « cymbale » se compose généralement d'un disque en céramique piézoélectrique et d'un embout en métal de chaque côté (cf. figure 1.12). Cette structure a été développée pour des dispositifs liés à des sources de forte intensité, positionnées par exemple sous les chaussures, sur les autoroutes et les suspensions de véhicules où la force de pression peut atteindre des centaines voire des milliers de Newtons [60]. Concernant l'embout en métal, l'acier est généralement utilisé car il offre une plus grande limite d'élasticité que le laiton et l'aluminium, conduisant ainsi à une capacité de charge plus élevée du générateur. Kim et al [61] ont développé un générateur cymbale basé sur un disque PZT d'un diamètre de 29 mm. Une puissance d'environ 100 mW est produite lorsque le dispositif est actionné par une force cyclique de 70 N à 200 Hz. Cependant, la raideur de la structure des cymbales limite leur utilisation potentielle à des applications ayant des sources de vibrations avec une grande amplitude. Ce type de géométrie ne convient donc pas à la récupération d'énergie à partir de sources de vibrations ambiantes, qui ont par définition une faible amplitude de vibration.

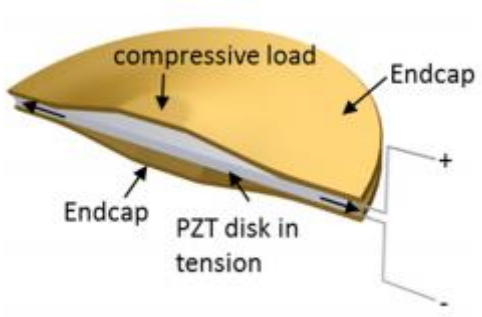


Figure 1.12 : Schéma d'un générateur piézoélectrique « cymbale » (demi vue) [60].

2.2.2. Générateurs de type « stack »

La structure du générateur de type « stack » est présentée dans la figure 1.13. Elle est constituée de plusieurs films minces piézoélectriques de quelques dizaines de micromètres d'épaisseur empilés les uns sur les autres en alternance avec des électrodes en connexion électrique parallèle. En effet, ce dispositif fonctionne en mode d_{33}, c'est-à-dire que le champ électrique et la force externe sont orientés dans le sens de la polarisation, le coefficient d_{33} de la matrice piézoélectrique est alors prépondérant. La méthode d'empilement est utilisée pour sommer la quantité de charges collectées au niveau de chaque couche piézoélectrique. Ce type de générateur convient pour récupérer de l'énergie à partir d'une vibration ou d'un mouvement mettant en jeu des forces relativement grandes [62]. Xu et al [63] ont étudié théoriquement et expérimentalement la performance d'un générateur de type stack de dimensions 32,4 mm × 7,1 mm × 7,6 mm. Une puissance électrique de 321 mW est obtenue au mode de résonance à 1204 Hz avec une force d'excitation de 22,15 N_{rms}.

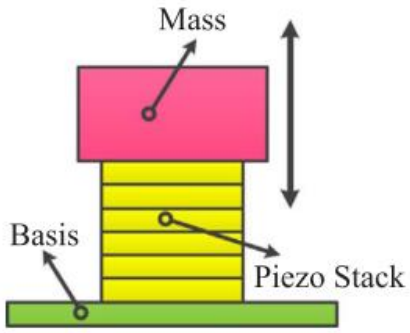


Figure 1.13 : Schéma d'un générateur piézoélectrique de type « stack » [62].

2.2.3. Générateurs de type « diaphragme circulaire »

Un générateur de type « diaphragme circulaire » est composé d'un mince disque de céramique piézoélectrique collé sur un substrat métallique. Toute la structure est ensuite encastrée sur le périmètre. Une masselotte est parfois fixée au centre du diaphragme pour améliorer les performances à basses fréquences du générateur d'énergie et augmenter la puissance électrique de sortie. Le schéma typique de ce type de générateur est présenté à la figure 1.14. Différents articles leur sont consacrés [64][65]–[68]. Parmi ceux-ci, les travaux de Chen et al [64] se distinguent : ils montrent qu'une puissance électrique de 12 mW peut être générée à 113 Hz et 9,8 m/s^2 d'accélération (1 g) avec un générateur de type diaphragme

circulaire de 30 mm de diamètre et d'épaisseur 0,4 mm. Cette structure concerne principalement les capteurs de pression ou de force autonomes.

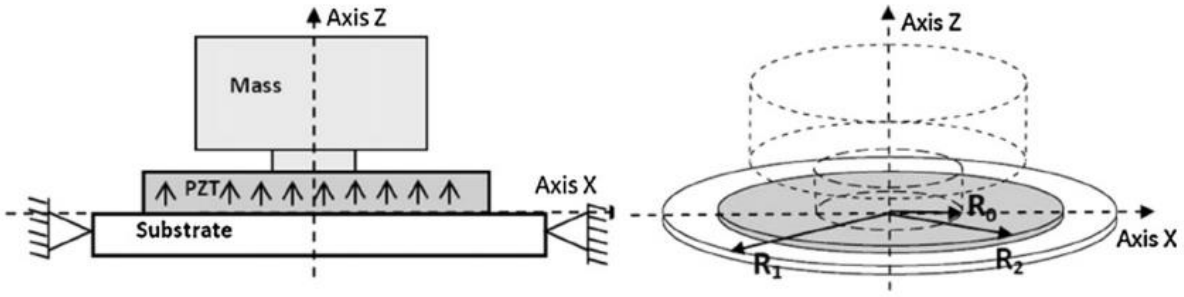


Figure 1.14 : Schéma de principe du générateur de type « diaphragme circulaire » [64].

2.2.4. Générateurs de type « poutre encastrée-libre » (ou cantilever)

Les générateurs de type « cantilever » sont beaucoup étudiés, développés et utilisés dans le domaine de la récupération d'énergie vibratoire par rapport aux autres configurations listées dans les sections précédentes grâce à sa configuration simple et sa capacité d'amplification mécanique [69][70][71][72][73]. La structure de type cantilever permet d'amplifier l'énergie mécanique à l'entrée du système, ce qui se traduit par une meilleure efficacité du dispositif. Ces générateurs d'énergie vibratoire sont généralement des structures de type poutre encastrée libre (un côté est encastré et l'autre côté est libre de toute contrainte mécanique). La poutre est souvent sous forme d'une structure multicouches, un unimorphe ou un bimorphe [74]. L'unimorphe est composé d'une couche de matériau actif piézoélectrique, et d'une couche de substrat élastique appelée *shim* (cf. figure 1.15. a). Le bimorphe est composé de deux couches piézoélectriques séparées par une couche élastique au milieu (cf. figure 1.15. b). Une masselotte peut être attachée du côté libre du cantilever pour ajuster la fréquence de résonance de la structure à la fréquence de la vibration ambiante et augmenter l'énergie cinétique à l'entrée du système (cf. figure 1.15. c).

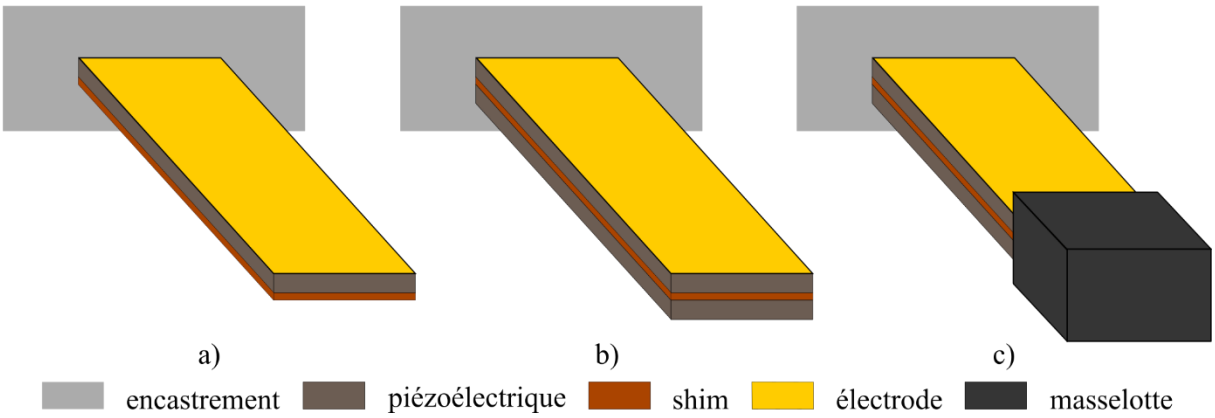


Figure 1.15 : Structure cantilever : a) unimorphe, b) bimorphe, et c) bimorphe avec masselotte.

Le flux d'énergie des générateurs piézoélectriques est présenté schématiquement sur la figure 1.16. En fonctionnement, le générateur piézoélectrique de type cantilever reçoit d'abord l'énergie mécanique à partir de la source d'excitation vibratoire ambiante. Puisque les vibrations ambiantes ont généralement une faible amplitude, un système de résonance mécanique est utilisé. Grâce au phénomène de résonance, l'énergie mécanique à l'entrée du système est amplifiée (cf. figure 1.17). Le déplacement au bout de la poutre est amplifié, son mouvement relatif avec la base encastrée crée une compression d'un côté et une élongation de l'autre côté par rapport au plan neutre de la poutre [75]. Sous l'effet de la contrainte générée dans la poutre, les charges électriques apparaissent sur les électrodes grâce à l'effet direct du matériau piézoélectrique et elles sont récupérées par un circuit électrique externe. Une résistance *R* représente la charge, mais en réalité ce sont des circuits électriques plus ou moins complexes qui sont utilisés pour extraire efficacement l'énergie électrique et la stocker dans une micro-batterie ou une super-capacité (cf. figure 1.18).

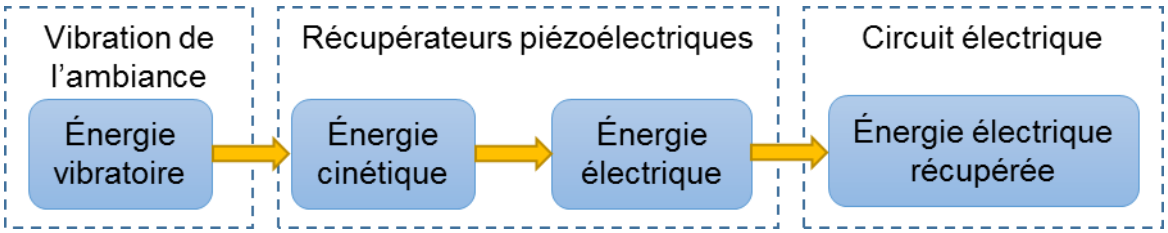


Figure 1.16 : Chaîne de conversion d'énergie mise en jeu dans les générateurs piézoélectriques vibratoires.

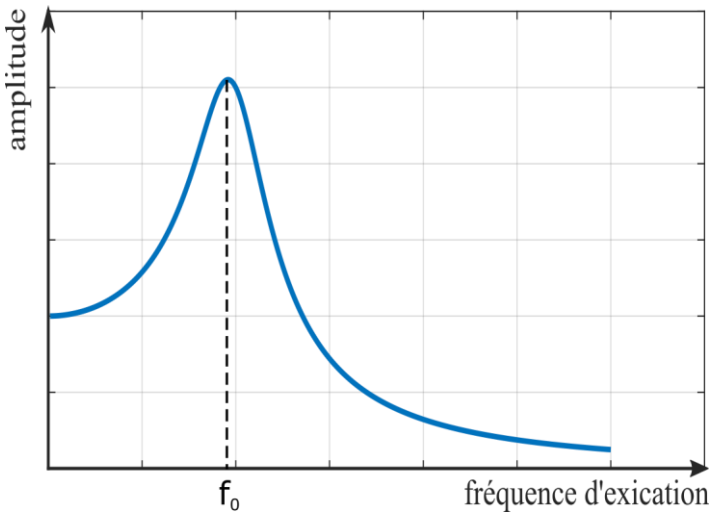


Figure 1.17 : Fonction de transfert d'un système vibrant résonant.

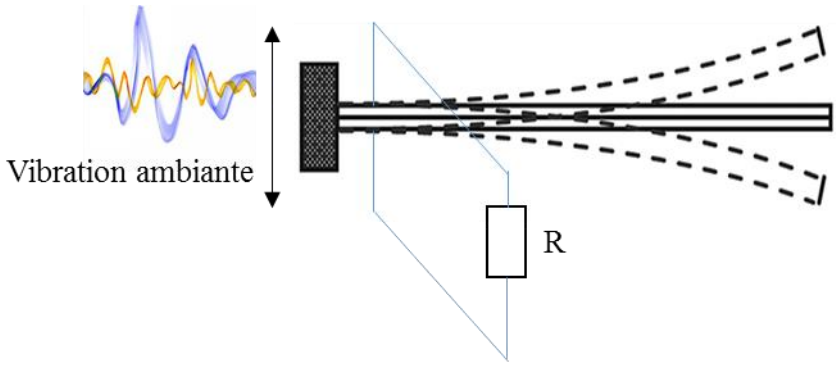


Figure 1.18 : Fonctionnement d'un générateur piézoélectrique de type poutre cantilever.

Pour la récupération d'énergie à l'aide des matériaux piézoélectriques, les deux principaux modes de transduction utilisés sont : le mode 33 et le mode 31 [71][76] (cf. figure 1.19). Par convention, l'axe 3 est orienté suivant la polarisation (P) du matériau. En mode 33, les charges électriques sont collectées sur les électrodes et créent une tension V lorsque le matériau subit une force de traction ou de compression dans la direction de polarisation « 3 ». En mode 31, les charges sont collectées sur les électrodes lorsque le matériau est sollicité dans la direction « 1 » perpendiculaire à la direction de polarisation. Le mode 33 a un coefficient de couplage électromécanique plus élevé que celui du mode 31 car la valeur du coefficient de la matrice piézoélectrique d_{33} est plus grande que celle du coefficient d_{31} [23]. Par contre, dans le cas d'un cantilever, l'utilisation du mode 33, qui donnerait une meilleure conversion, nécessite de concevoir une électrode interdigitée et de polariser le matériau dans le sens d'application de la contrainte. Or, la configuration interdigitée ne permet pas la polarisation efficace du matériau,

ce qui conduit à des performances non optimisées en termes de puissance électrique de sortie [23]. Park *et al.* [77] ont fabriqué et comparé deux générateurs piézoélectriques impliquant les modes d_{33} et d_{31}, ayant les mêmes dimensions, la puissance récupérée maximale est de 0,47 µW en mode d_{33} contre 6,72 µW en mode d_{31}. Le mode 31 est donc plus souvent utilisé dans des systèmes de récupération d'énergie vibratoire de type cantilever.

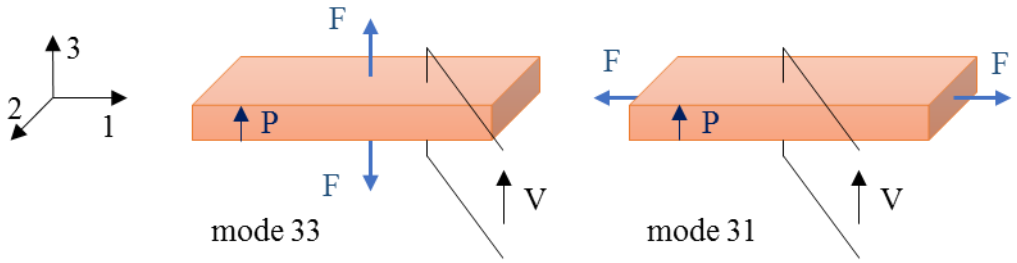


Figure 1.19 : Illustration du mode « 33 » et du mode « 31 » de couplage électromécanique dans les matériaux piézoélectriques.

Grâce à leurs avantages (amplification mécanique et la facilité de mise en œuvre et de miniaturisation), les générateurs de type cantilever sont adaptés aux applications dans lesquelles le niveau de vibration est faible, et la gamme de fréquence est basse (10 Hz – 200 Hz). Ce type de générateur convient donc à notre cahier des charges (cf. §1.1).

3. Technologies de fabrication des générateurs piézoélectriques

Dans cette partie, nous faisons une revue de la bibliographie sur des technologies de fabrication des générateurs piézoélectriques de type cantilever. Au regard de notre cahier des charges, nous avons évalué les avantages et les inconvénients de ces technologies pour choisir une technologie adaptée à nos spécifications. Après avoir choisi la technologie, nous présenterons notre approche originale de fabrication des générateurs d'énergie.

3.1. Technologie MEMS

La technologie de micro-usinage MEMS (microsystèmes électromécaniques - MicroElectroMechanical Systems) est fortement employée dans la fabrication des structures de type cantilever principalement pour constituer des capteurs d'accélération, mais aussi des récupérateurs d'énergie vibratoire. Grâce à sa compatibilité avec la technologie CMOS

(Complementary metal oxide semiconductor) les générateurs MEMS sont faciles à intégrer dans les produits micro-électroniques [78].

Les procédés de fabrication des générateurs MEMS en mode 31 et 33 sont présentés dans la figure 1.20. Les générateurs MEMS utilisent le silicium comme substrat, des couches de métal et de matériaux actifs sont ensuite déposées sur cette base. Les matériaux piézoélectriques à base de PZT ou à base de matériau sans plomb peuvent être déposés par des méthodes de dépôt physique ou chimique. Les méthodes de dépôt physique incluent la pulvérisation cathodique, les dépôts physiques en phase vapeur (PVD) et les dépôts laser pulsés (PLD). Les méthodes de dépôt chimique comprennent les dépôts en solution, sol-gel et hydrothermaux et les dépôts chimiques en phase vapeur (CVD). Parmi ces méthodes physiques et chimiques, le sol-gel a été le plus largement utilisé pour déposer des films de PZT, en raison de son efficacité [79].

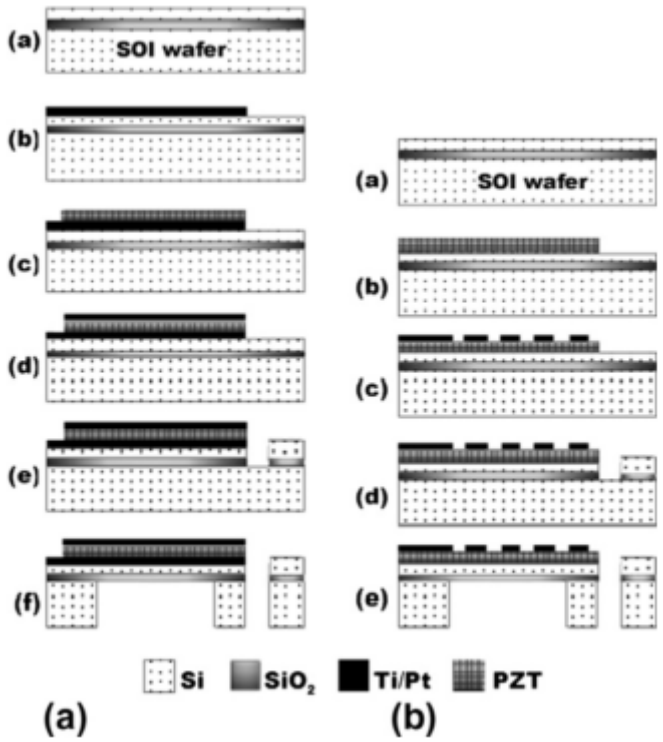


Figure 1.20 : Processus de fabrication des générateurs MEMS en mode : a) 31 et b) 33 [71][73].

La figure 1.21 montre des exemples de générateurs piézoélectriques MEMS basés sur différents matériaux piézoélectriques.

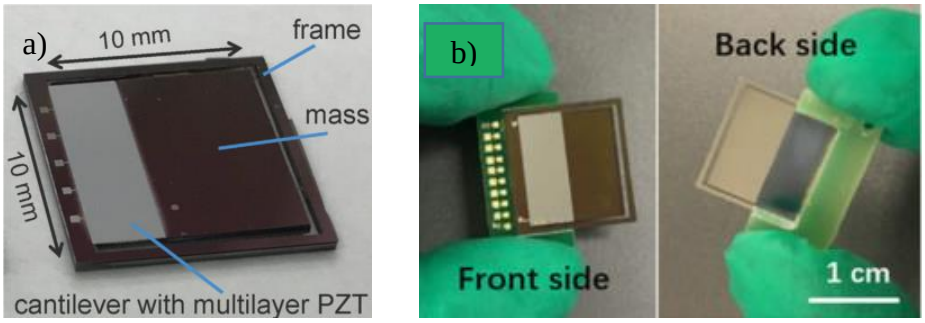


Figure 1.21 : Exemples des générateurs piézoélectriques MEMS basés sur a) un film mince PZT [80] et b) un film mince AlN [81].

Malgré leur compatibilité avec la technologie CMOS, les générateurs MEMS ont de faibles facteurs de forme (l'épaisseur de la couche piézoélectrique est généralement inférieure à 10 µm) et la rigidité du matériau Silicium permet difficilement d'atteindre de basses fréquences de résonance dans la gamme des fréquences de vibration des applications réelles (< 200 Hz). De ce fait, ils ne peuvent fournir qu'une très faible puissance [82].

La technologie de film épais est ainsi proposée pour augmenter l'épaisseur de la couche de matériau actif (de 10 µm à 100 µm) par différentes techniques de dépôt comme la sérigraphie (*screen-printing* en anglais) [83], le procédé sol-gel [84], le dépôt électrophorétique [85], le coulage en bande (*tape-casting* en anglais) [86] ou le dépôt par aérosol (*aerosol deposition method* en anglais) [87]. Les principales faiblesses actuelles de la fabrication de films épais piézoélectriques sont la non-uniformité de l'épaisseur, la fissuration du matériau, une faible densité mécanique, une faible reproductibilité et de faibles performances piézoélectriques [88].

Le tableau 1.4 présente quelques travaux sur ce type de générateurs basés sur la technologie MEMS. Plus de détails sur les générateurs MEMS peuvent être trouvés dans [78].

Tableau 1.4 : Performance des générateurs basés sur la technologie MEMS.

	f_0 (Hz)	Accélération (g)	Puissance (µW)	Volume (cm^3)	NPD ($mW/cm^3/g^2$)
Nguyen 2018 [89]	926	0,5	5,8	1,82E-03	12,72
Le 2015 [90]	792	0,8	1,3	6,59E-04	3,08
Muralt 2009 [91]	870	2	1,4	2,64E-4	1,33
Won 2016 [92]	132	1	3,62	2,00E-03	1,81
Wang 2015 [93]	1300	1,02	0,98	1,15E-02	0,08

3.2. Technologie développée

Les céramiques piézoélectriques massives ont une meilleure performance comparée aux films minces ou aux films épais piézoélectriques (cf. tableau 1.5) [38]. Elles sont utilisées pour fabriquer les générateurs d'énergies vibratoires de taille macroscopique par le procédé de collage des couches de matériaux actifs sur une couche de substrat. La figure 1.22 montre des exemples de bimorphes piézoélectriques fabriqués par cette technique.

Tableau 1.5 : Comparaison des processus de micro-fabrication piézoélectrique [38].

	Coef. électromécanique k_{31}^2	Epaisseur du matériau (µm)
Céramiques massives	0,15 – 0,35	5 – 100
Sérigraphie	< 0,09	10 – 100
PZT sol-gel	0,06 – 0,09	< 4
PZT pulvérisé	0,07	< 2 – 3
AlN pulvérisé	0,017 – 0,03	< 2
ZnO pulvérisé	0,049	< 2

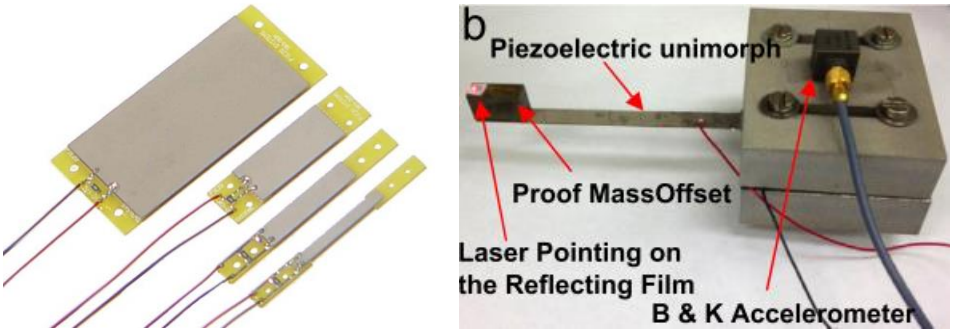


Figure 1.22 : Générateurs d'énergie de taille macroscopique, exemple du produit commercial de PI System [24].

Les générateurs d'énergie vibratoire de taille macroscopique présentent un gros avantage en termes de performances comparés à celles des générateurs MEMS (cf. tableau 1.5) mais ont un inconvénient en termes de miniaturisation qui s'avère être nécessaire pour développer des dispositifs avec électroniques intégrés, dans le cas d'applications biomédicales par exemple. Une autre voie de fabrication des générateurs en matériaux piézoélectriques massifs consiste à amincir une telle structure. Cela permet de miniaturiser les générateurs. Le premier générateur fabriqué par cette approche est présenté en 2010 par Aktakka *et al.* [38]. Cette approche sera notamment poursuivie par une équipe de Recherche de l'Université de Shanghai Jiao Tong [94], [95], [96]. Le tableau 1.6 présente un récapitulatif des générateurs basés sur cette technologie de collage et d'amincissement du matériau actif.

Tableau 1.6 : Performances des générateurs basés sur la technologie de collage et d'amincissement.

	f_0 (Hz)	**Accélération (g)**	**Puissance (µW)**	**Volume (cm^3)**	**NPD ($mW/cm^3/g^2$)**
Janphuang 2014 [97]	96	1	82,4	3,47E-01	0,24
Aktakka 2011 [98]	154	1,5	205	1,80E-02	5,07
Quintero 2014 [99]	49,8	0,1	6,7	5,73E-02	11,68
Tian 2018 [96]	34,3	1,5	216,66	1,26E-01	0,76
Yi 2017 [95]	77,2	3,5	979	3,06E-02	2,61

Avec la méthode de l'amincissement de céramiques massives, les fréquences de résonance des générateurs peuvent descendre jusqu'à une gamme de fréquences assez basse

(< 200 Hz). Au contraire, les générateurs MEMS ont des difficultés à adresser cette gamme de fréquences. Pour ces raisons, nous avons choisi l'approche d'amincir le matériau piézoélectrique massif pour fabriquer nos générateurs.

A cette fin, la société VERMON S.A. a développé une technique de micro-usinage des céramiques piézoélectriques pour fabriquer des générateurs d'énergie. La figure 1.23 montre le procédé de fabrication d'un unimorphe ou d'un bimorphe piézoélectrique à partir d'une plaque de céramique piézoélectrique en PZT d'environ 500 µm d'épaisseur (étape 0). Le substrat, ou shim, est ensuite collé sur la ou les couches de céramique en utilisant de la colle époxy pour former un unimorphe ou un bimorphe (étape 1). Le matériau piézoélectrique est ensuite aminci à l'épaisseur souhaitée (étape 2). Ensuite, des couches d'électrodes en Ti/Au de très faible épaisseur (entre 30 nm et 200 nm) sont déposées sur toute la surface de l'échantillon (étape 3). A la dernière étape, l'échantillon est détouré à la dimension souhaitée pour former le dispositif final [100].

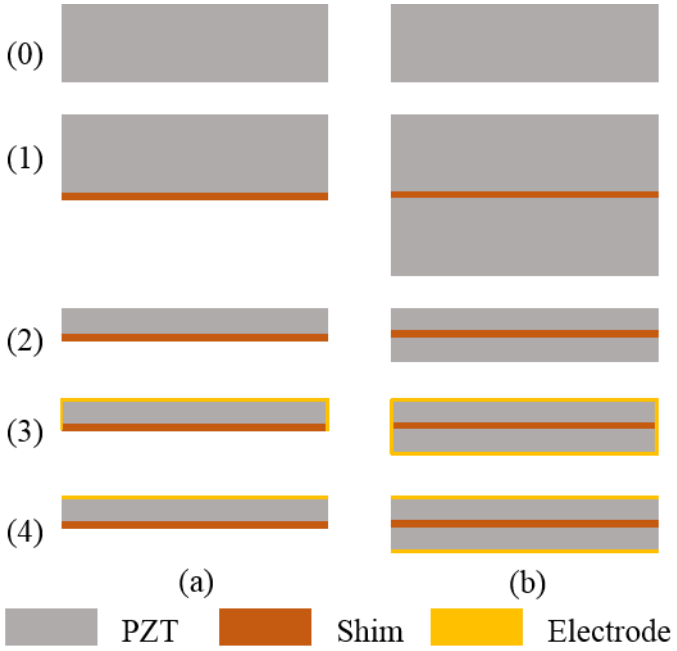


Figure 1.23 : Procédé de fabrication d'un unimorphe a) et d'un bimorphe b).

Des images ont été réalisées à l'aide d'un microscope électronique à balayage (MEB) sur un bimorphe réalisé par ce procédé. Ces images nous permettent d'apprécier tant l'état de surface que la microstructure de notre échantillon.

Ainsi, la figure 1.24 montre la présence d'inclusions sur la surface de la céramique (figure 1.24, photo de gauche - points noirs). De plus, celle-ci apparaît poreuse : des petits trous sont observés assez régulièrement (figure 1.24, photo de droite). L'effet du polissage de la surface de la céramique est observable sur la figure : des traces de filetage sont visibles par endroits. De plus, l'imagerie MEB nous permet d'estimer la taille des grains constituant la couche de matériau actif entre 3 µm et 5 µm. Enfin, la figure 1.25 montre, grâce à une vue en coupe, la légère inhomogénéité de la couche de colle liée principalement à la présence d'inclusions dans les couches de matériau actif et à leur porosité.

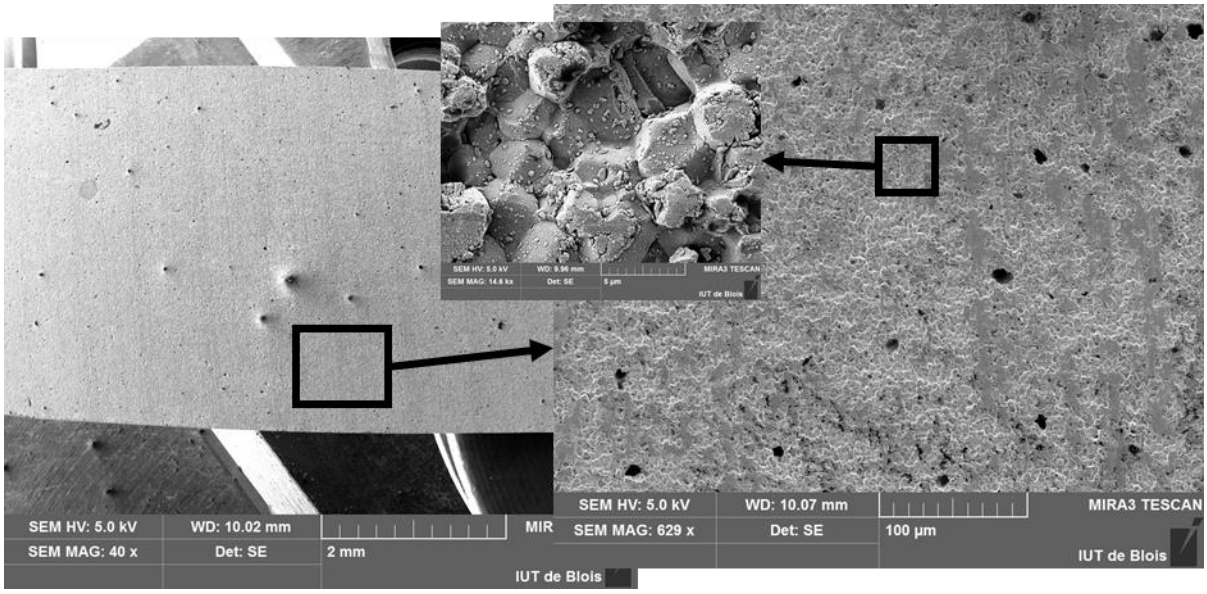


Figure 1.24 : Image au microscope électronique à balayage (MEB) de la surface d'un bimorphe.

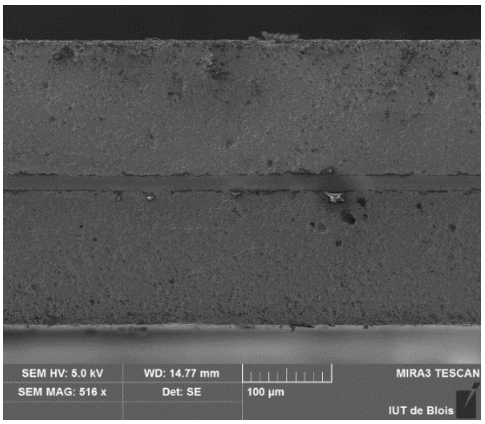


Figure 1.25 : Image MEB sur la tranche d'un bimorphe.

Nous avons ainsi développé un processus de fabrication des générateurs piézoélectriques par l'amincissement des matériaux piézoélectriques massifs. Puisque chaque application a un cahier des charges différent comme la vibration à l'entrée du système ou son l'encombrement, nous avons besoin d'un outil de conception du générateur qui peut répondre aux spécifications du cahier des charges. La conception d'un tel outil nécessite de modéliser et évaluer l'influence des variables de conception telles que les propriétés des matériaux utilisés, les dimensions (longueur, largeur, épaisseur) des couches ou encore la masse et sa position, sur la quantité d'énergie récupérée.

4. Stratégie de modélisation du générateur d'énergie vibratoire

Dans cette partie nous allons présenter des approches de modélisation existantes, leurs avantages ainsi que leurs limites. Ensuite, nous expliquerons notre approche de modélisation d'un générateur d'énergie vibratoire.

Dans le but de modéliser et de concevoir un générateur d'énergie vibratoire, les chercheurs proposent des modèles analytiques ainsi que numériques. Déjà en 1996, l'idée de la récupération d'énergie vibratoire avait été proposée par William et Yates [101]. Dans leurs travaux, un modèle simple du générateur électromagnétique était proposé. Ils avaient considéré une masse sismique magnétique *m* qui oscille à l'intérieur d'une bobine qui joue le rôle de générateur d'énergie vibratoire.

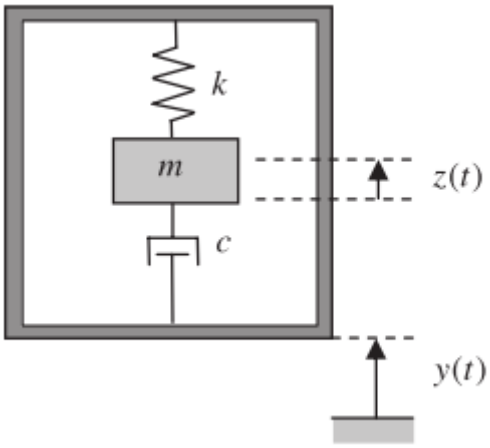


Figure 1.26 : Schéma d'un générateur électromagnétique proposé par Williams et Yates.

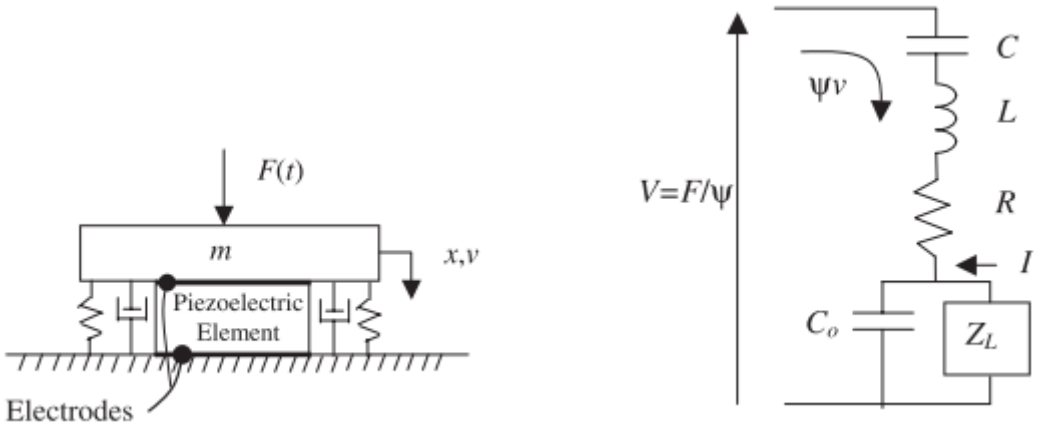
Ils avaient utilisé l'équation bien connue d'un système masse ressort à un degré de liberté (1DDL) (cf. figure 1.26) pour décrire le mouvement de la masse sismique par rapport au boîtier du générateur :

$$m\ddot{z} + c\dot{z} + kz = -m\ddot{y} \tag{7}$$

avec *m* est la masse sismique ; *k*, la constante du ressort ; *c*, le coefficient d'amortissement ; *y*, le déplacement du boîtier de générateur, et z, le déplacement relatif de la masse sismique par rapport au boîtier de générateur. La puissance électrique générée à partir d'une vibration sinusoïdale $y(t) = Y_0\cos(\omega t)$ s'exprime alors suivant la formule :

$$P = \frac{m\zeta_t Y_0^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^3 \omega^3}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left[2\zeta_t \frac{\omega}{\omega_n}\right]^2} \tag{8}$$

où ζ_t est le facteur d'amortissement du générateur ; ω_n la pulsation de résonance ; Y_0 l'amplitude de vibration et ω la pulsation de vibration. Cette approche de modélisation suppose que le couplage dans le domaine mécanique est seulement proportionnel à la vitesse. Ainsi, ce modèle convient au générateur électromagnétique dont l'effet électrique dû à la présence d'une charge résistive peut être représenté par un coefficient d'amortissement visqueux dans l'équation du mouvement mécanique [102]. Un générateur piézoélectrique, quant à lui, utilise la transduction piézoélectrique qui est différente de la transduction électromagnétique. Le mécanisme de transduction piézoélectrique est dû aux relations constitutives du matériau lui-même. L'effet du système électrique sur le système mécanique n'est pas nécessairement linéaire et il n'est pas nécessairement proportionnel à la vitesse [11].



a) b)

Figure 1.27 : Schéma d'un dispositif de récupération d'énergie piézoélectrique a) et son circuit équivalent b) [103].

L'effet piézoélectrique est pris en compte dans le modèle d'un système à 1DDL de Richards *et al.* [103]. Le dispositif de récupération d'énergie est constitué d'un élément piézoélectrique couplé à une structure mécanique. Une masse *m* est couplée à une surface fixe par un ressort de rigidité *k*, un amortisseur de coefficient *c* et un élément piézoélectrique polarisé selon l'épaisseur (cf. figure 1.27.a). Le système est sollicité par une fore *F* et l'énergie peut être extraite en connectant un circuit électrique aux électrodes de l'élément piézoélectrique. Étant donné que la force appliquée est harmonique et en supposant que la force mutuelle interne entre l'élément piézoélectrique et la masse *m* est négligée, la loi de Newton pour la masse *m* s'écrit :

$$F = j\omega m v + cv + \frac{k}{j\omega} v \tag{9}$$

où *v* est la vitesse de la masse *m* et ω la pulsation de la force *F*. La conversion d'énergie du système peut être représentée sous forme d'un circuit électrique équivalent (cf. figure 1.27.b). Dans ce schéma équivalent, la tension appliquée est F/ψ et le courant est ψv. Les équations régissant le fonctionnement d'un générateur piézoélectrique sont de la forme :

$$F = j\omega m v + cv + \frac{k_{eq}}{j\omega} v + \psi V \tag{10}$$

$$j\omega C_0 V = I + \psi v \tag{11}$$

où k_{eq} est la raideur équivalente ; ψ le facteur de couplage réciproque du système ; V l'amplitude de la tension aux bornes des électrodes ; I l'amplitude du courant dans l'élément piézoélectrique et C_0 la capacité statique de l'élément piézoélectrique. Les composants électriques qui modélisent l'impédance mécanique sont l'inductance $L = m/\psi^2$, la résistance $R = c/\psi^2$ et la capacité $C = \psi^2/k_{eq}$. On suppose qu'un circuit de charge électrique d'impédance passive Z_L est relié aux électrodes de l'élément piézoélectrique. La fréquence de résonance et le facteur de qualité du circuit RLC sont respectivement $\omega_n = (k_{eq}/m)^{1/2}$ et $Q_{sys} = (mk_{eq})^{1/2}/c$. Ces deux paramètres sont associés aux propriétés mécaniques du système couplé. Le facteur de couplage électromécanique du système est $k_{sys}^2 = C/(C_0 + C)$. Les composants électriques peuvent se réécrire sous les formes $L = 1/(\omega_n^2 C)$, $R = 1/(Q_{sys}\omega_n C)$, et $C_0 = C(1 - k_{sys}^2)/ k_{sys}^2$.

En supposant que l'impédance passive Z_L est une charge résistive de valeur R_L, la puissance électrique maximale à la fréquence de résonance ω_n à travers une résistance $R_L = 1/\omega_n C_0$ est écrite sous la forme [103] :

$$P_L = \frac{|F/\psi|^2}{2}\frac{|Z_t|^2}{|Z|^2}\frac{1}{R_L} \tag{12}$$

où Z_t est l'impédance parallèle de C_0 et R_L ; Z, l'impédance totale du circuit.

Les modèles d'un système à 1DDL pour modéliser un générateur piézoélectrique sont également développés par Dutoit *et al.* [104] ainsi que Roundy *et al.* [105]. La modélisation avec l'utilisation d'un système à 1DDL permet d'utiliser des expressions simples pour la description du système. Cependant, elle est approximative et limitée à un seul mode d'oscillation. Cette description ne prend pas en compte des aspects importants du système, tels que la répartition précise des contraintes, la forme du mode et la variation du couplage électromécanique selon l'emplacement de l'électrode [102].

Un autre type de modélisation utilise des paramètres distribués. Basées sur la théorie des poutres d'Euler Bernoulli, des solutions analytiques du système piézoélectrique couplé ont été obtenues dans Erturk et Inman [106], [107], [108]. Dans ces travaux, ils ont développé des solutions analytiques multimodales et des solutions approchées, valables au voisinage du mode fondamental du système piézoélectrique. D'autres modèles basés sur la théorie des poutres d'Euler Bernoulli sont présentés dans [109]–[111].

Les modèles analytiques fournissent une approche de modélisation rapide et simplifiée pour les systèmes de récupération d'énergie piézoélectrique. Ils permettent d'étudier les grandeurs de sortie telles que la puissance électrique récupérée, le déplacement induit en fonction des paramètres d'entrée du système. Malgré ces avantages, les modèles analytiques, y compris le modèle d'1DDL et le modèle des paramètres distribués, restent unidimensionnels ; le cas où l'élément piézoélectrique ne recouvre pas complètement le substrat ne peut pas être étudié avec ces modèles ; la masse sismique est traitée comme une masse ponctuelle, c'est-à-dire que les effets du moment d'inertie et du décalage du centre de masse sont ignorés, ce qui peut mener à une mauvaise estimation de la réponse électromécanique du système [112]. Nous nous intéressons donc dans les chapitres suivants à l'approche de la modélisation du générateur piézoélectrique par la méthode des éléments finis (EF). Certains travaux basés sur cette méthode sont présentés dans [113]–[117].

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les enjeux et les technologies de la récupération d'énergie. La récupération d'énergie vibratoire sert à alimenter des dispositifs autonomes en particulier dans des environnements difficilement accessibles où le remplacement des batteries n'est pas trivial. Les principaux enjeux de la technologie de récupération d'énergie vibratoire sont les suivants : une fréquence de vibration des sources ambiantes est typiquement faible (< 200 Hz voire 50 Hz dans certaines applications) ; une miniaturisation est requise dans certaines applications comme par exemple les dispositifs médicaux implantables (< 1 cm^3).

Parmi les technologies de récupération d'énergie vibratoire, la technologie basée sur les matériaux piézoélectriques s'avère être la plus prometteuse. Les générateurs piézoélectriques sont performants et peuvent être miniaturisés, contrairement aux générateurs électromagnétiques. Des générateurs piézoélectriques avec des structures variées sont proposés par la communauté. Grâce à sa capacité d'amplification mécanique, la structure de type « poutre » figure comme la meilleure candidate en présence de faibles accélérations.

Les générateurs de type MEMS sont intéressants au niveau de la miniaturisation et de leur compatibilité avec la technologie CMOS mais leur performances sont assez faibles dans la gamme des basses fréquences et même s'ils peuvent atteindre des basses fréquences, leur structure est très fragile due à une taille de masselotte importante. Nous présentons dans ce

document une approche alternative basée sur l'amincissement des matériaux piézoélectriques massifs pour fabriquer des dispositifs de récupération d'énergie qui peuvent éventuellement offrir de meilleures performances en termes de puissance électrique récupérée tout en autorisant un certain degré de miniaturisation du dispositif.

Pour modéliser et concevoir un tel dispositif, des modèles analytiques 1D ont été développés. Ce sont des modèles simples et rapides à exploiter mais ils atteignent leurs limites quand le problème modélisé est plus complexe. De son côté, la modélisation par la méthode des éléments finis permet de résoudre des problèmes difficiles dans de nombreux domaines physiques et également de résoudre des problèmes couplés comme c'est le cas pour les récupérateurs piézoélectriques. Nous nous orientons donc vers cette stratégie de modélisation, d'autant plus que, du point de vue de l'industrie, nous avons besoin d'un outil qui puisse réaliser des conceptions tridimensionnelles (3D) de nos dispositifs. Cela s'avère nécessaire en vue de leur intégration dans un module autonome.

Chapitre 2 : Modélisation par la méthode des éléments finis et basée sur l'impédancemétrie

Nous avons présenté dans le chapitre précédent nos dispositifs de récupération d'énergie vibratoire. Ce sont des structures multicouches piézoélectriques de type poutre cantilever. Dans le but d'optimiser la conception de ces dispositifs, nous allons construire des modèles basés sur la méthode des éléments finis (EF). Ces modèles nous permettent de modéliser les comportements électromécaniques de ces dispositifs et de prédire les grandeurs de sortie notamment la puissance électrique récupérée par ces dispositifs lorsqu'ils sont en fonctionnement. Pour construire un modèle basé sur la méthode des EF, nous avons besoin de connaître les propriétés des matériaux composant le dispositif, notamment le matériau piézoélectrique. Le jeu des paramètres fourni par le fournisseur n'est malheureusement pas consistant puisque créé à partir de la caractérisation de plusieurs échantillons de géométries différentes du même matériau [118]. Or un jeu de paramètres fiables est important pour construire un modèle EF précis. Nous allons donc présenter dans ce chapitre une stratégie pour identifier finement des paramètres effectifs de la couche piézoélectrique qui seront ensuite utilisés dans des modèles EF.

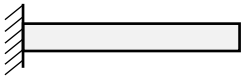
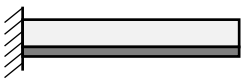
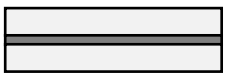
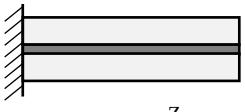
Afin de mener la modélisation des dispositifs piézoélectriques pour la récupération d'énergie vibratoire, trois types d'échantillons ont été considérés, de complexité croissante : une couche de matériau actif en PZT ; un unimorphe, c'est à dire une structure bicouche composée d'une couche PZT collée sur un substrat amorphe et élastique et enfin un bimorphe, c'est à dire une structure tri-couches constituée de deux couches de céramique PZT collées de part et d'autre d'un même substrat amorphe et élastique.

Puisque l'unimorphe et le bimorphe sont des structures multicouches basées sur l'emploi d'une ou plusieurs couches de PZT, il apparaît nécessaire d'évaluer en premier lieu le comportement de cette couche piézoélectrique seule et d'en identifier les paramètres effectifs avant d'aller vers la modélisation d'une structure plus complexe. En effet, il est bien connu que les propriétés des matériaux piézoélectriques dépendent de leur épaisseur [119], [120]. Il est donc probable que, suite à notre procédé de fabrication, qui comprend une étape d'amincissement, les propriétés de la couche piézoélectrique évoluent.

Ainsi, dans un premier temps, l'identification des paramètres effectifs du matériau piézoélectrique, basée sur l'emploi d'un modèle d'admittance analytique unidimensionnel, (1D) sera abordée. Ces paramètres serviront dans un second temps de paramètres d'entrée pour l'élaboration de modèles pertinents, tridimensionnels (3D), basés sur la méthode des EF de dispositifs piézoélectriques pour la récupération d'énergie. Ces dispositifs devant être à terme fixés sur une structure externe, il convient dans un troisième temps d'étudier l'influence de cet encastrement sur les résultats de simulation de ces trois structures (PZT, unimorphe, bimorphe)

Les trois types d'échantillons sont ainsi étudiés dans deux configurations de conditions aux limites mécaniques : libre-libre (LL), encastré-libre (EL). Le tableau 2.1 résume les différents cas d'étude abordés dans ce chapitre.

Tableau 2.1 : Introduction de tous les types de modélisation de notre étude.

	Impédance (^{Z})	
Conditions aux limites / **Structure modélisée**	**Libre-Libre (LL)**	**Encastré-Libre (EL)**
Couche PZT (PZT)	 PZT-LL^{Z}	 PZT-EL^{Z}
Unimorphe (UNI)	 UNI-LL^{Z}	 UNI-EL^{Z}
Bimorphe (BIM)	 BIM-LL^{Z}	 BIM-EL^{Z}

1. Modélisation par EF 3D en condition « libre-libre »

Du fait que les propriétés piézoélectriques, mécaniques et diélectriques du matériau PZT diffèrent de celles du matériau massif [119],[121], il est nécessaire de déterminer

expérimentalement les paramètres du modèle décrivant le mieux possible le comportement du système. Ainsi, le but est d'obtenir un jeu de paramètres effectifs afin de construire un modèle EF de récupérateur d'énergie piézoélectrique réaliste. Dans le cas présent, il s'agit de récupérateurs constitués d'au moins une couche active piézoélectrique. Ainsi, une première étape consiste à étudier particulièrement cette couche piézoélectrique (cf. figure 2.1).



Figure 2.1 : Première étape de l'étude : passage d'une structure multicouche à une couche.

1.1. Cas de la couche PZT

1.1.1. Modèle analytique 1D

Pour déterminer une partie des coefficients du modèle EF 3D, le modèle 1D analytique développé par Brissaud [122] est utilisé [123]. Ce modèle unidimensionnel décrit les modes de résonance d'une plaque mince (cf. figure 2.2) respectant les conditions suivantes :

- Conditions géométriques : $L \gg w, h$ (L est la longueur, w est la largeur et h est l'épaisseur de l'échantillon) ; ainsi, le mode d'extension latérale est principalement étudié.
- Conditions mécaniques : le matériau est totalement libre ; les contraintes et déformations sont toutes nulles sauf T_1 ($T_2 = T_3 = T_4 = T_5 = T_6 = 0$ et $T_1 \neq 0$) et S_1 ($S_2 = S_3 = S_4 = S_5 = S_6 = 0$) dans le matériau.
- Conditions électriques : le déplacement électrique et le champ électrique sont nuls dans le plan (x_1, x_2) ($D_1 = D_2 = 0$, $E_1 = E_2 = 0$) car l'échantillon est métallisé sur ses deux faces planes inférieures et supérieures ; le sens de polarisation est perpendiculaire à ces deux surfaces.

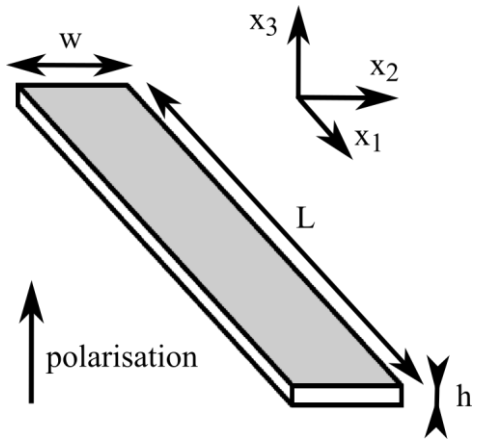


Figure 2.2 : Couche piézoélectrique étudiée.

Ainsi, les équations constitutives de la piézoélectricité sont réduites à :

$$\begin{cases} S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ S_2 = s_{12}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ S_3 = s_{13}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ D_3 = d_{31} T_1 + \varepsilon_{33}^T E_3 \end{cases} \tag{13}$$

L'impédance est l'inverse de l'admittance, notée :

$$Z = \frac{1}{Y} \tag{14}$$

L'admittance électrique Y selon le mode latéral considéré est égale à [122] :

$$Y = jC_0\omega \left[1 + \frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2} \frac{\tan \frac{\alpha_1 L}{2}}{\frac{\alpha_1 L}{2}} \right] \tag{15}$$

avec α_1 est le nombre d'onde et C_0 est la capacité bloquée définie par l'équation :

$$C_0 = \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2) \frac{wL}{h} \tag{16}$$

où ε_{33}^T est la permittivité diélectrique à contrainte constante et k_{31} est le coefficient de couplage électromécanique du mode latéral :

$$k_{31} = \sqrt{\frac{\frac{-\pi f_a}{2f_r}\cot\left(\frac{\pi f_a}{2f_r}\right)}{1 - \frac{\pi f_a}{2f_r}\cot\left(\frac{\pi f_a}{2f_r}\right)}} \quad (17)$$

Dans l'équation (17), f_r est la fréquence à laquelle la valeur de Z (respectivement Y) est minimale (maximale), appelée la fréquence de résonance (Z_r) ; f_a est la fréquence à laquelle la valeur de Z (respectivement Y) est maximale (minimale), appelée la fréquence d'anti-résonance (Z_a). En mesurant la fréquence de résonance f_r et la fréquence d'anti-résonance f_a du mode d'extension latérale, le coefficient de souplesse s_{11}^E est déterminé avec la formule suivante :

$$s_{11}^E = \frac{1}{4\rho(Lf_r)^2} \quad (18)$$

et le coefficient piézoélectrique d_{31} est déterminé en utilisant l'équation suivante :

$$d_{31}^2 = k_{31}^2 s_{11}^E \varepsilon_{33}^T \quad (19)$$

où ε_{33}^T est déterminée en mesurant la capacité bloquée C_0 à $2f_r$ et k_{31} est déduit de l'équation (17). Le processus de détermination des paramètres effectifs du matériau piézoélectrique est résumé dans la figure 2.3.

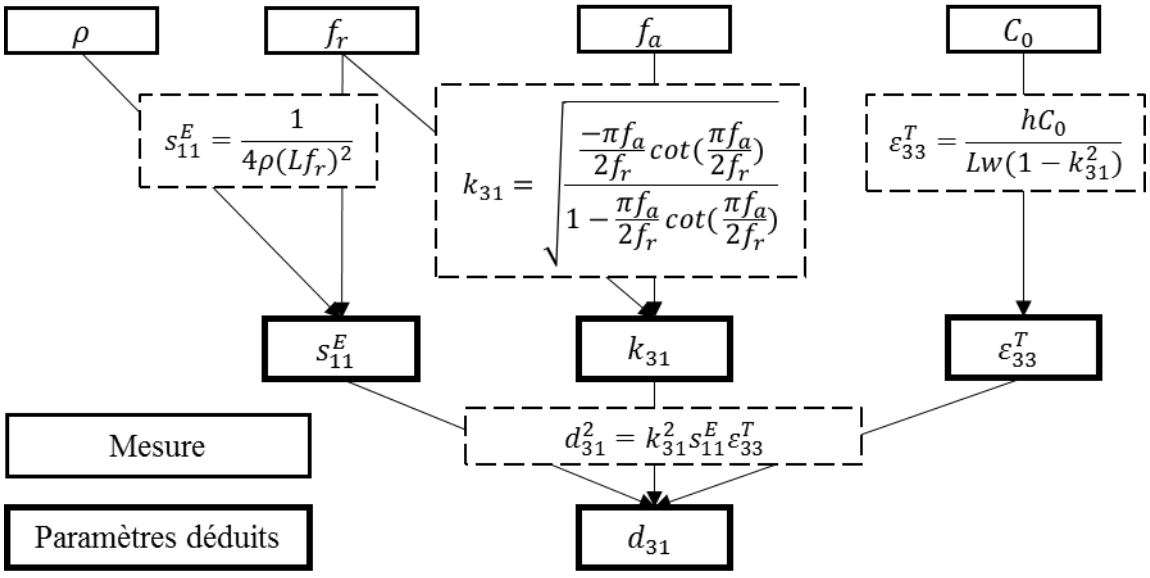


Figure 2.3 : Schéma de la méthode de détermination des coefficients de matériau piézoélectrique.

Le modèle EF nécessite pour sa mise en œuvre les tenseurs mécaniques, diélectriques et piézoélectriques complets du matériau. De ce fait, la question se pose de la détermination de la totalité des coefficients des 3 tenseurs. Pour y répondre, l'influence de tous les coefficients de ces 3 tenseurs sur le module de l'impédance électrique a été étudiée, et plus précisément sur les valeurs des fréquences de résonance et d'anti-résonance, ainsi que sur l'amplitude du module de l'impédance à ces fréquences. Une étude de sensibilité a donc été menée en faisant varier tous les coefficients qui n'ont pas été déterminés préalablement par le modèle analytique 1D décrit ci-dessus. Cette étude fait l'objet de l'article [124] inséré en annexe 1. La conclusion de cette étude est que tous les coefficients autres que (s_{11}^{E}, d_{31}, ε_{33}^{T}) n'ont aucun effet ou ont un effet négligeable sur le calcul de l'impédance par le modèle EF 3D.

1.1.2. Etude expérimentale

Dans cette partie, nous présentons l'aspect expérimental de notre étude sur la mesure d'impédance électrique d'une couche PZT en configuration libre-libre. La mesure d'impédance électrique nous permet de déterminer les paramètres effectifs de la couche PZT qui vont ensuite être introduits dans un modèle EF 3D.

1.1.2.1. Configuration expérimentale

La méthode décrite ci-dessus a été appliquée à la détermination des paramètres effectifs de notre échantillon constitué d'une plaque mince de céramique PZT de dimensions 4 mm x 39 mm x 150 µm. Cet échantillon est fabriqué à partir d'une plaque en PZT de 40 mm x 40 mm x 420 µm. La plaque est amincie à l'épaisseur nominale de 150 µm, ensuite l'échantillon est métallisé et enfin détouré à sa forme finale. L'impédance électrique de l'échantillon est mesurée dans le domaine fréquentiel grâce à un analyseur d'impédance. La mesure est faite en posant la couche PZT sur une électrode en cuivre qui permet la reprise de contact avec l'électrode inférieure de l'échantillon (cf. figure 2.4). L'échantillon peut ainsi être relié à un analyseur d'impédance.

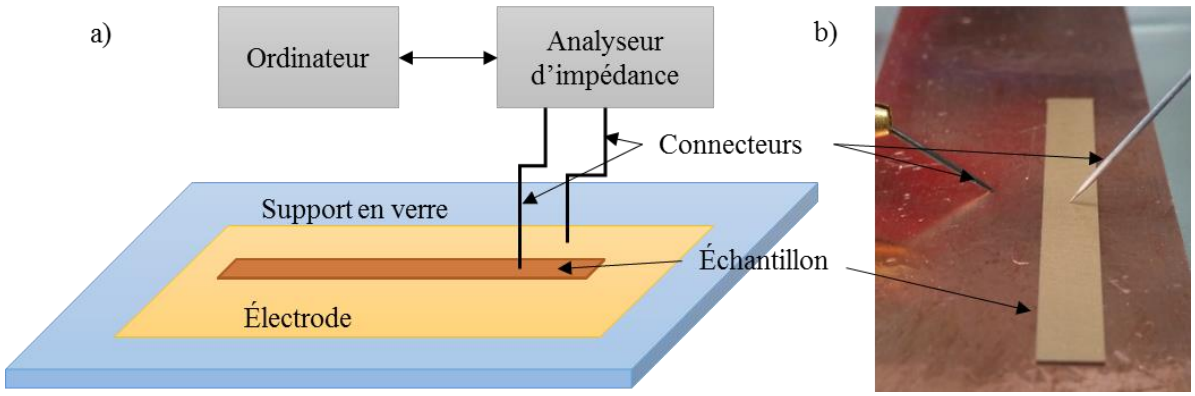


Figure 2.4 : Schéma de la configuration expérimentale a) et vue réelle b).

Les données sont acquises par un ordinateur via le logiciel Matlab à l'aide du module d'instrumentation (Instrument Control Toolbox). Le schéma du banc et le principe de mesure sont présentés dans la figure 2.5.

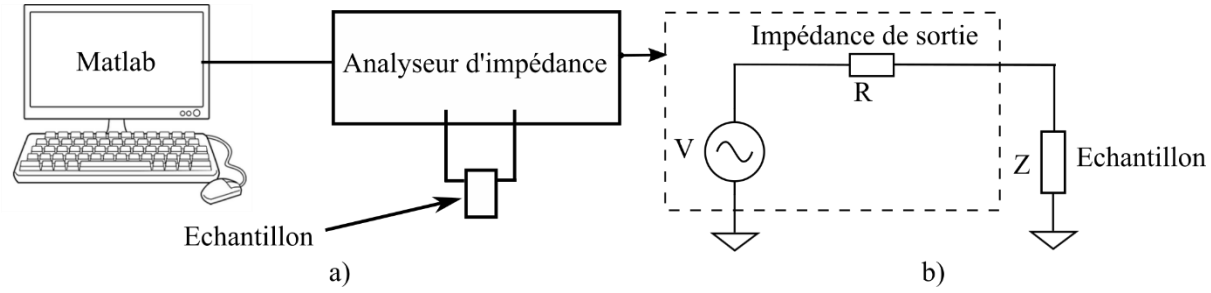


Figure 2.5 : Schéma du banc de mesure d'impédance a) et principe de mesure b).

La tension d'excitation (V) est fixée à une valeur de 0,1 V. L'impédance Z de l'échantillon forme avec l'impédance R de sortie de l'analyseur un pont diviseur de tension ce qui en permet la mesure (cf. figure 2.5.b).

L'impédance électrique de l'échantillon est mesurée en faisant varier la fréquence d'excitation. Du fait que l'on souhaite à terme récupérer l'énergie vibratoire de sources réelles à basse fréquence, il convient d'étudier le comportement électromécanique au voisinage du premier mode de résonance du dispositif.

1.1.2.2. Dispersion liée à l'incertitude sur la mesure d'impédance

La mesure de l'impédance est faite à l'aide d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A. Une dispersion de la mesure d'impédance de nos 10 échantillons supposés identiques a été observée, notamment au niveau de son module Z_r (cf. figure 2.6).

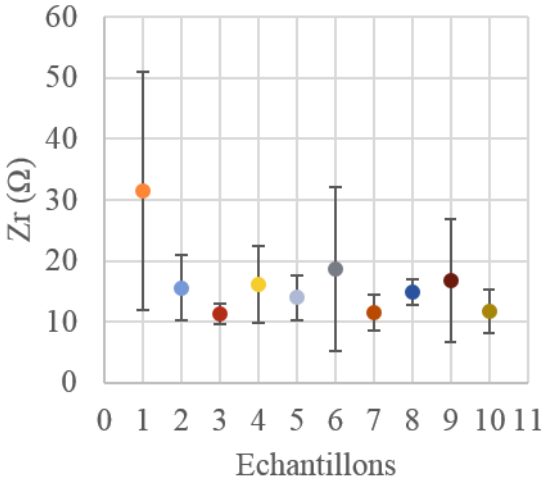


Figure 2.6 : Dispersion des mesures de l'impédance Z_r effectuées sur 10 échantillons supposés identiques.

La dispersion observée dans la figure 2.6 peut provenir :

- Des erreurs de mesure, peuvent être dues à l'appareil de mesure, les contacts électriques, …
- Des imperfections géométriques de chacun des 10 échantillons.

Afin d'étudier cette dispersion observée sur la mesure d'impédance, deux appareils différents sont utilisés : un analyseur Agilent 4294A (ci-après dénommé Agilent) et un analyseur HIOKI IM3570 (ci-après dénommé HIOKI). L'étude est réalisée sur 10 échantillons de dimensions 3 mm x 39 mm x 150 µm. Pour chaque échantillon, dix mesures d'impédance sont effectuées. Entre chaque mesure, les connecteurs sont relevés puis rabaissés.

La variation de la mesure de Z_r est présentée à la figure 2.7. Une variation maximale de 40,1 % est constatée sur les mesures réalisées avec le HIOKI, contre 71,8 % avec l'Agilent.

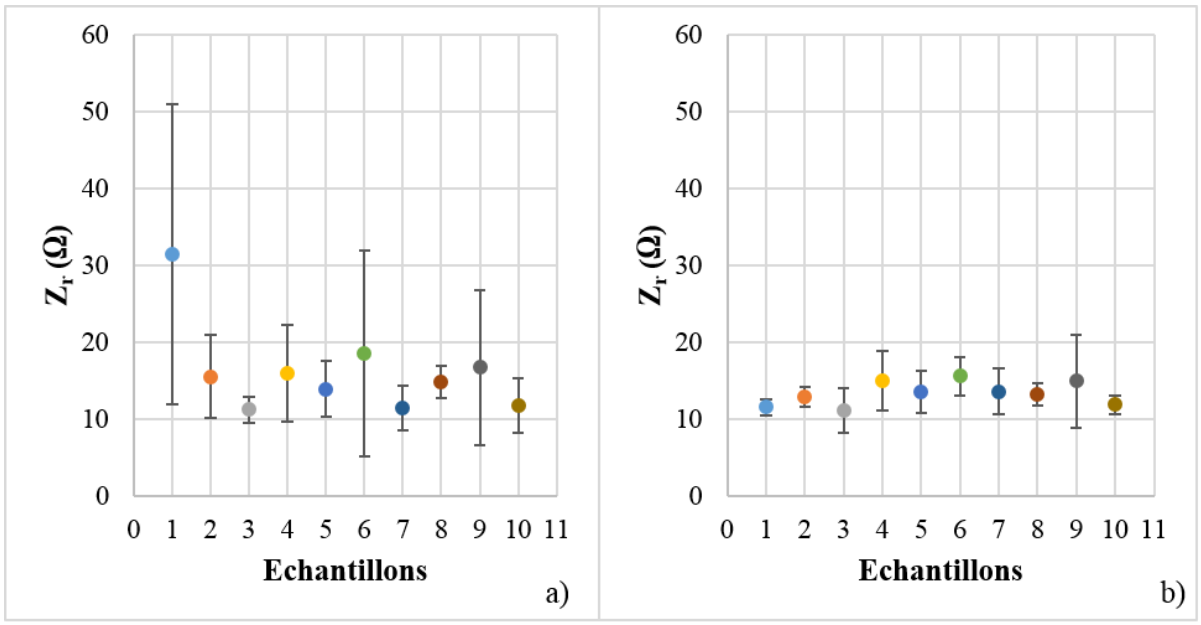


Figure 2.7 : Dispersion des mesures de Z_r de 10 échantillons (10 mesures pour chaque échantillon) avec l'Agilent a) et le HIOKI b).

En ce qui concerne la variation de la fréquence de résonance f_r, la dispersion est faible quel que soit l'appareil de mesure (< 0,05 % des écarts à la moyenne) (cf. figure 2.8) : cette mesure est stable pour les deux appareils.

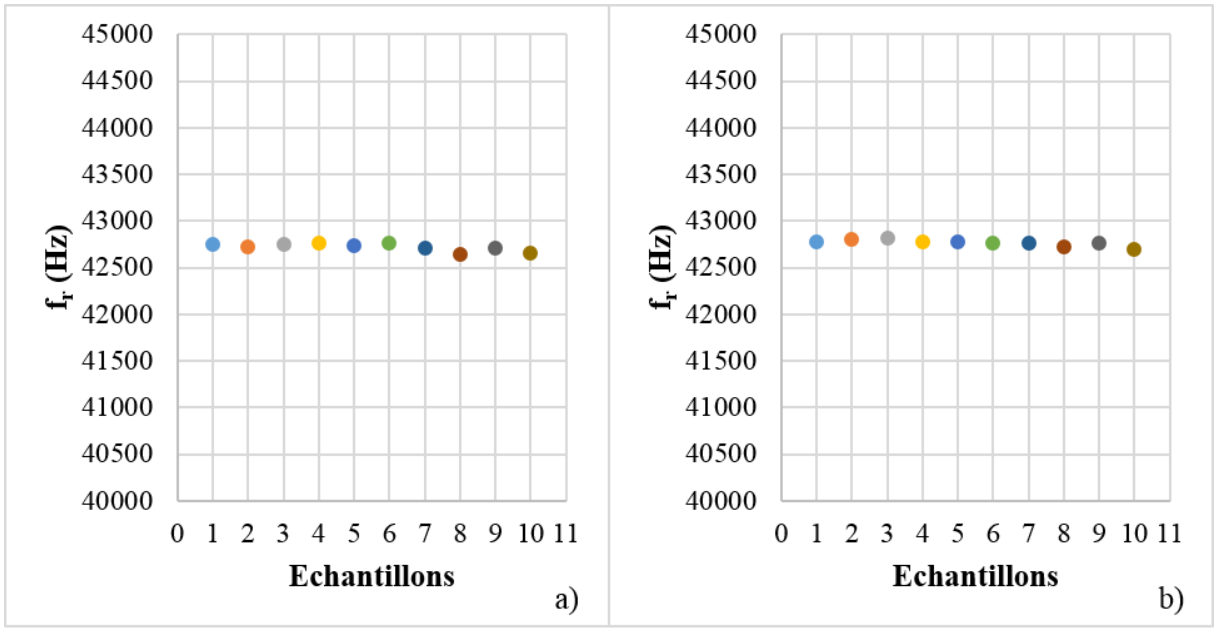


Figure 2.8 : Dispersion des mesures de f_r de 10 échantillons (10 mesures pour chaque échantillon) avec les analyseurs Agilent a) et HIOKI b).

Cette étude montre une variation importante des impédances Z_r mesurées avec l'Agilent sur une couche PZT libre-libre tandis que le HIOKI donne une variation assez faible. La moyenne des écarts relatifs dans les deux cas est de 37,9 % et 19,1 % respectivement (cf. tableau 2.2). Ainsi, ces différents essais ont conduit au choix du HIOKI pour effectuer toutes les mesures d'impédance.

Tableau 2.2 : Ecarts relatifs du paramètre Z_r des deux appareils

Grandeurs physiques	**Ecarts relatives à la moyenne (%)**	
	Agilent	HIOKI
Z_r	37,9	19,1

1.1.3. Modèle EF 3D

Le comportement électromécanique de la couche PZT est modélisé en utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics®. Nous avons utilisé les modules suivants : mécanique du solide, électrostatique, circuit électrique et le couplage multi-physique « effet piézoélectrique » pour calculer l'impédance électrique de la couche PZT. Les paramètres de la modélisation sont listés ci-dessous :

- Dimensions géométriques : 4 mm x 39 mm x 150 µm.
- Maillage : l'échantillon est maillé avec 500 éléments hexaédriques de 0,8 mm x 0,78 mm x 75 µm.
- Matériau : la relation charge-déformation est choisie pour modéliser la couche PZT, cela demande la connaissance des matrices des coefficients de souplesse s_{ij}^E, des constantes piézoélectriques d_{ij} et des coefficients de permittivité relative ε_{ij}^T.
- Conditions aux limites : l'échantillon est libre partout, aucune contrainte mécanique n'est appliquée ; l'échantillon est sollicité par une tension alternative de 0,1 V.
- Domaine fréquentiel : 40 kHz – 48 kHz avec une précision de 10 Hz.

1.1.4. Ajustement par introduction des pertes

La figure 2.9 montre le module de l'impédance mesurée comparé à celui obtenu avec les modèles analytique 1D (AN 1D) et EF 3D utilisant la base de données du matériau fournie par le constructeur. Une différence notable est observée entre la mesure et les modèles.

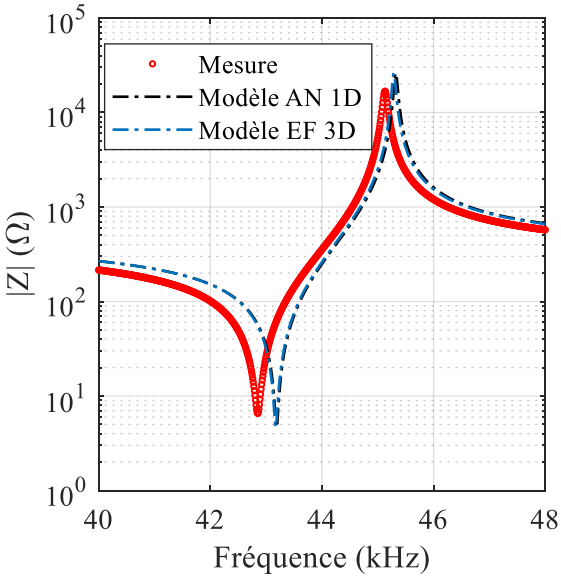


Figure 2.9 : Comparaison du module de l'impédance entre l'expérience et les modèles AN 1D et EF 3D.

Tableau 2.3 : Comparaison entre l'expérience et les modèles AN 1D et EF 3D : coefficient de détermination

	R^2 (%)
Modèle analytique 1D	23,68
Modèle EF 3D	31,49

Le tableau 2.3 présente les valeurs du coefficient de détermination (R^2 – ce coefficient est une mesure de la qualité de la prédiction d'une régression, il est égal au carré du coefficient de corrélation) obtenues à partir des courbes de la figure 2.9. La valeur de R^2 est à peine supérieure à 30 % dans le cas du modèle EF 3D.

Pour améliorer l'accord entre les modèles et la mesure, nous introduisons des pertes élastiques et des pertes diélectriques en utilisant les coefficients complexes ci-dessous :

$$s_{11}^{E} = s_{11r}^{E}(1 - j\theta s_{11}^{E}) \quad (20)$$

$$\varepsilon_{33}^{T} = \varepsilon_{33r}^{T}(1 - j\theta \varepsilon_{33}^{T}) \quad (21)$$

où θs_{11}^{E} et $\theta \varepsilon_{33}^{T}$ sont les facteurs de pertes mécaniques et de pertes diélectriques respectivement.

Les deux types de pertes ont été évalués en ajustant le modèle analytique 1D avec la mesure. Dans un premier temps, pour estimer le facteur de pertes diélectriques, une hypothèse de simplification basse fréquence est appliquée à l'équation (14) ce qui permet d'exprimer l'admittance de la façon suivante :

$$Y \approx jC_0\omega,\ \omega \rightarrow 0 \tag{22}$$

De ce fait, le facteur de pertes diélectriques peut être exprimé de la manière suivante :

$$\theta\varepsilon_{33}^{T} = \tan\left|\frac{\text{real}(Z)}{\text{imag}(Z)}\right| \tag{23}$$

où real(Z) est la partie réelle de l'impédance ; et imag(Z), la partie imaginaire.

Ainsi, en mesurant la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance à basse fréquence (typiquement à 1 kHz), le facteur de pertes diélectriques peut être identifié.

Dans un second temps, une fonction d'ajustement basée sur le module d'optimisation (*Optimization Toolbox*) de Matlab est développée. L'algorithme utilisé, reposant sur la méthode des points intérieurs [125], permet de résoudre des problèmes multi-variables non linéaires en prenant en compte les contraintes sur les variables elles-mêmes. Dans notre cas, les paramètres d'entrée sont Y, f_r, f_a, C_0 et $\theta\varepsilon_{33}^{T}$ et le paramètre de sortie est θs_{11}^{E} (cf. figure 2.10).

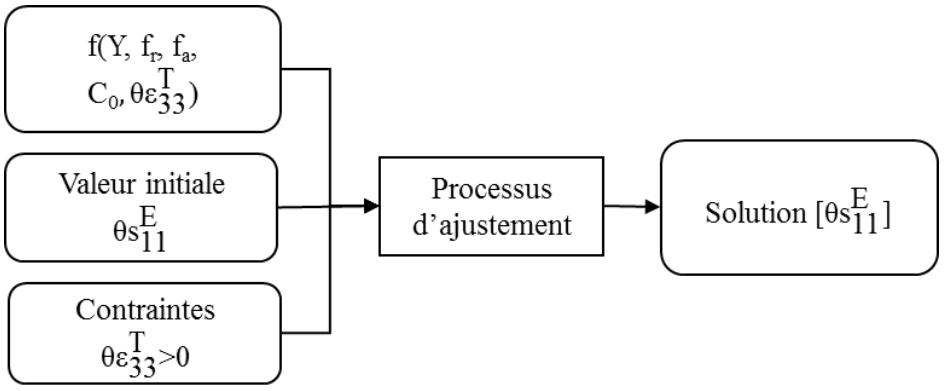


Figure 2.10 : Processus d'ajustement des pertes élastiques.

Après avoir déterminé et ajusté les paramètres effectifs du matériau piézoélectrique, ces paramètres dits « identifiés » et ceux donnés par le constructeur sont reportés et comparés dans le tableau 2.4.

Tableau 2.4 : Paramètres effectifs identifiées et ceux du constructeur.

Paramètres	Valeurs du constructeur	Valeurs identifiées	Ecarts
$s_{11}^{E}[m^2/N]$	1,12E-11	1,14E-11	2%
$\varepsilon_{33}^{T}/\varepsilon_0$	1054	1238	17%
$d_{31}[pC/N]$	-109	-123,19	13%
$\theta\varepsilon_{33}^{T}$	0,002	0,0046	130%
θs_{11}^{E}	0,0011	0,0019	73%

Ces valeurs sont globalement du même ordre de grandeur et, mis à part les termes de pertes, on constate que les écarts entre les valeurs identifiées et celles du constructeur sont inférieurs à 20 % ce qui est conforme à la tolérance précisée par le constructeur.

La figure 2.11 montre les valeurs du module de l'impédance mesurées comparées à celles obtenues avec les modèles AN 1D et EF 3D avant ajustement (a) et après ajustement (b).

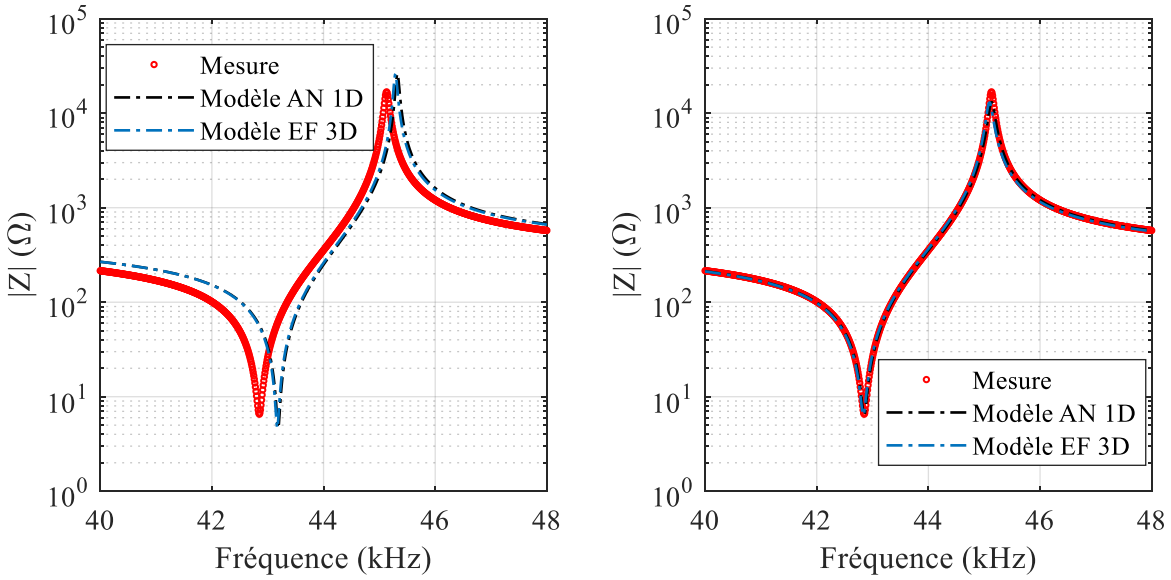


Figure 2.11 : Comparaison du module de l'impédance entre l'expérience et les modèles théoriques avant a) et après ajustement b).

Le tableau 2.5 présente les valeurs du coefficient de détermination (R^2) obtenu à partir des courbes de la figure 2.11. Après ajustement, la valeur du coefficient de détermination passe de 31,49 % à 92,95 % entre l'impédance mesurée et celle obtenue par le modèle EF 3D.

Tableau 2.5 : Comparaison des modèles et de la mesure d'impédance électrique avant et après ajustement

	R^2 avant ajustement (%)	R^2 après ajustement (%)
Modèle analytique 1D	23,68	96,41
Modèle EF 3D	31,49	92,95

De plus, les écarts entre les valeurs expérimentales et celles issues du modèle numérique de f_r, Z_r, f_a, Z_a sont résumés dans le tableau 2.6. Les écarts des fréquences de résonance f_r, et d'anti-résonance f_a sont très faibles ($\Delta < 0,1$ %). Il en va de même en ce qui concerne l'impédance à la résonance Z_r ($\Delta < 2$ %). Cela montre l'efficacité de notre modèle EF 3D après ajustement des paramètres du matériau PZT. Toutefois, en ce qui concerne l'impédance à l'anti-résonance Z_a, cet écart reste important ($\Delta > 20$ %).

Tableau 2.6 : Ecart relatif entre le modèle EF 3D et l'expérience

	EF 3D	Mesure	Ecart relatif Δ (%)
f_r (Hz)	42830	42850	0,05
f_a (Hz)	45090	45130	0,09
Z_r (Ω)	6,448	6,527	1,21
Z_a (Ω)	13040	16820	22,47

1.1.5. Influence des dimensions géométriques de l'échantillon

Pour évaluer les dimensions géométriques de nos échantillons, nous avons utilisé deux microscopes différents. La longueur et la largeur de tous les échantillons sont mesurées avec un microscope VIDEO RAMA (résolution minimale : 1 µm). Les épaisseurs sont quant à elles mesurées grâce à un microscope optique Leica (résolution minimale : 0,1 µm, figure 2.12.a). Un comparateur digital de marque Mitutoyo (résolution minimale : 0,5 µm, figure 2.12.b) est également utilisé pour vérifier l'épaisseur mesurée par le microscope Leica. Les deux appareils donnent des résultats sensiblement identiques.



a) b)

Figure 2.12 : Mesure de l'épaisseur avec un microscope optique a) et un comparateur digital b).

Ainsi, l'épaisseur d'une couche PZT est mesurée 5 fois en différents points répartis le long de l'échantillon. La moyenne est de 152,5 µm et l'écart-type de 0,6 µm (cf. tableau 2.7). L'épaisseur de l'échantillon est donc assez homogène tout au long de la poutre.

Tableau 2.7 : Evaluation de l'incertitude de mesure de l'épaisseur d'une couche PZT.

Mesure	**1er**	**2ème**	**3ème**	**4ème**	**5ème**	**Moyenne**	**Ecart-type**
Epaisseur mesurée par Leica (µm)	152,7	151,5	152,5	152,7	153,0	152,5	0,6
Epaisseur mesurée par Mitutoyo (µm)	152,5	152,0	152,5	152,5	153,0	152,5	0,4

Pour évaluer l'influence de cette dispersion sur les résultats de simulation, le module de l'impédance est tracé pour 3 valeurs d'épaisseur : l'épaisseur moyenne et l'épaisseur moyenne à +/-0,6 µm (respectivement 151,9 µm et 153,1 µm). Ces courbes sont comparées sur la figure 2.13 aux valeurs mesurées entre 40 kHz et 48 kHz par pas de 10 Hz. Il apparaît que les courbes d'impédance issues du modèle EF 3D sont fortement similaires à celle obtenues expérimentalement sur cette gamme de fréquences. De plus, comme le montre le tableau 2.8, une variation d'épaisseur de 0,4 % conduit à une variation maximale de 0,4 % sur le calcul des impédances Z_r et Z_a, et à une variation quasi-nulle sur le calcul des fréquences f_r, f_a. On peut

donc conclure que l'incertitude de l'épaisseur a un effet négligeable sur les résultats de notre simulation.

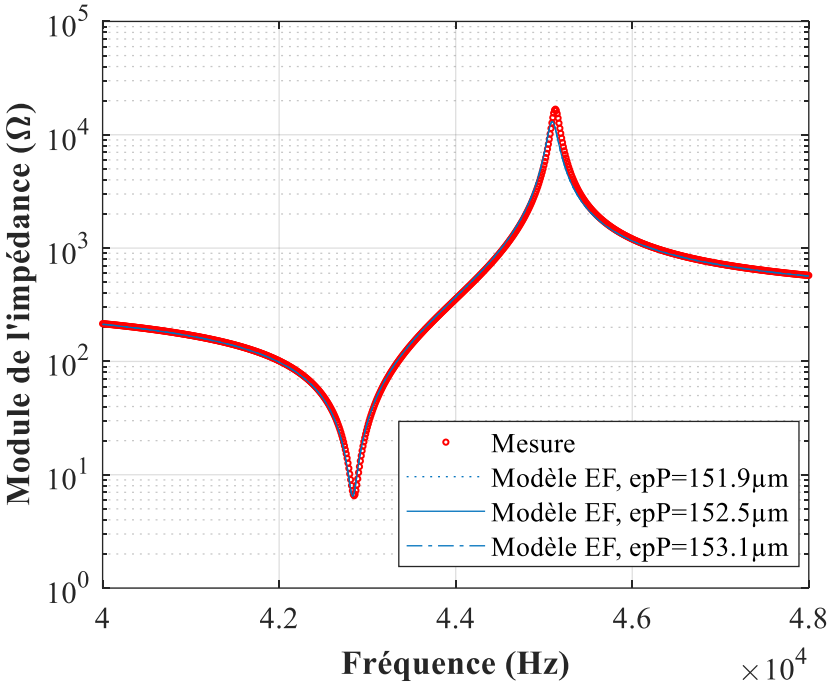


Figure 2.13 : Effet de l'incertitude de l'épaisseur sur l'impédance d'une couche PZT-LL^{Z}.

Par la suite, on considèrera comme situation de référence une épaisseur moyenne de couche PZT de 152,5 µm. En conclusion, les écarts entre les valeurs expérimentales et celles issues du modèle numérique de f_r, Z_r, f_a, Z_a sont résumés dans le tableau 2.8. Les écarts des fréquences de résonance f_r, et d'anti-résonance f_a sont très faibles ($\Delta < 0{,}1$ %). Il en va de même de l'impédance à la résonance Z_r ($\Delta < 1{,}5$ %). Toutefois, en ce qui concerne l'impédance à l'anti-résonance Z_a, cet écart reste toujours important ($\Delta > 20$ %). Cet écart n'est pas un problème en soi dans notre étude, car nous cherchons à modéliser le plus fidèlement possible le cantilever en fonctionnement générateur, et non son impédance.

Tableau 2.8 : Effet de l'incertitude de l'épaisseur sur les paramètres f_r, f_a, Z_r, Z_a.

	Modèle EF 3D				**Mesure**	**Ecart relatif entre le modèle EF 3D$_{ref}$ et la mesure Δ (%)**
	151,9 µm	152,5 µm (ref)	153,1 µm	Ecart maximal Δ (%)		
f_r (Hz)	42830	42830	42830	<0,01	42850	0,05
f_a (Hz)	45090	45090	45090	<0,01	45130	0,09
Z_r (Ω)	6,423	6,448	6,474	0,40	6,527	1,21
Z_a (Ω)	12990	13040	13090	0,38	16820	22,47

1.2. Cas de l'unimorphe en condition « libre-libre »

1.2.1. Description du dispositif

L'unimorphe est une structure composée d'une couche PZT et d'une couche de matériau élastique, appelée shim (cf. figure 2.14). Le processus de fabrication de notre échantillon unimorphe est décrit dans [126].

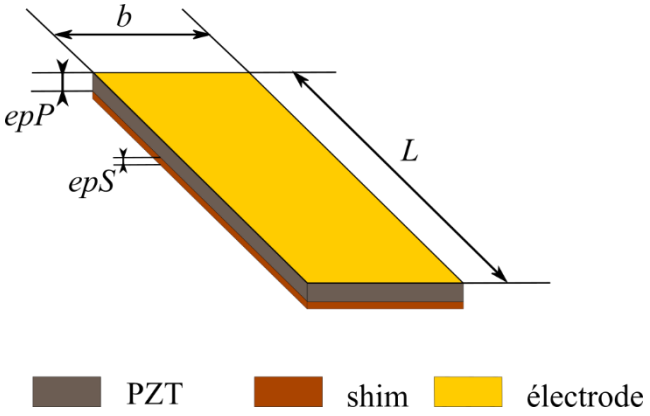


Figure 2.14 : Structure d'un unimorphe.

Nous avons utilisé un shim en laiton. Les propriétés de ce matériau sont communiquées par le fournisseur [127] et regroupées dans le tableau 2.9.

A l'instar de la couche PZT, les paramètres géométriques de l'unimorphe sont mesurés et sont reportés, après avoir été moyennés, dans le tableau 2.10. La valeur moyenne de l'épaisseur du PZT est égale à 150,8 µm avec un écart-type de ±0,3 µm lié au procédé de fabrication, notamment après l'étape de rectification. Les valeurs des paramètres de la longueur et de la largeur sont 39 mm et 4 mm respectivement, avec une précision de l'ordre du micromètre.

Tableau 2.9 : Propriétés du laiton

Propriété	Valeur
Masse volumique (kg/m3)	8450
Module de Young (Gpa)	110
Coefficient de Poisson	0,35

Tableau 2.10 : Paramètres géométriques de l'unimorphe

	Laiton	**PZT**
Largeur *b* (mm)	4	4
Longueur *L* (mm)	39	39
Epaisseurs *epS* et *epP*	14	150,8

En réalité, la couche de shim est collée sur la couche PZT. La figure 2.15 montre que l'épaisseur de la couche de colle est très faible (de l'ordre de quelques nanomètres) et son homogénéité est difficilement évaluable. La couche d'électrode est également très faible (~20 nm). De ce fait, le comportement mécanique de la couche de colle et de la couche d'électrode ne seront pas prises en compte dans le modèle EF.

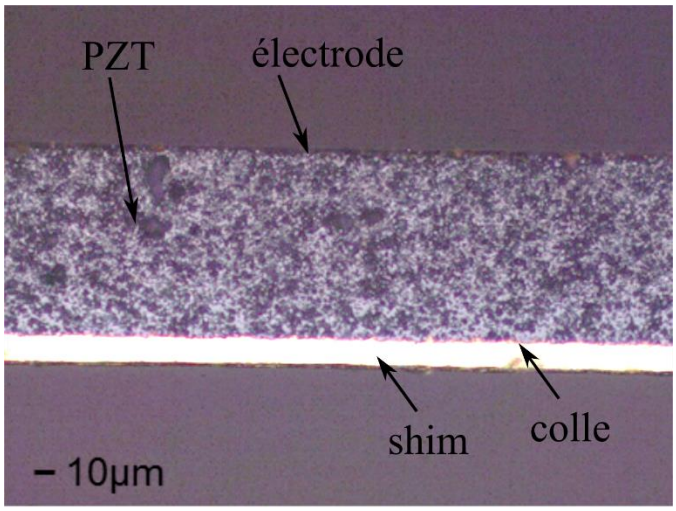


Figure 2.15 : Photo au microscope (x20) d'un unimorphe.

1.2.2. Modèle EF 3D

A l'instar de la modélisation de la couche PZT, les paramètres de la modélisation sont :

- Les dimensions géométriques : les paramètres géométriques sont résumés dans le tableau 2.10.
- Le maillage : 500 éléments hexaédriques de 0,8 mm x 0,78 mm x 75,4 µm pour la couche PZT et 500 éléments hexaédriques de 0,8 mm x 0,78 mm x 7 µm pour la couche de shim.

- Les matériaux : les paramètres de la couche PZT sont identifiés dans la §1.1 et résumés dans le tableau 2.4 ; les paramètres du laiton sont donnés dans le tableau 2.9.
- Les conditions aux limites : l'échantillon est libre partout, aucune contrainte mécanique n'est appliquée ; l'échantillon est sollicité par une tension alternative de 0,1 V.
- Étendue du domaine fréquentiel : 40 kHz – 48 kHz avec une précision de 10 Hz.

1.2.3. Comparaison courbe expérimentale et simulation

La figure 2.16 montre la comparaison entre le résultat du modèle EF et la mesure du module d'impédance de l'unimorphe dans des conditions aux limites mécaniques libre-libre. Un bon accord est observé entre modèle et expérience. Cette évaluation qualitative est renforcée par un coefficient de détermination de 71 %. Plus précisément, le modèle EF a bien prédit le module de l'impédance électrique avec une variation maximale d'environ 23 % en termes de valeur d'impédance au pic de résonance. De la même manière, on observe moins de 1 % d'écart en termes de fréquences de résonance et d'anti-résonance (cf. tableau 2.11).

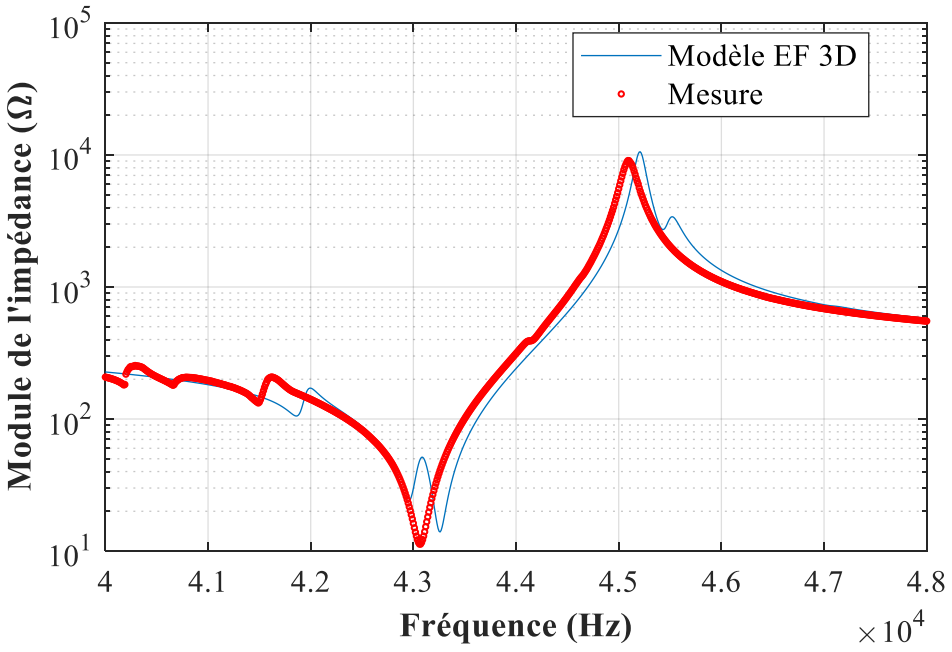


Figure 2.16 : Module d'impédance UNI-LL^Z en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF.

Tableau 2.11 : Comparaison de la mesure et la simulation EF dans le cas de l'UNI-LL^{Z}.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	43060	43260	0,46
Z_r (Ω)	11,3	13,9	23,0
f_a (Hz)	45090	45210	0,27
Z_a (Ω)	9072	10576	16,6

1.3. Cas du bimorphe en condition « libre-libre »

1.3.1. Description du dispositif

Le bimorphe est une structure composée de deux couches PZT collées de part et d'autre d'une couche de shim (cf. figure 2.17). Le processus de fabrication de notre échantillon d'unimorphe est décrit dans [126].

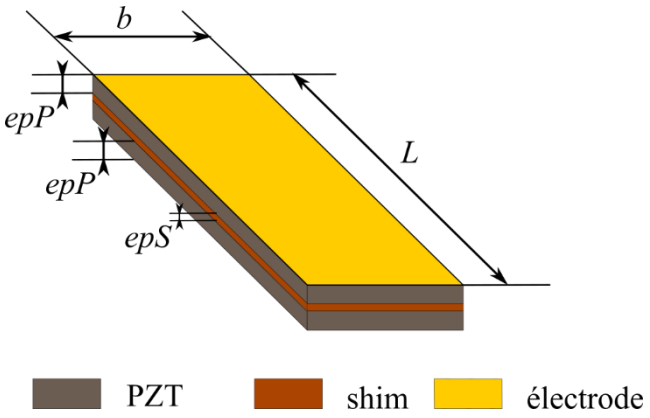


Figure 2.17 : Structure d'un bimorphe.

A l'instar de l'unimorphe, le shim utilisé est en laiton (dont les propriétés sont données dans le tableau 2.9), et les paramètres géométriques du bimorphe sont mesurés et reportés dans le tableau 2.12. La valeur moyenne de l'épaisseur du PZT est égale à 150,7 µm avec une incertitude de 0,6 % liée au processus de fabrication, notamment à l'étape de rectification. Les valeurs des paramètres de la longueur et de la largeur sont 39 mm et 4 mm respectivement, avec une précision de l'ordre du micromètre. Comme pour l'unimorphe, les épaisseurs de la couche de colle et de la couche d'électrode sont négligées, leurs comportements mécaniques ne sont pas pris en compte dans le modèle EF.

Tableau 2.12 : Paramètres géométriques du bimorphe

	Laiton	**PZT**
Largeur *b* (mm)	4	4
Longueur *L* (mm)	39	39
Epaisseur *epS*/*epP* (µm)	15,1	150,7

1.3.2. Modèle EF 3D

Comme pour la modélisation de l'unimorphe, les paramètres de la modélisation sont :

- Les dimensions géométriques : elles sont résumées dans le tableau 2.12.
- Le maillage : 2 x 500 éléments hexaédriques de 0,8 mm x 0,78 mm x 75,35 µm pour les deux couches PZT et 500 éléments hexaédriques de 0,8 mm x 0,78 mm x 7,55 µm pour la couche de shim.
- Les matériaux : les paramètres de la couche PZT sont identifiés dans la §1.1 et résumés dans le tableau 2.4 ; les paramètres du laiton sont donnés dans le tableau 2.9.
- Les conditions aux limites : l'échantillon est libre partout, aucune contrainte mécanique n'est appliquée ; l'échantillon est sollicité par une tension alternative de 0,1 V.
- Etendue du domaine fréquentiel : 50 kHz – 100 kHz avec une précision de 10 Hz.

1.3.3. Comparaison entre courbe expérimentale et simulation

La figure 2.18 présente la comparaison entre la simulation EF et la valeur mesurée du module d'impédance du bimorphe dans les conditions aux limites libre-libre.

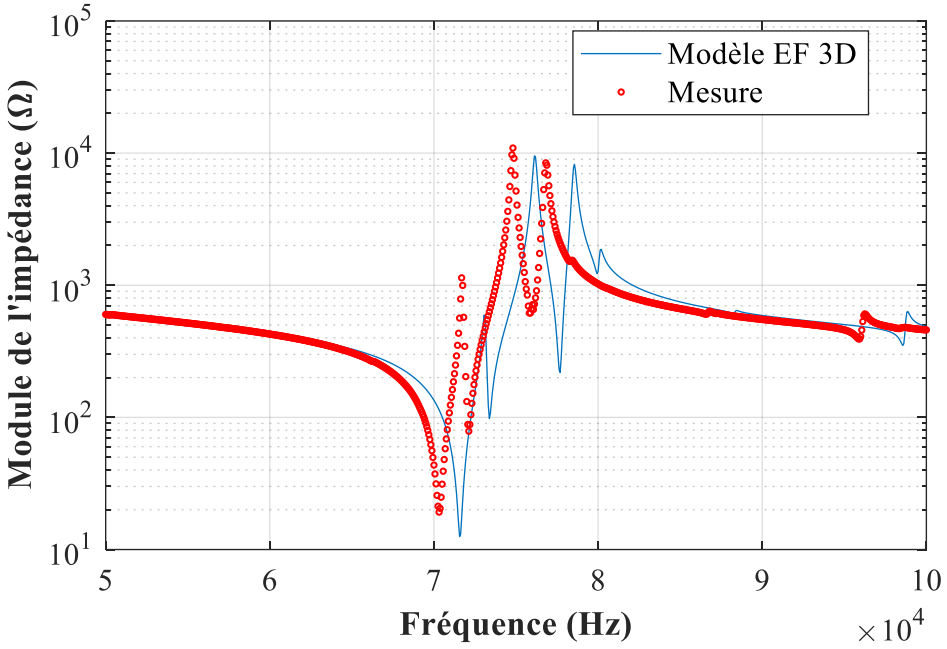


Figure 2.18 : Module d'impédance BIM-LL^Z en fonction de la fréquence, mesuré expérimentalement et calculé par modélisation EF.

La forme de l'impédance simulée est relativement similaire à celle mesurée : tous les pics observés sur la courbe expérimentale apparaissent dans la courbe simulée. Cependant, le coefficient de détermination est assez faible : presque 42 %. Cela vient peut-être l'imperfection de la géométrie du bimorphe et la non-maîtrise de la couche de colle. Malgré un faible coefficient de détermination, moins de 2 % d'écart est observé en termes de fréquences de résonance (les paramètres qui nous intéressent le plus). En termes de valeur de l'impédance électrique au pic de résonance, le modèle EF prédit l'impédance électrique avec un écart maximal d'environ 35 % (cf. tableau 2.13).

Tableau 2.13 : Comparaison de la mesure et des résultats de simulation EF dans le cas de bimorphe en condition libre-libre.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	70313	71563	1,78
Z_r (Ω)	19,2	12,5	34,9
f_a (Hz)	74813	76125	1,75
Z_a (Ω)	10928	9538	12,7

Dans l'ensemble, tant en fréquence qu'en amplitude, la différence entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation peut être attribuée à la non-inclusion des couches adhésives dans le modèle numérique. De plus, nous avons également observé qu'il n'était pas évident de déterminer la valeur exacte de l'épaisseur de chaque couche dans de telles structures minces et longues, en raison notamment de l'inexactitude inhérente du processus de fabrication.

En raison de la difficulté d'évaluer l'épaisseur exacte et les propriétés mécaniques des couches adhésives, la prise en compte de ces couches ne garantit pas une diminution significative de l'erreur. De plus, l'erreur finale sur l'énergie électrique qui sera calculée avec le modèle EF peut ne pas être aussi importante.

2. Modélisation EF 3D en condition « encastrée-libre »

La détermination des paramètres effectifs a été effectuée à partir de la mesure d'impédance de la couche PZT en condition « libre-libre ». Il s'agit de vérifier que le modèle EF 3D, avec ce jeu de paramètres effectifs, permet de simuler le comportement de la couche PZT en condition « encastrée-libre », c'est-à-dire une extrémité de la poutre est fixée et l'autre extrémité est libre (cf. figure 2.19). L'encastrement est effectué en pinçant la couche PZT à l'aide d'un système de serrage constitué de deux éléments maintenus par une vis (cf. figure 2.20). Puisque nos dispositifs de récupération d'énergie vont être encastrés, l'influence de ce dispositif de serrage sur leur comportement électromécanique et vibratoire est intéressante à étudier.

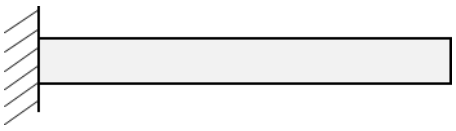


Figure 2.19 : Schéma de la poutre encastrée-libre.

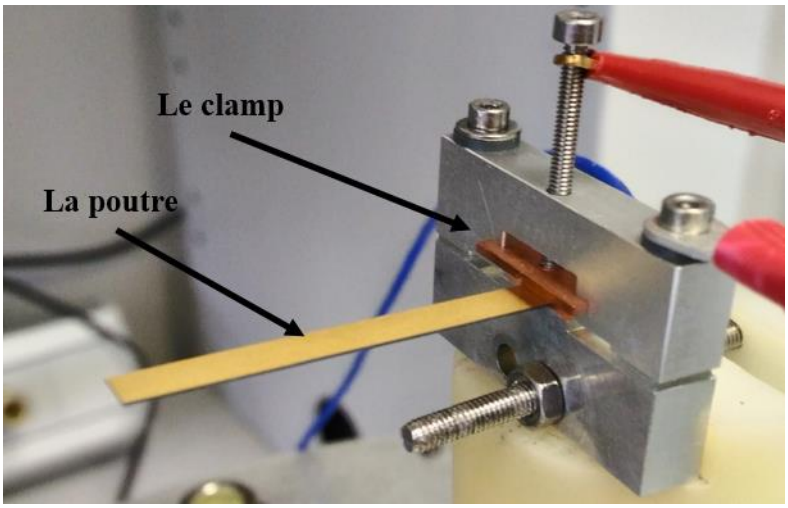


Figure 2.20 : Système de fixation de la poutre et la poutre en PZT de dimensions 36 mm x 4 mm x 150 µm.

2.1. Modélisation du dispositif de serrage

Afin d'améliorer la concordance entre la modélisation EF et la mesure pour une poutre PZT « encastrée-libre », il convient de s'interroger sur les paramètres suivants : la nature de la poutre et le dispositif de serrage.

Le dispositif de serrage modélisé est considéré comme parfait, c'est à dire qu'il interdit tout mouvement dans les trois axes y compris translations et rotations. Dans la réalité, un tel système est difficile sinon impossible à réaliser [128]–[130]. Dès lors, il incombe au modèle EF de s'adapter aux conditions réelles.

2.1.1. Description du dispositif de serrage

Notre dispositif de serrage est de type vissé. La force de serrage de la vis est contrôlée grâce un tournevis dynamométrique Facom avec un couple de 12 cN.m. La force de serrage est mesurée grâce à une cellule de charge en compression CM de SOMECO [131]. La force mesurée est d'environ 260 N. La surface d'encastrement est de 3 mm x 4 mm (cf. figure 2.21).

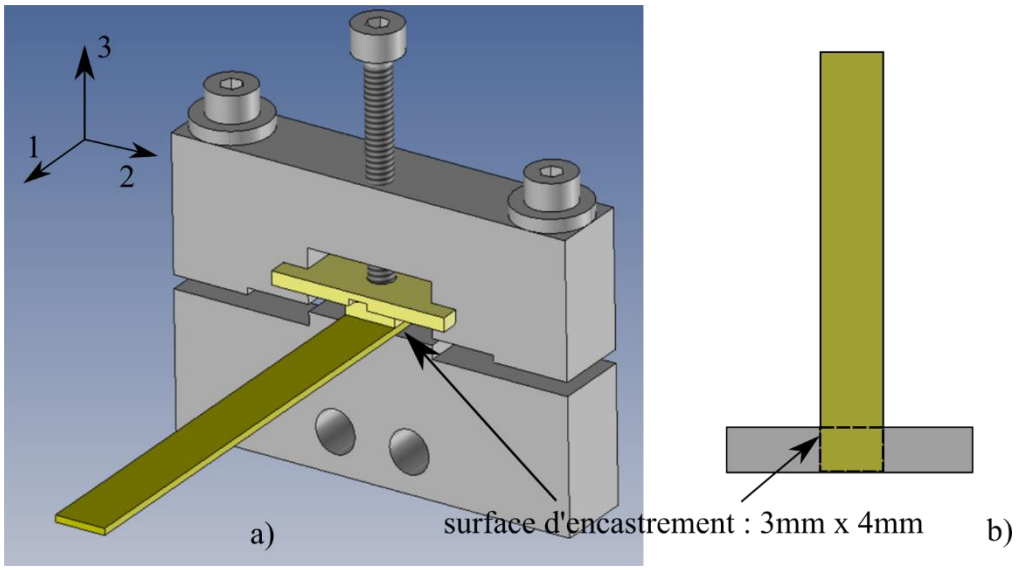


Figure 2.21 : Système d'encastrement en vue 3D a) et vue de dessus simplifiée b).

Un profilomètre optique de type Microscope Olympus Confocal OLS4000 (présent sur la plateforme CERTEM+) est utilisé pour vérifier l'état de surface CA et CB de notre dispositif de serrage (cf. figure 2.22). Les photos prises à la surface CA et la surface CB sont présenté dans la figure 2.23.

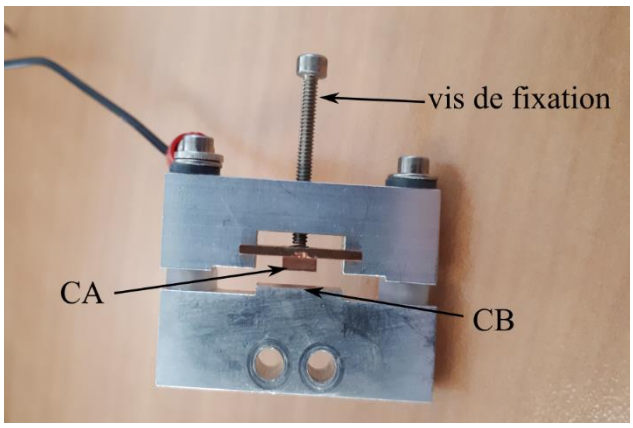


Figure 2.22 : Photo du dispositif de serrage CA : surface de contact avec l'électrode supérieure de l'échantillon, CB : surface de contact avec l'électrode inférieure de l'échantillon.

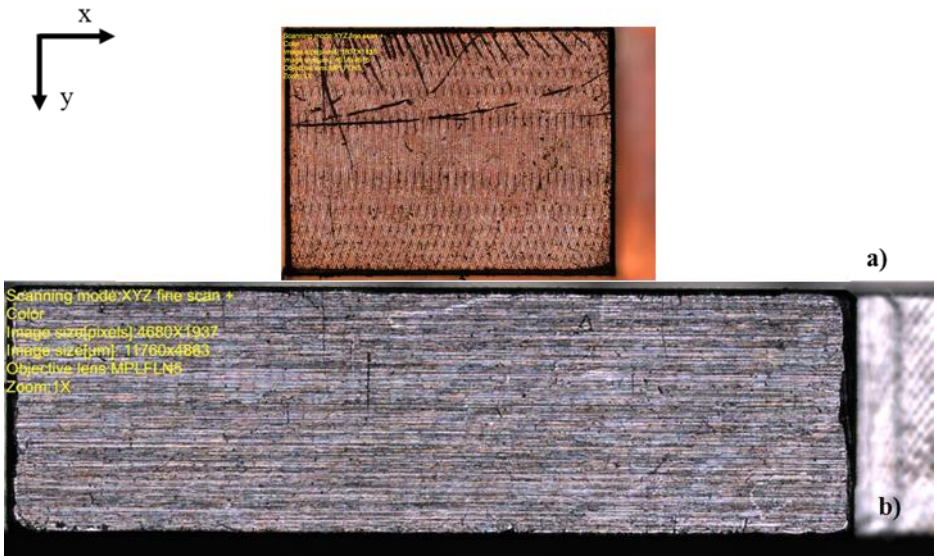


Figure 2.23 : État de la surface a) CA et de la surface b) CB du dispositif de serrage (photo prise avec le microscope Confocal OLS4000).

La figure 2.24 montre l'état de la surface CA, les lignes dans l'axe x sont tracées à 5 positions y = 0,5 mm : 0,5 mm : 2,5 mm. La surface est assez plate, les moyennes des lignes sont assez homogènes (5 µm de variation maximale). Les écarts des lignes sont assez faibles (< 18 µm). Pourtant, il y a des pics qui apparaissent localement avec une amplitude élevée par rapport à la moyenne (> 200 µm).

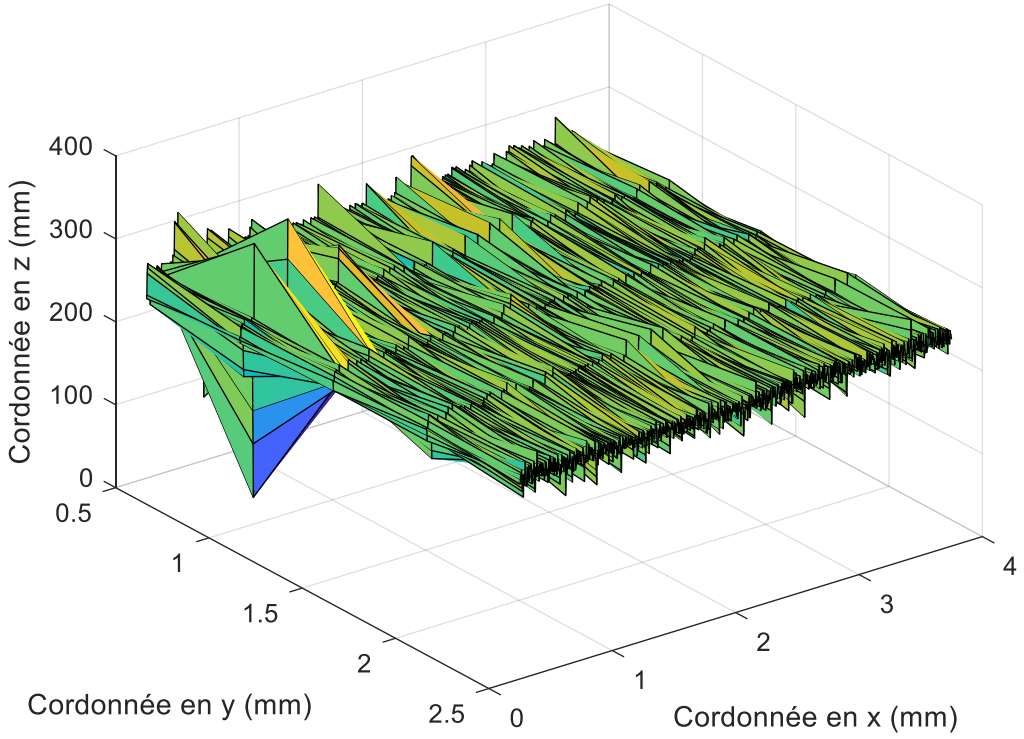


Figure 2.24 : Etat de la surface CA.

A l'instar de la surface CA, la surface CB est assez plate, les moyennes des lignes sont assez homogènes (4 µm de variation maximale). Les écarts des lignes sont assez faibles (< 15 µm). Pourtant, il y a des pics qui apparaissent localement avec une amplitude élevée par rapport à la moyenne (> 87 µm) (cf. figure 2.25).

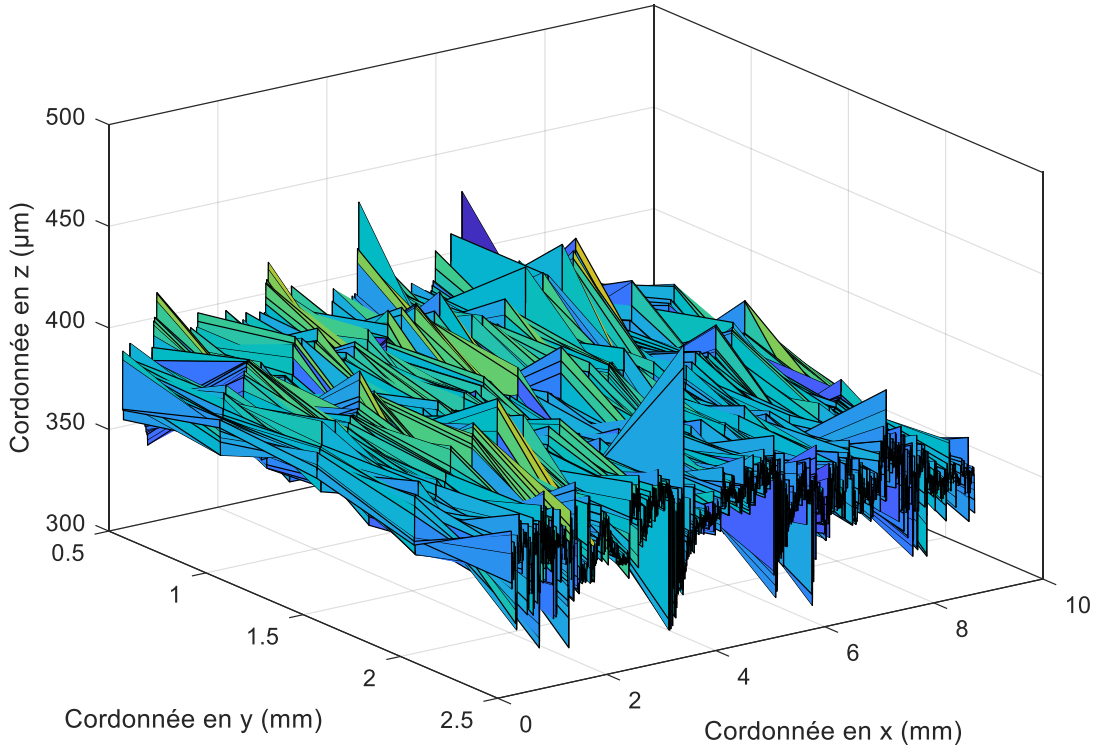


Figure 2.25 : Etat de la surface CB.

Globalement, les surfaces s'encastrement sont assez plates. La surface CA présente des pics de rugosité importants. La surface CB présente aussi localement des pics de rugosité.

2.1.2. Modélisation du dispositif de serrage

La poutre PZT décrite dans la section 1.1 est modélisée en condition encastrée-libre. Pour prendre en compte la condition encastrée-libre, le dispositif de serrage dans le système est modélisé par deux encastrements de surface de 3 mm x 4 mm au-dessus et en dessous de l'échantillon comme montré dans la figure 2.26. Cette condition d'encastrement interdit tous les mouvements de translation et de rotation dans les trois axes. La géométrie de la poutre, le maillage ainsi que la sollicitation électrique sont inchangés et sont décrits dans la section 1.1. Le jeu des paramètres effectifs identifié est utilisé pour la poutre PZT.

En parallèle avec la modélisation, la mesure d'impédance de ce système est effectuée par l'analyseur d'impédance HIOKI IM3570. La gamme de fréquence est de 20 kHz à 27 kHz avec un pas de 9 Hz.

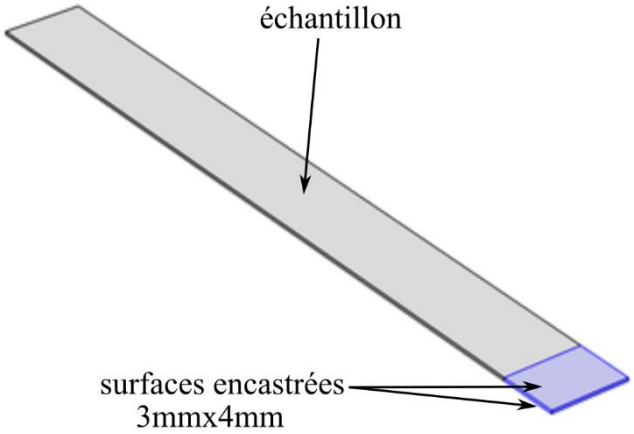


Figure 2.26 : Modélisation du dispositif de serrage.

La figure 2.27 présente le module de l'impédance mesuré expérimentalement et simulé par le modèle EF 3D à la première résonance observée sur la poutre encastrée-libre. Il faut toutefois noter que la courbe expérimentale présente des résonances supplémentaires de structure. Étant donné que dans la gamme de fréquences observée la poutre « encastrée-libre » ne produit aucun mode de flexion, on observe plutôt un mode latéral sensible à la présence du dispositif de serrage. Ainsi, ces pics traduisent vraisemblablement l'influence du dispositif de serrage sur la réponse électrique du système.

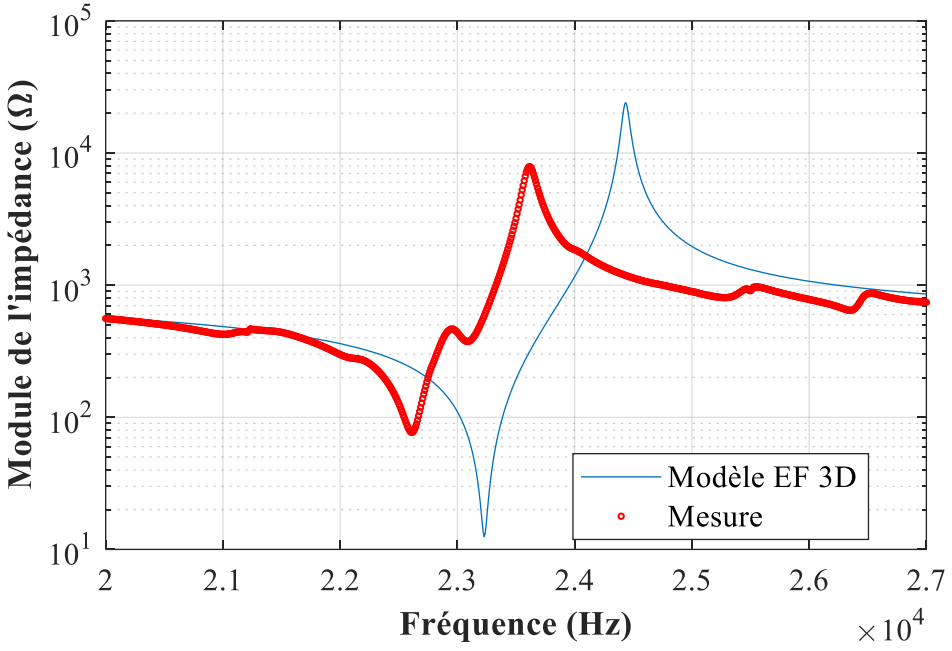


Figure 2.27 : Module d'impédance PZT-EL^Z en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF.

Enfin, le modèle EF prédit la fréquence de résonance de la poutre PZT encastrée-libre avec un écart de 2,7 %. Un écart de 3,5 % est observé à la fréquence d'anti-résonance. Pourtant, un écart très important est observé au niveau des impédances Z_r et Z_a, -83,7 % et 204,6 % respectivement (cf. tableau 2.14).

Tableau 2.14 : Comparaison de fr, Zr, fa, Za entre la mesure et simulation EF d'une PZT-EL^Z

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	22608	23229	2,7
Z_r (Ω)	76,8	12,5	-83,7
f_a (Hz)	23614	24436	3,5
Z_a (Ω)	7896	24053	204,6

2.2. Cas de l'unimorphe en condition « encastré-libre »

L'unimorphe est fixé au dispositif de serrage présenté à la figure 2.21. La figure 2.28 présente le module de l'impédance obtenu expérimentalement et simulé par le modèle EF 3D à la première résonance observée de l'unimorphe dans les conditions aux limites encastrée – libre. La figure montre que la simulation EF a bien prédit le comportement électrique du système avec un coefficient de détermination de 46 %. Un écart de 4,0 % est observé à la fréquence f_r, 3,9 % à la fréquence f_a, -7,2 % d'écart pour l'impédance Z_r et 0,7 % d'écart sur la valeur de Z_a (cf. tableau 2.15).

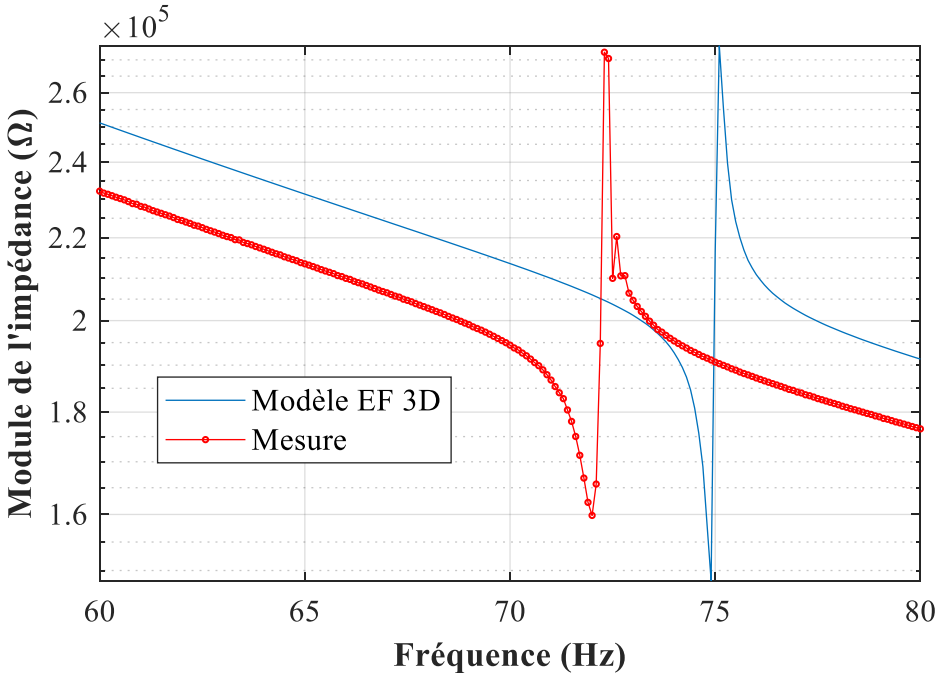


Figure 2.28 : Module d'impédance UNI-EL^Z en fonction de la fréquence, obtenu expérimentalement et calculé par modélisation EF.

Tableau 2.15 : Comparaison de la mesure et la simulation EF dans le cas de l'UNI-EL^Z.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	72	74,9	4,0
Z_r (Ω)	159822	148282	-7,2
f_a (Hz)	72,3	75,1	3,9
Z_a (Ω)	272395	274357	0,7

2.3. Cas du bimorphe en condition « encastrée-libre »

Le bimorphe est fixé à l'aide du dispositif de serrage décrit à la figure 2.21. La figure 2.29 présente le module de l'impédance obtenu expérimentalement et simulé par le modèle EF 3D à la première résonance observée du bimorphe en condition « encastrée – libre » sur la gamme de fréquence [125 Hz, 145 Hz] avec un pas de 0,1 Hz. La fréquence de la première résonance du bimorphe « encastré-libre » est mesurée à 132,1 Hz. Cette fréquence calculée par la modélisation EF est à 135,1 Hz, soit un écart est de 2,3 %. L'écart de la fréquence d'anti-résonance entre la mesure et la modélisation est aussi faible : 2,4 %. Pourtant, un écart médian

est observé au niveau du module de l'impédance. Cet écart est de 16 % à la résonance et 11,7 % à l'anti-résonance (cf. tableau 2.16).

Tableau 2.16 : Comparaison entre la mesure et la modélisation EF dans le cas de bimorphe encastré-libre.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	132,1	135,1	2,3
Z_r (Ω)	11837	9948	16
f_a (Hz)	135,9	139,1	2,4
Z_a (Ω)	5505456	4863184	11,7

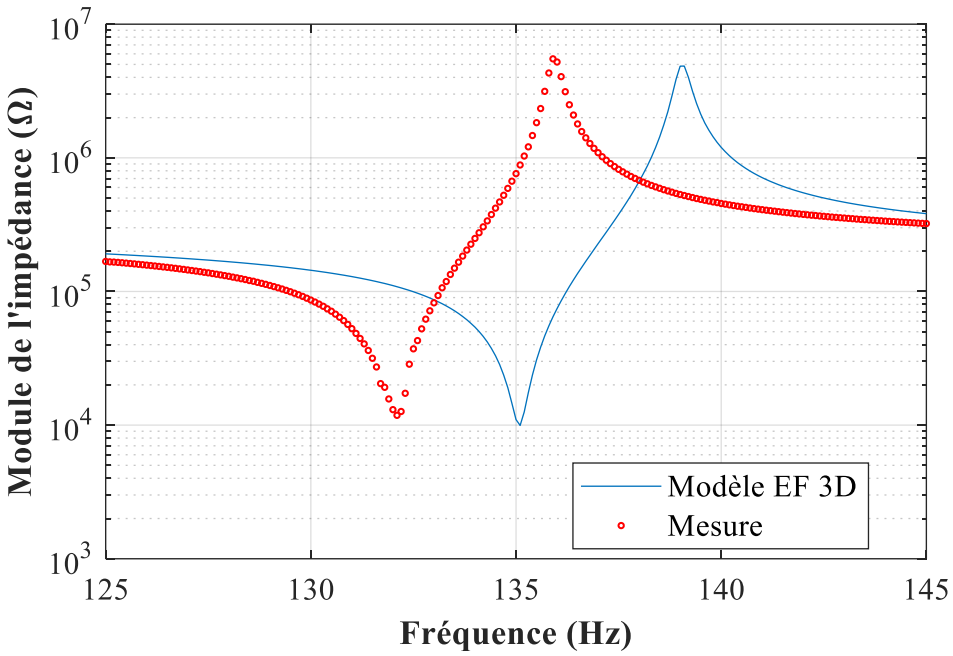


Figure 2.29 : Module d'impédance BIM-EL^Z en fonction de la fréquence, mesuré expérimentalement et calculé par modélisation EF.

3. Conclusion

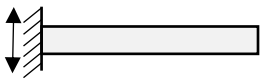
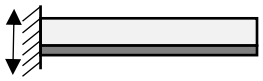
Dans ce chapitre, une démarche de détermination des paramètres effectifs pour la modélisation par éléments finis (EF) a été développée. La modélisation EF 3D de différents dispositifs (1 couche – PZT, 2 couches – unimorphe, 3 couches – bimorphe) pour différentes conditions aux limites mécaniques (libre-libre, encastré-libre) a été réalisée avec succès et

comparée aux mesures expérimentales. L'écart entre la modélisation EF 3D et l'expérience est inférieur à 4 % en termes de fréquence, ce qui est un des paramètres les plus critiques pour concevoir un générateur d'énergie. Cela montre une bonne précision de notre outil de modélisation pour prédire le comportement électrique de nos dispositifs. La modélisation du dispositif de serrage nous a permis de mieux comprendre l'influence de la qualité de l'encastrement sur le comportement électromécanique de nos dispositifs. Apparemment, le dispositif de serrage réel a pour effet de diminuer la fréquence de résonance mesurée sur nos dispositifs, par rapport à la simulation. Cela peut peut-être provenir de l'imperfection de notre dispositif de serrage. Des efforts ont été faits au niveau expérimental pour l'améliorer, mais un tel système parfait est difficilement obtenu en réalité. Néanmoins, les écarts entre la simulation EF 3D et la mesure restent relativement faibles (< 4 %). Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer notre démarche pour modéliser les dispositifs soumis à une vibration, correspondant au mode de fonctionnement de nos générateurs.

Chapitre 3 : Modélisation et étude expérimentale des dispositifs en mode récupérateur d'énergie vibratoire

Après avoir déterminé le jeu des paramètres effectifs du matériau piézoélectrique aminci et étudié électriquement des dispositifs de plus en plus complexes (la couche PZT – 1 couche, l'unimorphe – 2 couches, le bimorphe – 3 couches) avec différents types de conditions aux limites mécaniques (libre-libre, encastrée-libre), nous présentons dans ce chapitre les études de la réponse vibratoire de ces dispositifs soumis à une excitation harmonique. Ces études sont menées dans le domaine linéaire où les petites déformations sont proportionnelles à la sollicitation. Le tableau 3.1 résume les différentes configurations abordées dans ce chapitre. Ainsi, le cas d'une poutre PZT encastrée-libre sera en premier lieu envisagé, car même si ce dispositif ne récupère pas d'énergie électrique lorsqu'il est soumis à une vibration, son étude nous permettra de comprendre l'influence de notre système d'encastrement sur la réponse vibratoire du dispositif. Par la suite, les études des générateurs encastrés-libres de type unimorphe et bimorphe seront menées.

Tableau 3.1 : Résumé de différentes études vibratoires

	Vibration (^{V})
Conditions aux limites / **Structure modélisée**	**Encastrée-Libre (EL)**
Couche PZT (PZT)	 PZT-EL^{V}
Unimorphe (UNI)	 UNI-EL^{V}
Bimorphe (BIM)	 BIM-EL^{V}

1. Présentation du banc expérimental

Pour mesurer les performances de nos dispositifs en termes de récupération d'énergie vibratoire, un banc de test a été développé et est présenté sur la figure 3.1. Celui-ci permet l'étude de l'influence des paramètres tels que le niveau d'accélération, la fréquence et la résistance de charge connectée aux bornes du dispositif afin de déterminer les performances optimales de nos récupérateurs d'énergie [103], [76]. Le banc est constitué des éléments suivants :

- un haut-parleur Dayton audio RSS315HF-4
- un générateur de signaux arbitraire Tektronix AFG3101 (GBF)
- un accéléromètre de haute précision PCB PIEZOTRONICS modèle 393B
- un oscilloscope Tektronix 3034B
- une boîte à décade programmable (produit développé par Vermon S.A.)
- un télémètre laser Keyence série LK-5000
- un amplificateur d'instrumentation INA114 de Burr-Brown®
- un ordinateur équipé du logiciel Matlab avec le module d'instrumentation virtuelle (Instrument Control Toolbox)

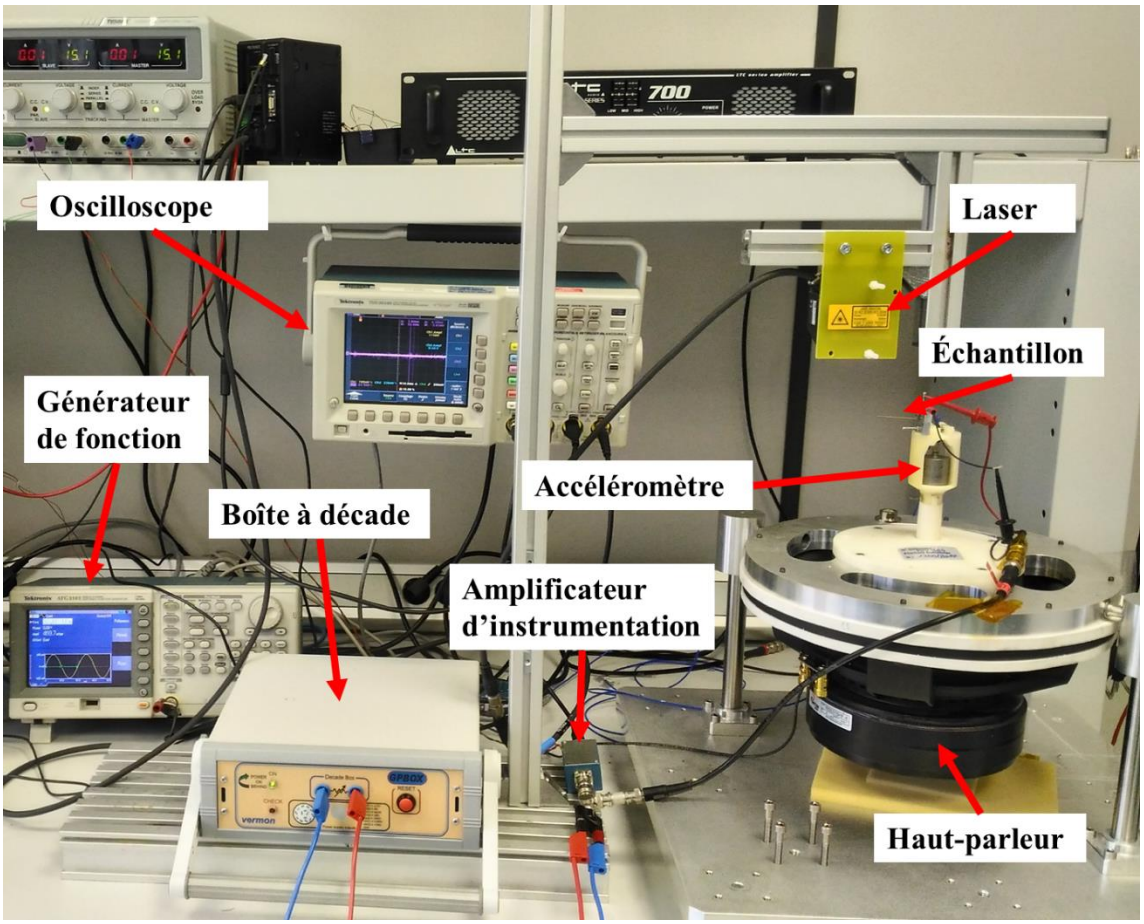


Figure 3.1 : Banc de caractérisation en vibration.

a) Principe de mesure

La caractérisation en vibration d'un dispositif est effectuée selon le scénario suivant : le générateur envoie un signal d'excitation sinusoïdal au haut-parleur qui va générer une vibration à la fréquence d'excitation. L'accélération est ensuite mesurée par l'accéléromètre.

Étant excité par une vibration harmonique, le dispositif de récupération d'énergie va générer une tension alternative au travers de la charge résistive connectée à ses bornes. Le déplacement à l'extrémité libre du dispositif est mesuré par un télémètre laser. Les grandeurs physiques (l'accélération, la tension générée aux bornes de la résistance, le déplacement à l'extrémité libre du dispositif) sont mesurées grâce à l'oscilloscope.

Un post-traitement des données sous Matlab permet alors de calculer la puissance moyenne récupérable aux bornes du dispositif, définie par :

$$P_{moy} = \frac{\left(V_s/\sqrt{2}\right)^2}{R}$$

où V_s est l'amplitude de tension générée et R est la charge résistive connectée aux bornes du dispositif (cf. figure 3.2).

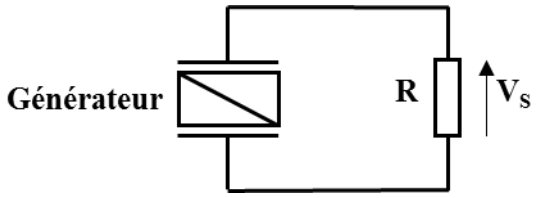


Figure 3.2 : Mesure de tension de sortie du dispositif.

b) Validation du banc de caractérisation vibratoire

Afin d'assurer le bon fonctionnement du banc de test, nous avons caractérisé le comportement du haut-parleur qui sert à générer l'excitation vibratoire appliquée à notre générateur piézoélectrique. Cette étape de validation est très importante pour caractériser et évaluer précisément la performance de notre générateur piézoélectrique en fonction de la consigne de vibration appliquée.

Le comportement vibratoire de notre haut-parleur est d'abord caractérisé en fonction de la fréquence et de l'amplitude de la tension électrique envoyée par le GBF. L'accélération générée par le haut-parleur est mesurée à l'aide des trois capteurs différents : un accéléromètre de haute précision PCB 393B de Piezotronics, un accéléromètre ADXL337 de Analog Devices et un capteur de déplacement 1D LK-G500 de Keyence.

La figure 3.3 présente l'accélération mesurée par les trois capteurs en fonction de la fréquence et de l'amplitude de la tension électrique envoyée par le GBF. Dans la gamme d'accélération de 100 m*g* à 600 m*g*, les trois capteurs donnent des résultats similaires. Par exemple, à une fréquence de 150 Hz et une tension de 5 V, les capteurs PCB 393B, ADXL337 et LK-G500 mesurent une accélération de 484,8 m*g*, 481 m*g* et 468,2 m*g* respectivement. L'écart maximal entre les trois capteurs est de 3,4 %.

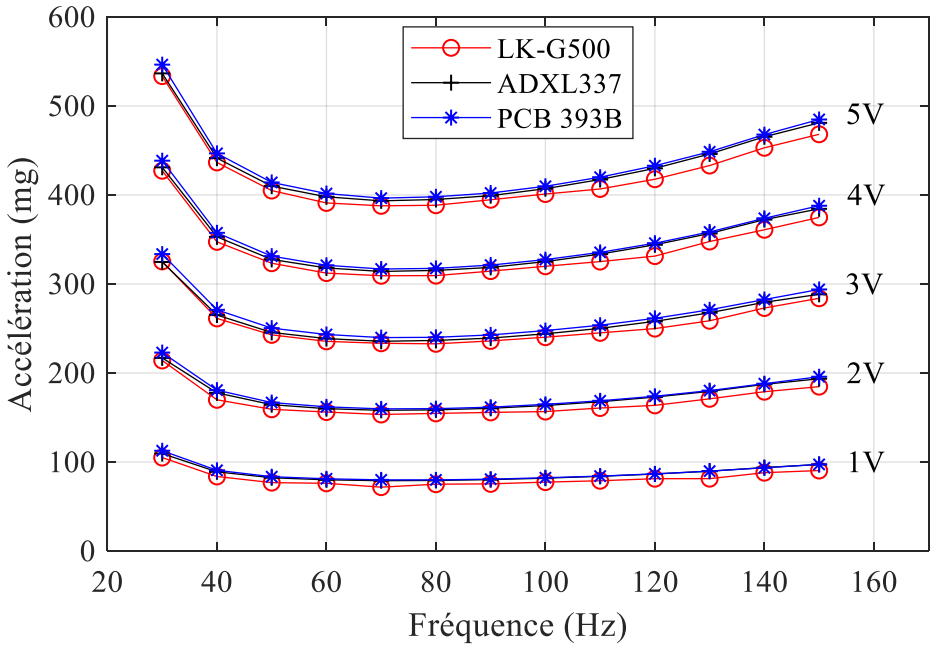


Figure 3.3 : Comparaison de l'accélération mesurée avec trois capteurs différents pour de fortes valeurs d'accélération.

Puisque nos études seront menées dans le domaine linéaire, les sollicitations à faible accélération sont requises. Nous sommes donc intéressés par un accéléromètre qui est capable de mesurer un faible niveau d'accélération, de l'ordre de 10 m*g*. La figure 3.4 présente la réponse des accéléromètres évoqués ci-dessus à une faible tension de 0,1 V et sur une gamme de fréquence de 30 Hz à 150 Hz. L'accéléromètre PCB donne une réponse qualitativement similaire au comportement attendu avec un faible bruit, les deux autres capteurs semblent incapables de mesurer les faibles accélérations. Par conséquent, l'accéléromètre PCB sera utilisé par la suite dans nos études pour mesurer de faibles accélérations.

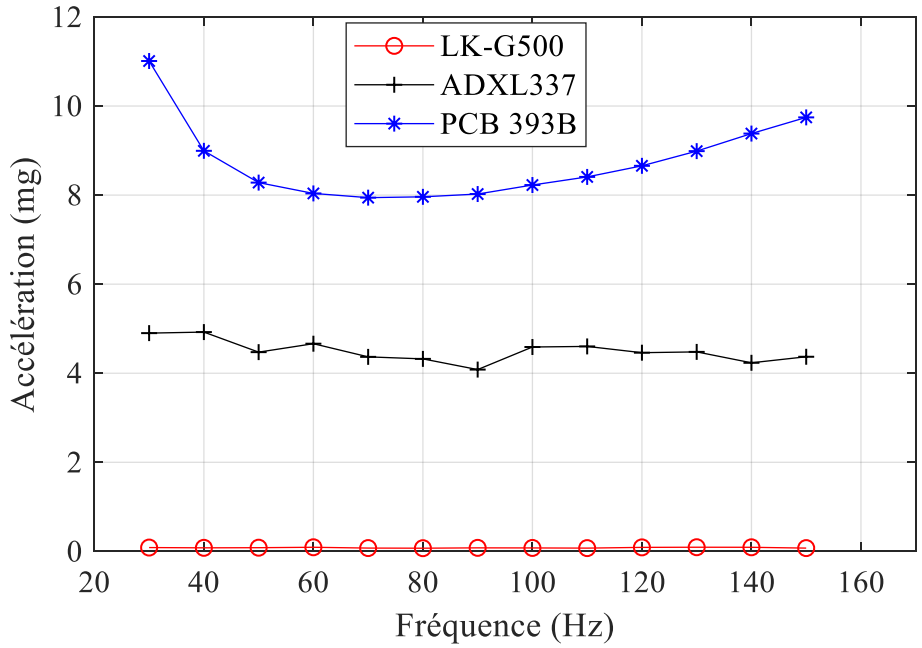
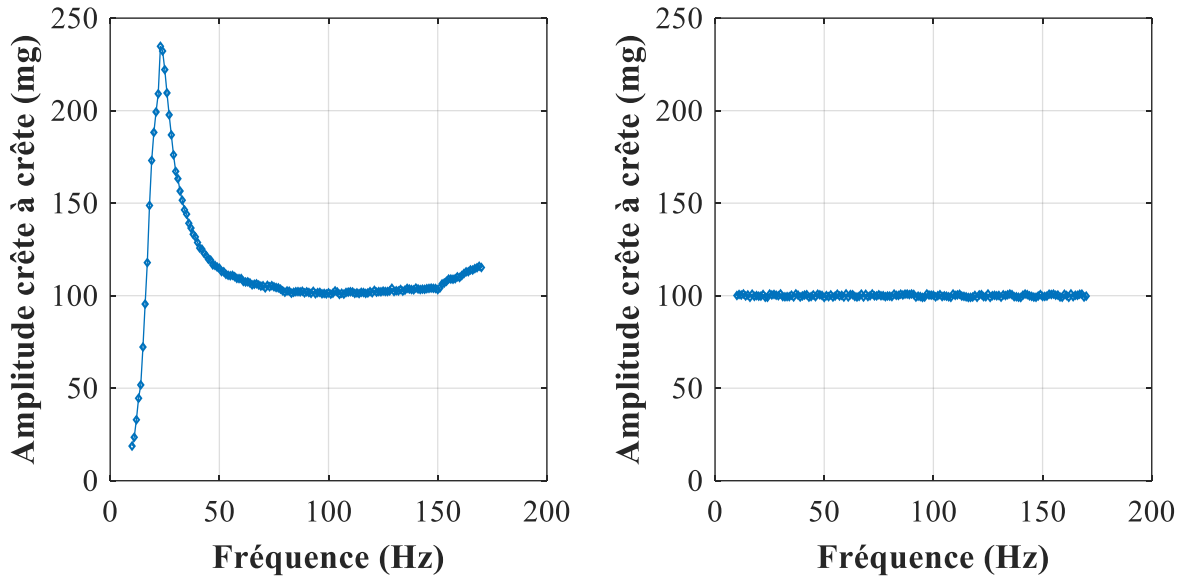


Figure 3.4 : Comparaison des trois capteurs à faible accélération.

La figure 3.5.a présente l'amplitude de l'accélération mesurée dans la bande de fréquence d'intérêt pour les applications visées, i.e. [10 Hz – 170 Hz]. Celle-ci n'est pas constante du fait d'une résonance de l'ensemble du système mécanique à 22 Hz. L'accélération est ensuite plus stable entre 80 Hz et 150 Hz.



a) b)

Figure 3.5 : Accélération mesurée avant a) et après b) la mise en place d'une boucle d'asservissement.

Ainsi, afin d'assurer une consigne d'accélération constante quelle que soit la fréquence, une boucle d'asservissement développée sous Matlab est mise en place (cf. figure 3.6). Une consigne d'accélération est fixée au début de la boucle, puis l'accélération générée par le haut-parleur est mesurée et comparée à la valeur de consigne. L'écart entre l'accélération mesurée et la consigne est imposé à 2 % pour optimiser la vitesse de l'ajustement. Si l'écart est inférieur à 2 %, on considère que la consigne est assurée et la mesure des dispositifs est démarrée ; sinon le programme développé sous Matlab va mettre en place une action proportionnelle, il détermine un coefficient de proportionnalité entre l'accélération mesurée et la tension sortie du GBF. Ensuite, il corrige la tension sortie du GBF pour atteindre la consigne d'accélération.

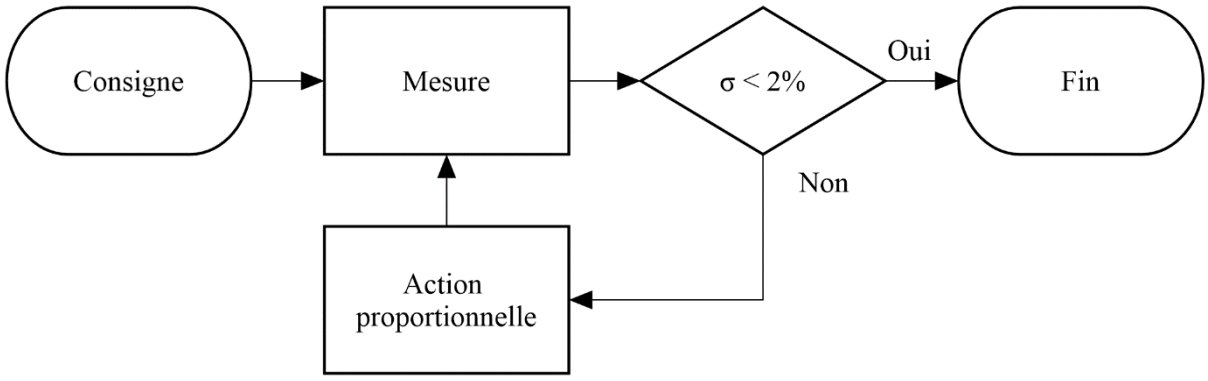


Figure 3.6 : Boucle d'asservissement développée sous Matlab.

La figure 3.5.b présente l'accélération mesurée après avoir asservi l'accélération : l'accélération mesurée est bien en accord avec la valeur de consigne de 100 m*g* sur toute la gamme de fréquences souhaitée. Le banc de caractérisation vibratoire est donc validé.

2. Estimation du déplacement de la couche PZT « encastrée-libre »

La poutre PZT étudiée précédemment dans le chapitre 2 est maintenant fixée sur le haut-parleur du banc de vibration présenté dans la figure 3.1. Le mouvement vertical sinusoïdal est transmis à partir du haut-parleur au côté encastré de l'échantillon à travers le dispositif de serrage. Cela nous permet d'étudier le comportement vibratoire de l'échantillon.

En parallèle des expériences, une étude numérique a été menée. Les conditions suivantes sont appliquées pour la modélisation EF 3D :

- Le côté encastré est soumis une accélération harmonique de 10 m*g* crête-à-crête.

- La fréquence de sollicitation varie de 60 Hz à 72 Hz par pas de 0,1 Hz.

La figure 3.7 présente l'amplitude du Déplacement au niveau du Bout de la Poutre (DBP) PZT lorsqu'une accélération de 10 m*g* crête à crête est appliquée. La poutre PZT est en circuit ouvert (i.e. aucune charge électrique connectée). La comparaison entre la simulation et la mesure est présentée dans le tableau 3.2. Un écart de 3,5 % au niveau de la fréquence de résonance entre la simulation EF et la mesure est observé. Cet écart, même s'il reste raisonnable, monte à 7,3 % en ce qui concerne l'amplitude DBP.

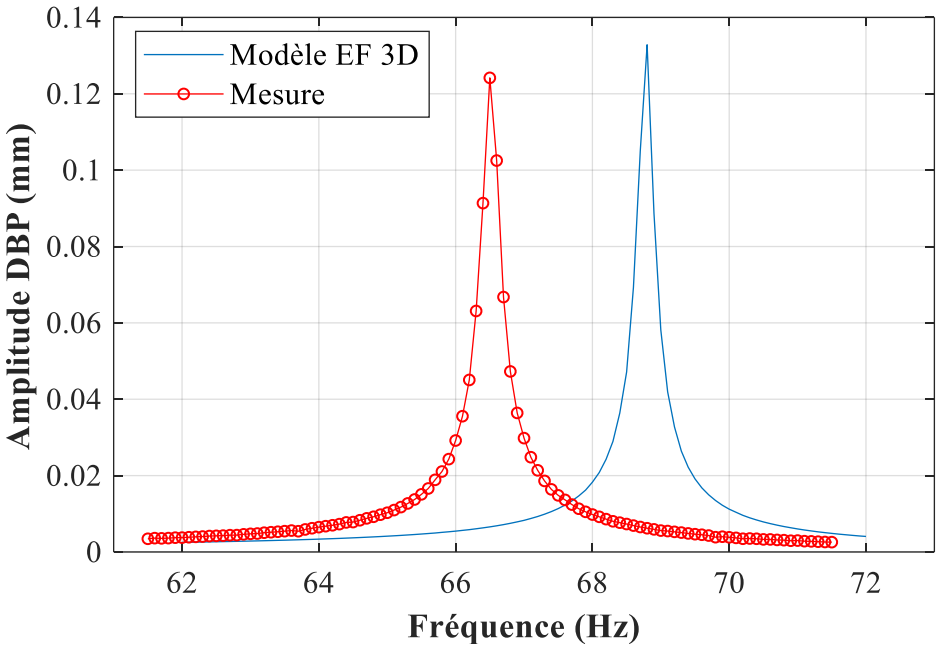


Figure 3.7 : Déplacement DBP d'une poutre PZT-EL^{V} à l'accélération de 10 m*g*.

Tableau 3.2 : Comparaison de f_r et de l'A_{DBP} à 10 m*g* d'accélération crête-à-crête entre la mesure et la simulation EF.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	66,5	68,8	3,5
A_{DBP} (mm)	0,124	0,133	7,3

Une étude complémentaire a été menée sur différentes façons de considérer le dispositif de serrage du point de vue de sa modélisation [132] (cf. annexe 2). Celle-ci a montré qu'en

modélisant le dispositif de serrage par une constante de raideur ajustable, il est possible de gagner en précision (< 0,1 %) au niveau de la fréquence de résonance.

Ainsi, ces écarts entre expérience et simulation viennent probablement du dispositif de serrage lui-même et non pas des paramètres de la couche PZT utilisés pour la modélisation et dont l'identification a fait l'objet du chapitre précédent.

3. Cas de l'unimorphe

L'unimorphe, décrit dans le chapitre 2, est maintenant soumis à une vibration harmonique générée par le haut-parleur du banc de vibration. La puissance récupérée au travers d'une charge résistive *R* par l'unimorphe sera mesurée et simulée (cf. figure 3.8). Les conditions suivantes sont appliquées pour la mesure et la modélisation EF 3D :

- L'unimorphe est caractérisé en vibration à une accélération de 10 m*g* crête-à-crête.
- La fréquence de sollicitation varie de 70,1 Hz à 73,1 Hz par pas de 0,1 Hz.
- La valeur de la résistance *R* varie de 1 kΩ à 10 MΩ.

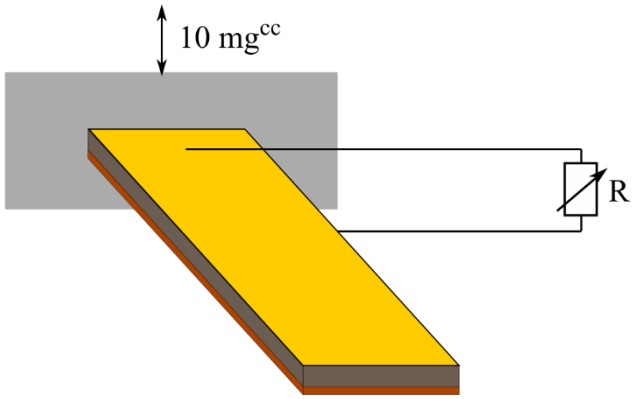


Figure 3.8 : Conditions d'étude de l'unimorphe fixé au dispositif de serrage UNI-EL^Z et relié à une charge résistive.

La figure 3.9 montre la cartographie de la puissance générée par l'unimorphe en fonction de la résistance connectée aux bornes de l'unimorphe et de la fréquence d'excitation. Un maximum de puissance égal à 0,02 µW est observé à une fréquence de 71,6 Hz et sur une résistance de 200 kΩ.

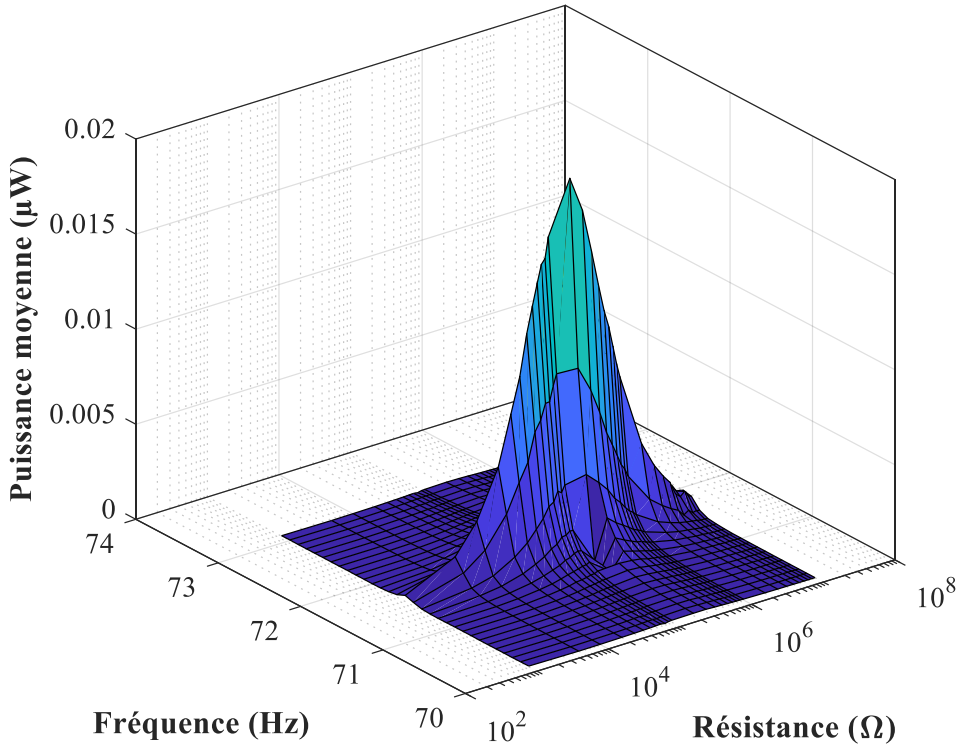


Figure 3.9 : Cartographie de la puissance moyenne UNI-EL^V en fonction de la fréquence et de la résistance, pour une accélération de 10 m*g*.

La puissance moyenne UNI-EL^V en fonction de la résistance pour une accélération de 10m*g* crête-à-crête et à la fréquence de résonance, où la puissance est maximale, est présentée dans la figure 3.10. On peut voir sur la figure que le modèle a bien prédit la puissance électrique mesurée. Pour la valeur de la puissance à la résistance optimale, soit 200 kΩ, on observe un écart de 9,2 % entre le modèle EF et la mesure.

La figure 3.11 présente la puissance moyenne en fonction de la fréquence à la résistance optimale Z_r = 200 kΩ pour une accélération de 10 m*g* crête-à-crête. Un écart de 4,3 % au niveau de la fréquence de résonance entre le modèle EF et la mesure est observé. De la même façon, l'écart est de 9,2 % sur la puissance optimale.

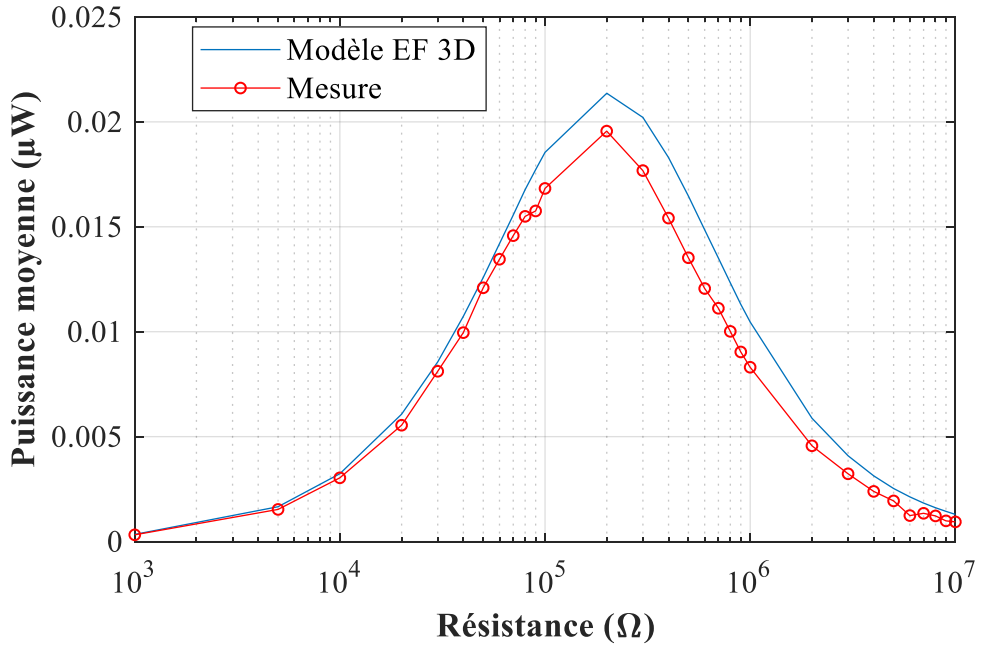


Figure 3.10 : Puissance moyenne UNI-EL^{V} en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

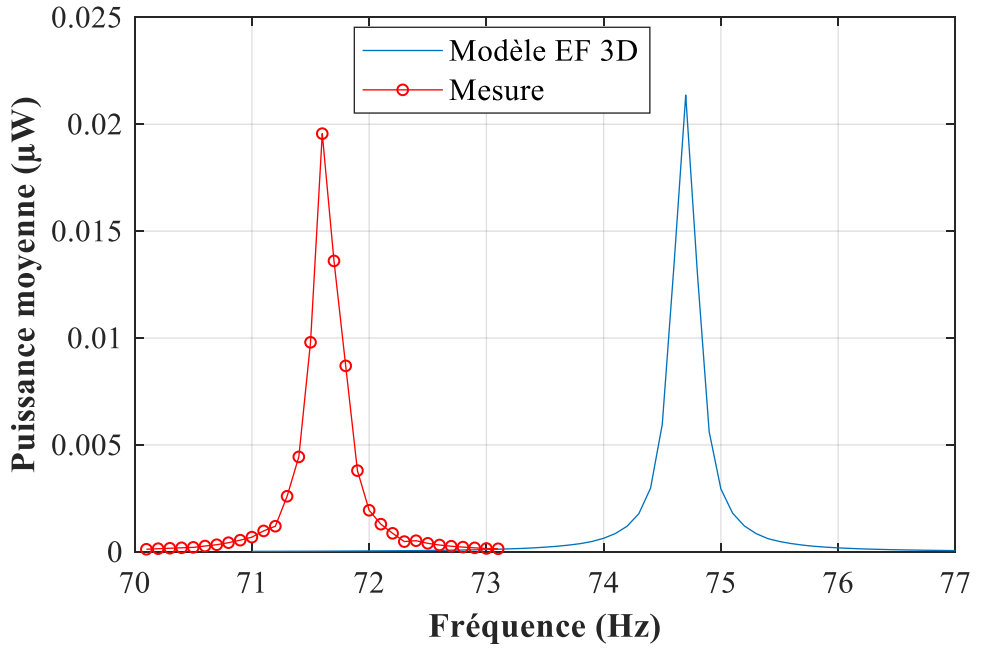


Figure 3.11 : Puissance moyenne UNI-EL^{V} en fonction de la fréquence, à la résistance optimale Z_r = 200kΩ et à l'accélération de 10 m*g*.

Au niveau du déplacement au bout de la poutre « unimorphe » en fonction de la résistance, à la fréquence de résonance où l'amplitude DBP est maximale, un bon accord entre

le modèle et la mesure est obtenu (cf. figure 3.12). Un écart minimal entre le modèle et la mesure est observé à une résistance de 50 kΩ, il est de 0,23 % et un écart maximal de 8,93 % est observé à une résistance de 8MΩ. Les deux courbes ont une tendance à diverger pour une haute impédance.

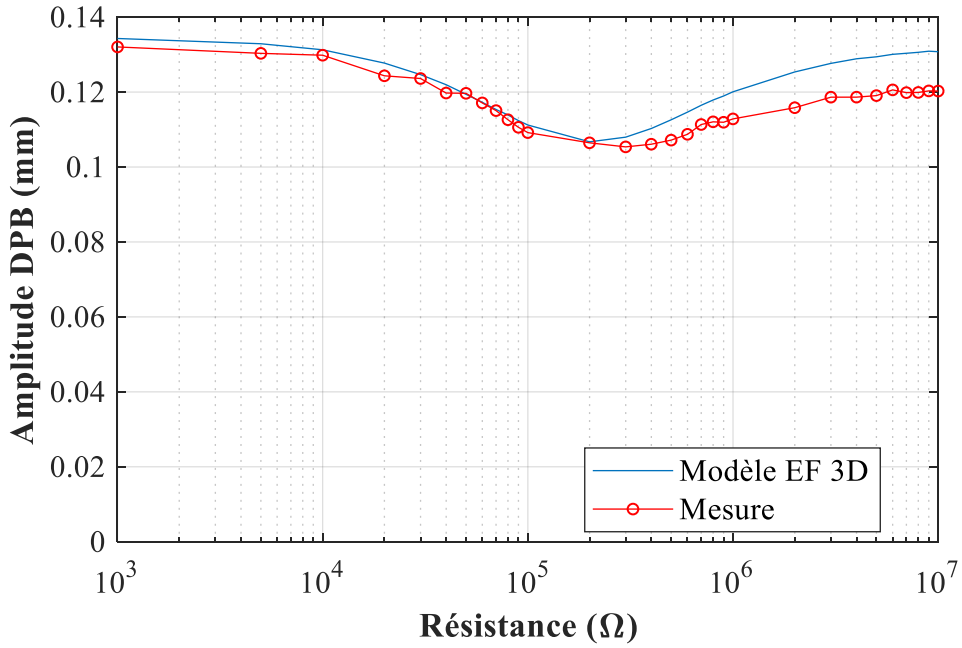


Figure 3.12 : Déplacement au bout de poutre UNI-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

La figure 3.13 présente la tension générée par le générateur en fonction de la résistance à la fréquence de résonance où l'amplitude de tension est maximale. On peut voir sur la figure que dans la zone où l'impédance est inférieure à 100 kΩ, le modèle et la mesure s'accordent bien, les écarts sont inférieurs à 6 %. Au-delà de 100 kΩ la tension simulée commence à diverger de celle mesurée (14,8 % de différence à 10 MΩ).

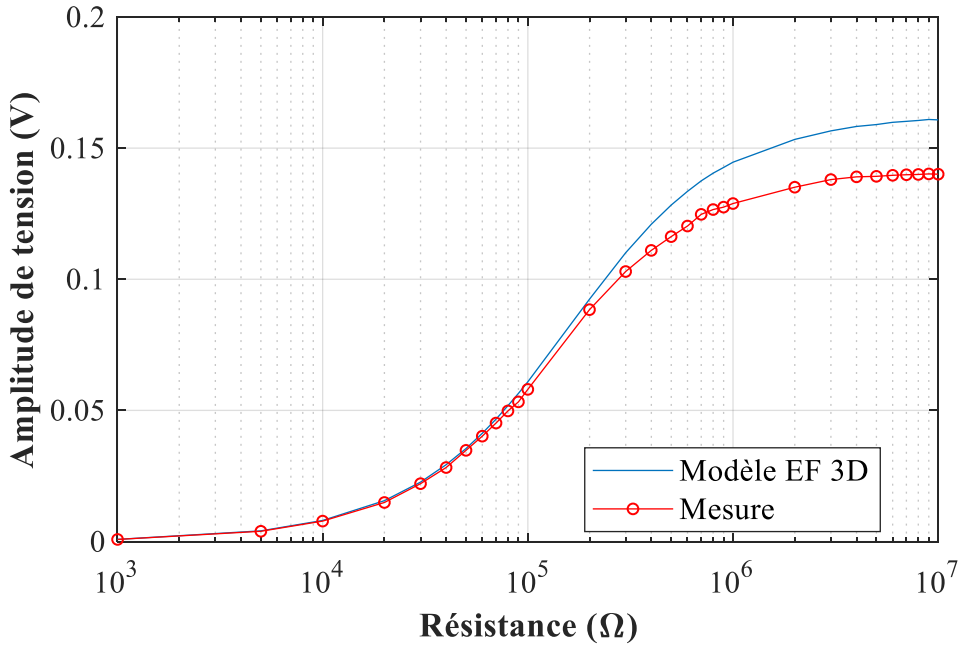


Figure 3.13 : Tension électrique UNI-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

Le tableau 3.3 synthétise les différences observées entre la simulation EF 3D et l'étude expérimentale de l'unimorphe en mode générateur. On peut ainsi constater que les écarts entre le modèle EF et la mesure sont faibles (< 10 %). D'autre part, les valeurs de l'amplitude DBP et de la tension à la résonance obtenues par la simulation EF sont très proches des valeurs expérimentales (moins de 5 % d'écart). Les écarts entre la simulation EF 3D et la mesure peuvent être dus au dispositif de serrage, comme nous l'avions observé dans la section précédente, et peuvent également provenir de la non-maîtrise de la couche de shim.

Tableau 3.3 : Synthèse des différences observées entre la simulation EF 3D et l'étude expérimentale de l'unimorphe en mode générateur.

	Mesure	**Simulation EF**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	71,6	74,7	4,3
Z_r (kΩ)	200	200	<0,1
P_r (µW)	0,0196	0,0217	9,2
$A^{DBP}{}_r$ (mm)	0,107	0,107	0,19
V_r (V)	0,088	0,092	4,56

4. Cas du bimorphe

Le bimorphe étudié dans le chapitre 2 est maintenant soumis à une vibration harmonique générée par le haut-parleur du banc de vibration. Les conditions suivantes sont appliquées pour la mesure et la modélisation EF 3D :

- Le bimorphe est caractérisé en vibration à l'accélération de 10 m*g* crête-à-crête.
- La fréquence de sollicitation varie de 129,7 Hz à 137,7 Hz par pas de 0,1 Hz.
- La valeur de la résistance varie de 1 kΩ à 10 MΩ.

La figure 3.14 montre que la puissance générée par le bimorphe dépend de la fréquence d'excitation et de la valeur de la résistance connectée aux bornes du dispositif. Contrairement au cas de l'unimorphe, on observe cette fois-ci deux maxima de puissance récupérée : l'un à la fréquence de résonance (P_r = 0,029 µW, f_r = 131,9 Hz) et l'autre à la fréquence d'anti-résonance (P_a = 0,028 µW, f_a = 135,7 Hz). Il est à noter que le pic de puissance récupérée à la fréquence de résonance correspond à une impédance (Z_r = 10 kΩ) plus faible que celle du pic de puissance récupérée à l'anti-résonance (Z_a = 5 MΩ).

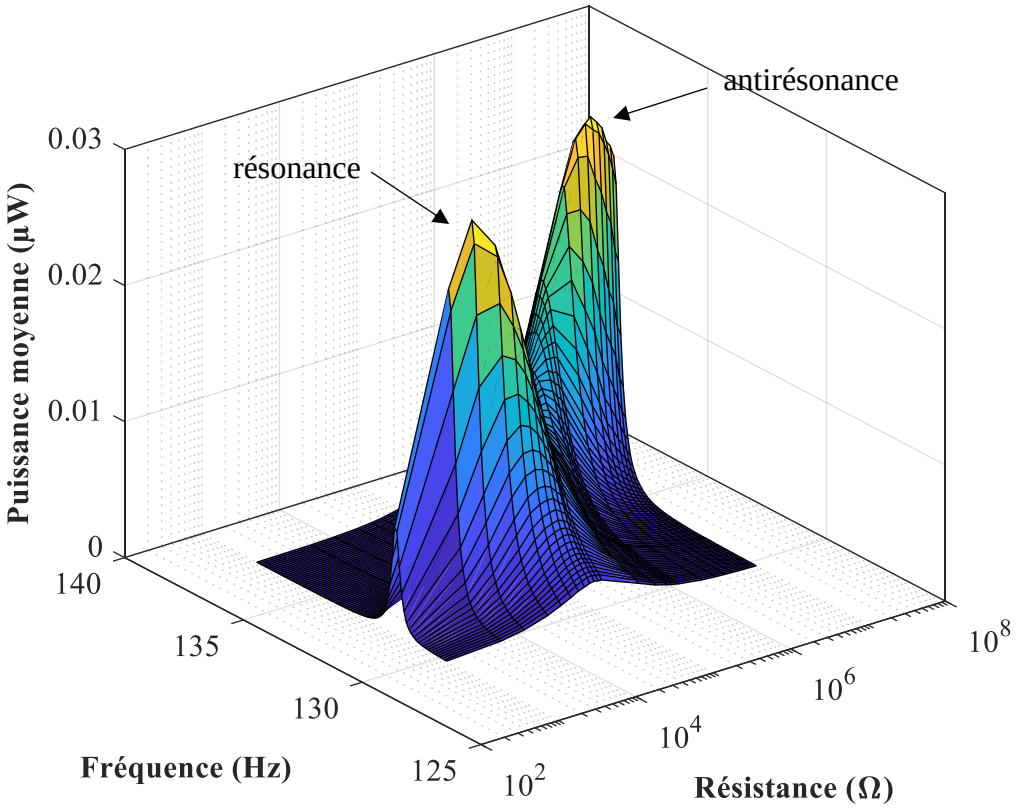


Figure 3.14 : Cartographie de la puissance moyenne en fonction de la fréquence et de la résistance à l'accélération de 10 m*g* crête-à-crête.

La puissance moyenne BIM-EL^V en fonction de la résistance pour une accélération de 10m*g* crête-à-crête et à la fréquence optimale, où la puissance est maximale, est présentée dans la figure 3.15. On peut voir sur la figure que le modèle et la mesure concordent bien. Il y a deux maxima, l'un à la résistance de résonance Z_r = 10 kΩ et l'autre à la résistance d'anti-résonance Z_a = 5 MΩ. A l'anti-résonance Z_a, les puissances simulée et mesurée sont relativement égales (environ 0,0281 µW et 0,0283 µW respectivement). Un écart de 0,7 % entre la simulation EF et la mesure est obtenu. Mais à la résistance de résonance Z_r, l'écart est relativement grand et il est égal à 16,4 %, soit une puissance de 0,0287 µW et de 0,0235 µW pour la mesure et la simulation respectivement.

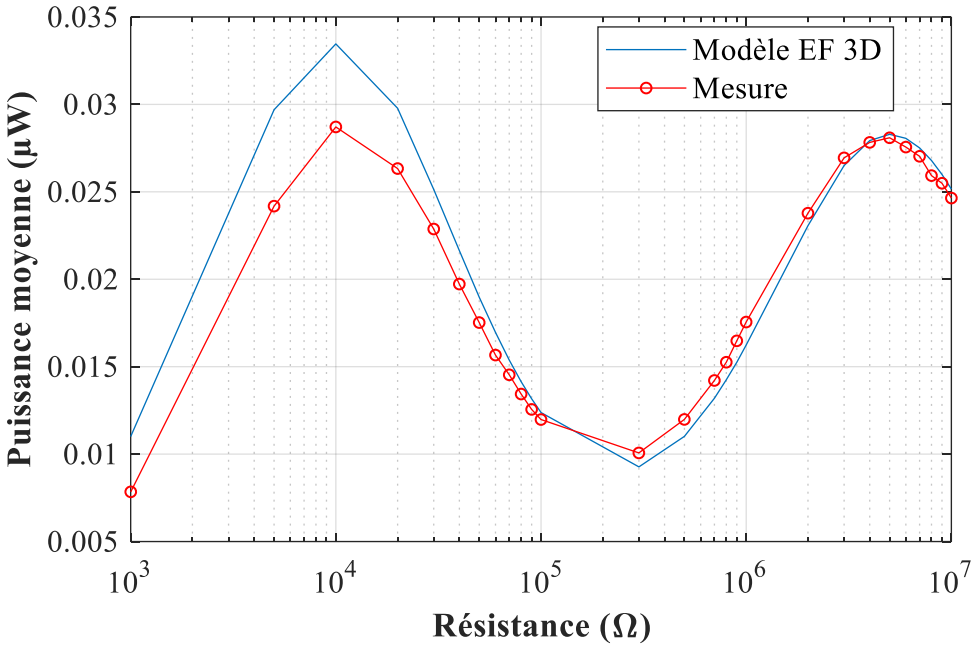


Figure 3.15 : Puissance moyenne BIM-EL^{V} en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

Concernant la puissance moyenne en fonction de la fréquence, à la résistance de résonance Z_r = 10 kΩ pour une accélération de 10 m*g* crête-à-crête, la fréquence de résonance mesurée est de 131,9 Hz et la fréquence de résonance simulée est de 134 Hz soit un écart de 1,6 %. De la même façon, l'écart de la puissance à la résonance est de 16,4 % (cf. figure 3.16).

La figure 3.17 présente la puissance moyenne en fonction de la fréquence, à la résistance d'anti-résonance Z_a = 5 MΩ pour une accélération de 10 m*g* crête-à-crête. Les fréquences d'anti-résonance de la mesure et la simulation EF sont de 135,7 Hz et 137,9 Hz respectivement, soit un écart de 1,6 %. De la même façon, l'écart de la puissance à l'anti-résonance est de 0,7 %.

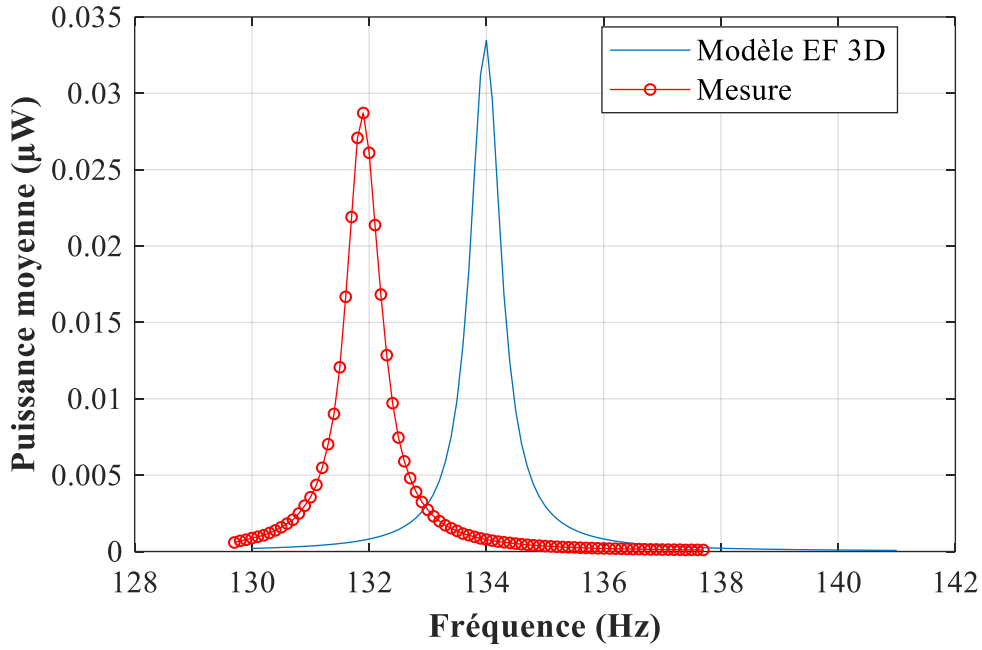


Figure 3.16. Puissance moyenne BIM-EL^{V} en fonction de la fréquence, à la résistance de résonance Z_r = 10 kΩ et à l'accélération de 10 m*g*.

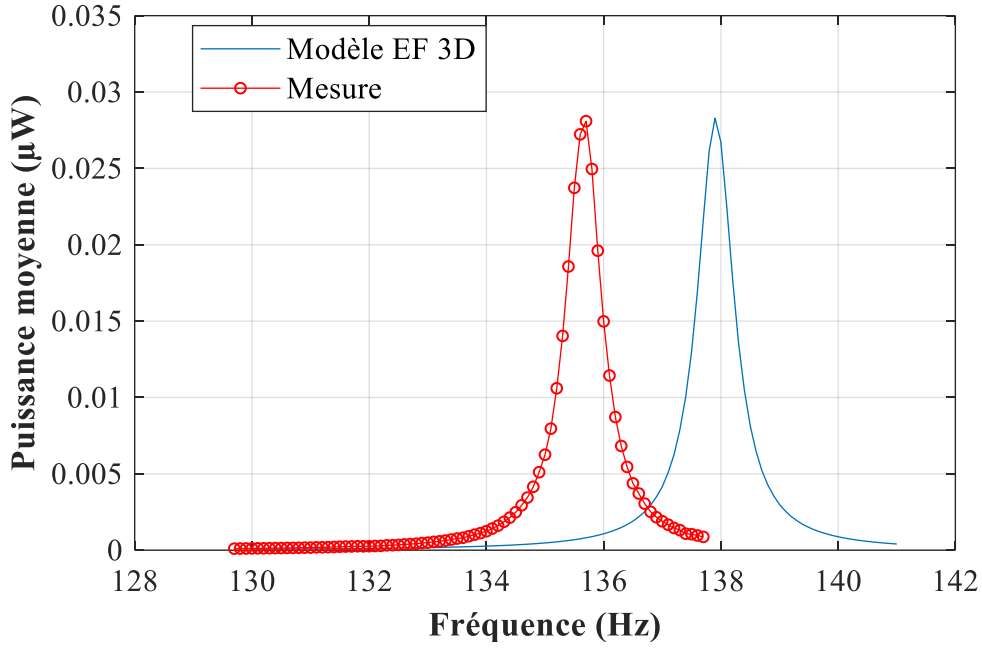


Figure 3.17 : Puissance moyenne BIM-EL^{V} en fonction de la fréquence, à la résistance d'anti-résonance Z_a = 5MΩ et à l'accélération de 10 m*g*.

Le déplacement au bout de la poutre « bimorphe » en fonction de la résistance à la fréquence où l'amplitude DBP est maximale est présenté dans la figure 3.18. Un bon d'accord entre le modèle et la mesure est obtenu. A la condition proche du court-circuit R = 1 kΩ, un écart de 14,1 % est observé entre la simulation et la mesure, l'amplitude DBP mesurée et simulée sont de 0,0364 mm et 0,0415 mm respectivement. A la résistance de résonance Z_r = 10 kΩ, l'amplitude DBP mesurée et simulée sont de 0,0221 mm et 0,0229 mm respectivement, ce qui équivaut à un écart de 3,8 %. A la résistance d'anti-résonance Z_a = 5 MΩ, l'amplitude DBP mesurée et simulée sont de 0,0198 mm et 0,0186 mm respectivement, ce qui équivaut à un écart de 6 %.

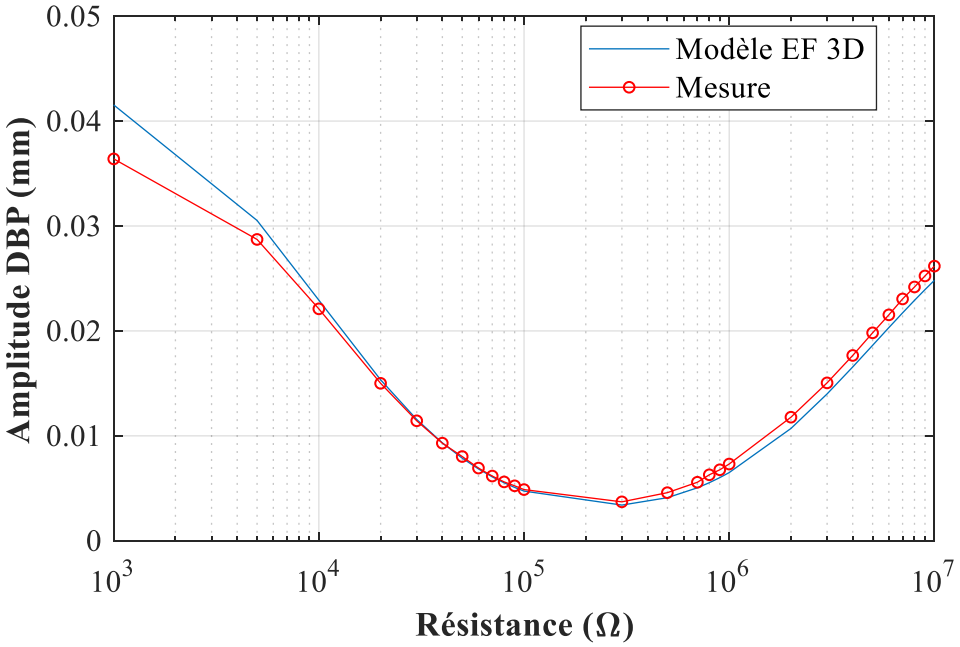


Figure 3.18 : Déplacement au bout de poutre BIM-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

La figure 3.19 présente la tension générée du bimorphe en fonction de la résistance à la fréquence où l'amplitude de tension est maximale. On peut constater que le modèle EF 3D a bien prédit la valeur de tension mesurée. Effectivement, à la résistance de résonance Z_r les tensions mesurée et simulée sont de 0,024 V et 0,0259 V respectivement, ce qui équivaut à un écart de 5,4 %. Tandis qu'à la résistance d'anti-résonance Z_a un écart de 0,3 % est obtenu entre la simulation (0,53 V) et la mesure (0,532 V).

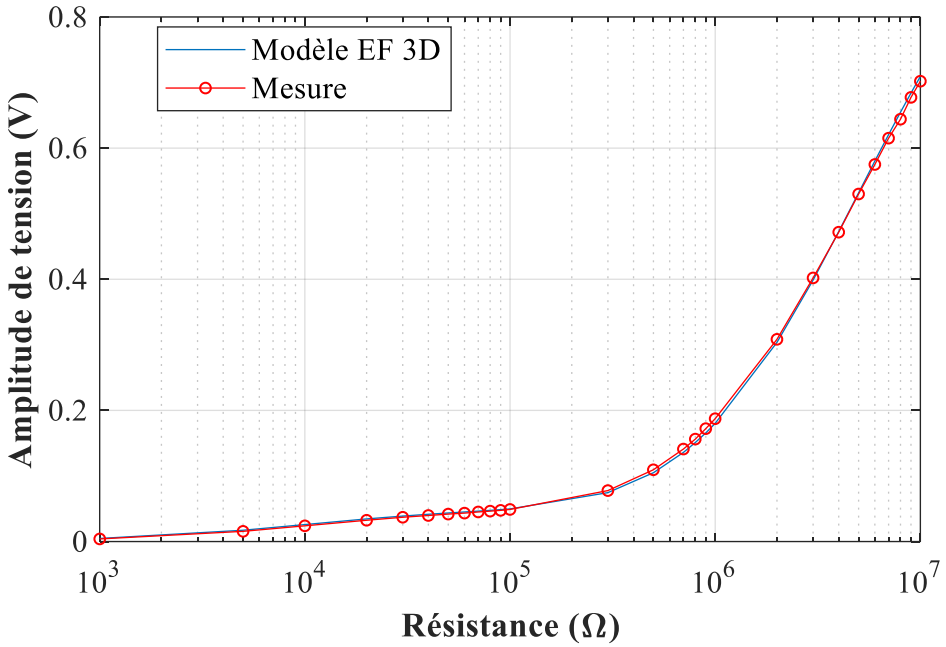


Figure 3.19 : Tension électrique BIM-EL^V en fonction de la résistance, à la fréquence optimale et à l'accélération de 10 m*g*.

Le tableau 3.4 synthétise les écarts observés entre l'étude numérique et l'étude expérimentale du bimorphe en mode générateur. On peut ainsi constater que les écarts des fréquences de résonance et anti-résonance entre la mesure et le modèle EF sont faibles (environs 1,6 %) et que le modèle prédit parfaitement les valeurs des résistances Z_r et Z_a. Au niveau de la puissance récupérée, la mesure et la modélisation EF s'accordent mieux sur la valeur de la puissance à l'anti-résonance (écart < 1 %) que sur la valeur de la puissance à la résonance (écart de 16,4 %). Les écarts sur les amplitudes DBP et les tensions électriques à la résonance et à l'anti-résonance sont inférieurs à 6 %.

Tableau 3.4 : Synthèse des différences observées entre l'étude expérimentale et l'étude numérique du BIM-EL^V en mode générateur.

	Mesure	**Simulation EF 3D**	**Ecart Δ (%)**
f_r (Hz)	131,9	134	1,6
Z_r (Ω)	10000	10000	<0,01
P_r (µW)	0,0287	0,0335	16,4
$A^{DBP}{}_r$ (mm)	0,0221	0,0229	3,8
V_r (V)	0,024	0,0259	5,4

f_a (Hz)	135,7	137,9	1,6
Z_a (Ω)	5e6	5e6	<0,01
P_a (µW)	0,0281	0,0283	0,7
$A^{DBP}{}_a$ (mm)	0,0198	0,0186	6
V_a (V)	0,53	0,5319	0,3

5. Conclusion

A travers ce chapitre, les résultats issus de modèles EF 3D ont été comparés à des mesures expérimentales. Le premier modèle a permis d'étudier la réponse mécanique d'une couche PZT encastrée-libre soumise à une excitation vibratoire harmonique et de valider le banc de test. Les deux autres modèles ont quant à eux permis de simuler les réponses des dispositifs de récupération d'énergie vibratoire en mode générateur. Les modèles EF 3D ont bien prédit les résultats expérimentaux. Plusieurs paramètres d'intérêt pour la récupération d'énergie ont ainsi été évalués à la ou aux fréquences utiles (fréquence de résonance dans le cas de l'unimorphe, fréquences de résonance et d'anti-résonance dans le cas du bimorphe) tels que la puissance récupérée, le déplacement en bout de dispositif, la tension à la sortie du dispositif. Ces paramètres tant mécaniques qu'électriques sont ceux qui prévalent pour la conception d'un dispositif de récupération d'énergie. Ils permettent de définir et de dimensionner précisément le récupérateur d'énergie en vue de son intégration avec les circuits électroniques de gestion de l'alimentation, de mesures et de communication intégrés au sein d'un même module. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser des modèles EF 3D développés afin d'optimiser le design de notre générateur en répondant à un cahier des charges spécifique.

Chapitre 4 : Stratégie de conception d'un générateur piézoélectrique

Dans les chapitres 2 et 3 nous avons présenté les méthodes de caractérisation et de modélisation des dispositifs de récupération d'énergie vibratoire. Les valeurs issues des modèles 3D EF développés pour prédire les comportements électriques ainsi que vibratoires des générateurs ont montré un bon accord avec les résultats expérimentaux. Ce constat nous permet ainsi dans ce chapitre d'envisager l'optimisation de notre dispositif pour qu'à partir d'une source vibratoire, il puisse être capable de récupérer le maximum d'énergie électrique tout en respectant des contraintes d'encombrement.

Il existe plusieurs approches de conception pour optimiser l'énergie récupérée et plusieurs types de figures de mérite pour évaluer les performances des dispositifs de récupération d'énergie. Dans ce chapitre, nous présentons d'abord différents types de figures de mérite. Ensuite, un guide de conception est proposé pour donner une stratégie de conception d'un générateur d'énergie au regard des figures de mérite élaborées sur la base de résultats issus d'études paramétriques numériques.

1. Figures de mérite des dispositifs de récupération d'énergie

Depuis ces dix dernières années, les chercheurs et les ingénieurs ont développé des générateurs d'énergie pour des applications basse consommation et ils ont toujours cherché à améliorer la performance de ces générateurs. Pour déterminer les performances du dispositif d'un point de vue énergétique, la puissance récupérée est souvent l'indicateur prépondérant. En plus de la puissance récupérée, le volume du générateur d'énergie est un indicateur d'intérêt notamment pour les applications biomédicales de type pacemaker ou biocapteur nécessitant par essence un faible encombrement. Ces deux indicateurs nous conduisent donc naturellement à considérer la densité de puissance (définie comme la quantité de puissance utilisable par un système physique donné divisé par le volume de ce système) pour évaluer la performance des générateurs.

Dans la littérature, des figures de mérite sont définies dans le but d'évaluer la performance d'un générateur, de comparer les générateurs dans l'état de l'art et surtout de faire l'optimisation des générateurs. Il existe plusieurs types de figures de mérite [7], [13], [30], [103], [133]–[138]. Après une étude bibliographique, nous présentons les figures de mérite que nous avons pu étudier.

Une figure de mérite (FOM) est avant tout un outil d'aide à la conception d'un générateur performant, notamment pour le choix des matériaux et des dimensions géométriques. De plus, une figure de mérite permet aussi de comparer les différents générateurs et se trouve être un des critères qui permet d'améliorer les générateurs. Dans cet esprit, nous nous permettons de classifier les figures de mérite (FOM) sous deux catégories :

- La FOM intrinsèque, basée sur les paramètres propres du dispositif, à la fois géométriques et matériaux. Elle va renseigner sur les paramètres du dispositif à privilégier ainsi que la structure la plus favorable en fonction de l'application finale.
- La FOM performance, qui permet de comparer différents dispositifs en termes de performance.

3.1. FOM intrinsèque

Les grandes questions posées par les concepteurs pour que le récupérateur d'énergie produise le plus d'énergie possible sont souvent : quel type de matériau faut-il prendre ? quel type de structure ? quelles dimensions ? Ces questions ont été adressées par la communauté scientifique. Les paragraphes suivants donnent un florilège de différentes réponses proposées.

1.1.1. FOM et sélection des matériaux piézoélectriques

Dans son article, Priya [134] a proposé un critère simple pour la sélection des matériaux d'un générateur piézoélectrique, une figure de mérite adimensionnelle $DFOM = FOM_{hres} \times FOM_{res}$ dans la quelle FOM_{hres} est la figure de mérite du générateur qui fonctionne hors-résonance, FOM_{res}, la figure de mérite du générateur qui fonctionne à la résonance.

Pour la FOM_{hres}, un modèle simple de plaque piézoélectrique est employé. La plaque est soumise à une force alternative (F) basse fréquence qui est très éloignée de la résonance de la

plaque. Dans ce cas, la transduction électromécanique dépend du coefficient piézoélectrique de déformation *d* et du coefficient piézoélectrique de tension *g*. La tension à circuit ouvert (*V*) de la plaque s'exprime alors de la manière suivante :

$$V = E \times t = -g \times X \times t = -\frac{g \times F \times t}{A} \tag{24}$$

avec *t* l'épaisseur de la céramique ; *E* le champ électrique ; *X* la contrainte mécanique définie par $X = F/A$ et *A* la surface de la céramique.

L'énergie électrique disponible U_e de la plaque est écrite comme :

$$U_e = \frac{1}{2} C V^2 \tag{25}$$

où *C* est la capacité de la plaque. A l'aide de (24) et (25), on peut déduire u_e, l'énergie volumique, définie par

$$u_e = \frac{1}{2}(d \times g)\left(\frac{F}{A}\right)^2 \tag{26}$$

Ainsi, avec cette équation de l'énergie volumique dans une condition expérimentale donnée, plus le facteur $d \times g$ de la céramique sera grand, plus l'énergie électrique disponible sera importante. La performance du transducteur est aussi affectée par les pertes diélectriques ($tan\delta_e$) du matériau. La figure de mérite, dans les conditions hors-résonance précédemment décrites, d'un générateur en mode 3-1 est donnée sous la forme [134] :

$$\mathrm{FOM_{hres}} = d_{31} \times g_{31}/tan\delta_e \tag{27}$$

Pour la $\mathrm{FOM_{res}}$, Priya [134] a analysé les deux modèles d'un générateur à la résonance, l'un est le modèle quantitatif de Richards [103] dans lequel l'efficience du générateur est liée au produit de $k^2 \times Q_m$ et l'autre est le modèle des paramètres distribués d'Erturk [139] dans lequel un coefficient de compliance élastique (*s*) doit être minimisé pour augmenter la puissance en sortie du générateur. De ces analyses, Priya en a déduit la FOM à la résonance du générateur en mode 3-1 de la forme suivante [134] :

$$\mathrm{FOM_{res}} = k_{31}^2 \times Q_m / s_{11}^E \tag{28}$$

Finalement, une figure de mérite adimensionnelle (DFOM) est proposée pour sélectionner le matériau piézoélectrique d'un générateur travaillant en mode 3-1. Cette DFOM prend en compte les deux régimes de fonctionnement (à la résonance et hors-résonance) :

$$DFOM = FOM_{hres} \times FOM_{res}$$

$$DFOM = \left(\frac{k_{31}^2 \times Q_m}{s_{11}^E}\right)_{res} \times \left(\frac{d_{31} \times g_{31}}{tan\delta}\right)_{hres} \tag{29}$$

La DFOM est adaptée aux cas où l'on veut récupérer l'énergie d'une source de vibration non maîtrisée car elle vise un comportement optimal du dispositif à la fois hors-résonance et à la résonance. Si la source d'énergie mécanique est bien connue, l'emploi de la $\mathrm{FOM_{hres}}$ ou de la $\mathrm{FOM_{res}}$ dépend de la source : si la fréquence d'excitation est hors-résonance, on utilise la $\mathrm{FOM_{hres}}$ pour comparer les matériaux ; et si l'excitation est à la résonance, la $\mathrm{FOM_{res}}$ est de fait mieux adaptée. Dans notre cas, c'est plutôt la $\mathrm{FOM_{res}}$ que nous allons utiliser car notre dispositif est excité à sa fréquence de résonance afin de récupérer un maximum d'énergie.

En parallèle de la DFOM, d'autres figures de mérite ont été proposées avec des constats similaires en ce qui concerne le choix des matériaux piézoélectriques, telle que la technique TOPSIS (Technique for Order of Preference by Similarity to Ideal Solution) proposée par Chauhan [136]. De même, en 2011, Takeda [135] a proposé une autre technique pour évaluer l'influence des paramètres des matériaux piézoélectriques pour les applications de récupération d'énergie vibratoire. Dans son article, un facteur de génération *G* a été défini en fonction du coefficient de couplage électromécanique du système k_{sys}^2 et le facteur de qualité du système Q_m^* de celui-ci. Il a démontré que la puissance générée est proportionnelle au facteur *G*. Takeda a également observé l'existence de relations entre le coefficient de couplage du système k_{sys}^2 et le coefficient de couplage du matériau k_{31}^2 ; et entre le facteur de qualité du système Q_{sys} et le facteur de qualité Q_m du matériau piézoélectrique. Ainsi, la figure 4.1 proposée par Takeda, illustre le lien entre la densité de puissance et le coefficient de couplage électromécanique à travers la relation entre la puissance récupérée et le facteur *G*. Sur cette figure, on peut remarquer que la céramique piézoélectrique dure, du fait des fortes valeurs de

son produit k_{31}^2 x Q_m, est la plus favorable pour faire les dispositifs de récupération d'énergie vibratoire.

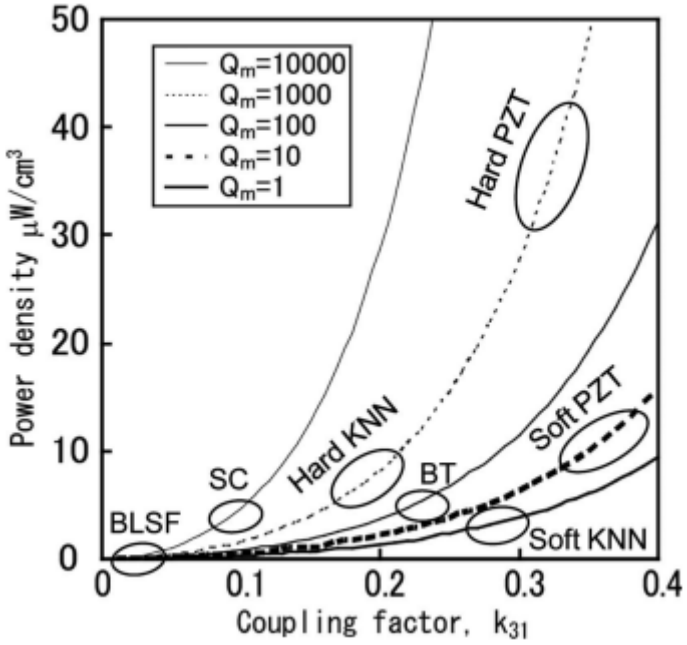


Figure 4.1 : Densité de puissance en fonction du coefficient de couplage électromécanique du matériau piézoélectrique, et tracée pour différentes valeurs de facteur de qualité mécanique [135].

Ce constat est aussi trouvé dans l'article de Shahab [140] dans lequel est présentée une comparaison entre des céramiques piézoélectriques dures et tendres et des monocristaux, pour les générateurs d'énergie par vibration aléatoire. Il est précisé notamment le fait que les céramiques piézoélectriques plus dures sont mieux adaptées dans le cas où la fréquence de résonance du générateur est comprise dans le spectre de la source d'excitation aléatoire. De même, les monocristaux durs produisent une plus grande puissance par rapport à leurs homologues tendres. Par contre, dans le cas d'une excitation hors-résonance à basse fréquence, les céramiques tendres ont de meilleures performances que les céramiques dures. Il en va de même pour les monocristaux.

1.1.2. FOM et conception de générateurs piézoélectriques

Après avoir choisi le matériau adéquat pour le générateur piézoélectrique, il ne reste plus qu'à décider de la structure de ce dernier pour qu'il soit performant. Dans cette optique, certains se sont intéressés, en plus de la puissance, à l'efficience du générateur d'énergie [9],

[18], [21]. L'efficience η d'un générateur est généralement définie comme le rapport entre l'énergie électrique à la sortie (E_{out}) et l'énergie mécanique à l'entrée (E_{in}) du système

$$\eta = \frac{E_{out}}{E_{in}}. \tag{30}$$

La formule exacte de l'efficience d'un générateur a été proposée la première fois par Richards [103]. Celle-ci est basée sur un modèle simplifié, à un seul degré de liberté (1DDL) (cf. §1.4). L'efficience d'un générateur à la fréquence de résonance avec une résistance optimale s'écrit alors sous forme :

$$\eta = \frac{1}{2} \times \frac{{k_{sys}}^2}{1 - {k_{sys}}^2} \Big/ \left(\frac{1}{Q_{sys}} + \frac{1}{2} \times \frac{{k_{sys}}^2}{1 - {k_{sys}}^2} \right) \tag{31}$$

et dépend seulement du coefficient de couplage électromécanique ${k_{sys}}^2$ et du facteur de qualité Q_{sys} du système. Ces paramètres sont liés aux paramètres structurels et matériaux du générateur. Cette formule ne prend pas en compte la fréquence d'excitation et la résistance de charge car Richards part du postulat que l'efficience maximale du générateur se trouve à la résonance et à la charge optimale.

L'influence de ces deux derniers paramètres est prise en compte par Yang [7] au même titre que le coefficient de couplage électromécanique et le facteur de qualité du système. Ce dernier emploie un modèle à 1DDL d'un unimorphe pour calculer l'énergie électrique à la sortie et l'énergie mécanique à l'entrée du système. L'efficience est ensuite déduite avec la formule ci-dessous [7] :

$$\eta = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{V_{RMS}^2 / R}{\frac{1}{2} m \times \ddot{X} \times \dot{Z} \times \sin(\emptyset_x)} \tag{32}$$

avec V_{RMS}, la tension efficace aux bornes de la résistance de charge R ; m, la masse du dispositif ; X, le déplacement relatif entre la masse m et la base d'excitation (Z) ; et $\emptyset_x$, le déphasage entre la réponse de déplacement X et l'accélération de la base $\ddot{Z}$ (à la résonance $\sin(\emptyset_x) = 1$). Dans le cas d'un système linéaire, l'efficience peut être définie comme une fonction du coefficient de couplage électromécanique ${k_{sys}}^2$:

$$\eta = \frac{{k_{sys}}^2}{2\frac{\xi}{\alpha}\tilde{\omega}^2 + 2\xi\alpha + {k_{sys}}^2} \tag{33}$$

$$\tilde{\omega} = \omega/\omega_n \tag{34}$$

$$\alpha = r\tilde{\omega} \tag{35}$$

$$r = 1/RC_p\omega \tag{36}$$

avec ξ le coefficient d'amortissement ; ω la pulsation d'excitation ; ω_n la pulsation de résonance du dispositif ; r le rapport de l'impédance interne capacitive sur la résistance de charge ; et C_p la capacité interne de l'unimorphe.

L'étude de Yang conclut qu'un faible amortissement et un grand coefficient de couplage électromécanique seraient bénéfiques pour l'efficience. Par contre, aussi bien une faible qu'une forte valeur de résistance la diminuerait. Il en va de même lorsque la fréquence d'excitation augmente. Le pic de l'efficience se trouverait sur la courbe d'impédance à la résonance.

Les FOMs intrinsèques permettent ainsi au concepteur de dresser le profil du générateur en termes de paramètres physiques et matériaux (masse, coefficient d'amortissement, coefficient de couplage électromécanique, …) afin d'en maximiser les performances.

3.2. FOM performance

Afin de pouvoir comparer des générateurs d'énergie de conceptions différentes entre eux, il faudrait disposer de FOMs qui ne soient définies qu'à l'aide des grandeurs de sortie. On parle alors de « FOM performance ». Ainsi, pour définir une FOM plus universelle, Beeby [30] propose une figure de mérite appelée la densité de puissance normalisée (NPD), dans laquelle la densité de puissance η_p est divisé par l'amplitude d'accélération de la source (A) au carré, pour enlever la dépendance de la source d'excitation

$$\text{NPD} = \frac{\eta_p}{A^2} = \frac{P}{A^2 V} \tag{37}$$

avec P, la puissance récupérée et V, le volume du générateur.

Cette FOM est souvent utilisée dans la communauté pour comparer simplement les performances des dispositifs de récupération d'énergie [45], [78], [98], [142].

En plus de l'efficience, d'autres auteurs suggèrent l'utilisation de l'efficacité [133], [143]. Ainsi, Roundy [133] propose une FOM adimensionnelle basée sur ce critère pour comparer la puissance à la sortie de divers mécanismes de transduction :

$$e = k^2 {Q_{sys}}^2 \frac{\rho}{\rho_0} \frac{\lambda}{\lambda_{max}} \tag{38}$$

où e est l'efficacité ; k^2 le coefficient de couplage ; Q_{sys} le facteur de qualité du système ; ρ_0 la densité d'un matériau de base ; ρ la densité réelle du dispositif complet ; λ le coefficient de transmission d'un transducteur linéaire ; et λ_{max} le coefficient de transmission maximal qui dépend seulement au coefficient de couplage [133]. Cette figure de mérite n'a pas de valeur maximale définie car Q_{sys} n'a pas de limite fondamentale, elle n'indique donc pas directement à quel point un dispositif est proche d'une performance optimale. Une définition alternative de l'efficacité est proposée en référence [143], appelée efficacité du générateur E_H :

$$E_H = \frac{\text{Puissance de sortie utile}}{\text{Puissance de sortie maximale possible}} \tag{39}$$

L'efficacité du générateur telle que définie ci-dessus a un maximum théorique de 100 % et est principalement un indicateur de la façon dont une conception spécifique s'approche du maximum de puissance théorique.

2. Guide de conception d'un générateur piézoélectrique

Généralement, un générateur d'énergie vibratoire se présente sous la forme d'une poutre (en l'occurrence un bimorphe) encastrée à une de ses extrémités et chargée par une masselotte collée à son autre extrémité, afin d'adapter la fréquence de résonance et d'augmenter la performance du dispositif. Il est à noter que seul le cas de l'adaptation à la fréquence de résonance sera envisagé car à cette fréquence l'impédance équivalente du dispositif est plus petite que celle à l'antirésonance, ce qui est plus favorable quand le générateur est connecté avec un CGP. Dans notre étude, le générateur piézoélectrique est connecté à une charge résistive ; l'effet des CGPs sur le comportement du générateur n'est pas étudié.

La conception d'un générateur d'énergie vibratoire commence donc par la détermination de sa fréquence de résonance en lien avec le spectre de vibration de la source d'excitation [105]. Pour ce faire, les paramètres géométriques du générateur tels que la longueur (*L*), la largeur (*b*), l'épaisseur de la couche de shim (*epS*), l'épaisseur des couches de matériau piézoélectrique (*epP*) ainsi que la masse et la forme de la masselotte sont à ajuster. A cette fin, différentes études paramétriques sont réalisées à l'aide du modèle EF développé dans les chapitres précédents. De ces études, et en lien avec les travaux de Beeby et Yang (cf. §1.2. FOM performance), une figure de mérite du dispositif étudié sera élaborée. Celle-ci, en plus du simple critère de la puissance électrique récupérée, permettra d'évaluer les performances de notre générateur d'énergie et de le comparer à d'autres générateurs. L'objectif ultime de ces études est de donner un guide de conception d'un générateur qui peut répondre au mieux à un cahier des charges spécifique. Le cahier des charges est un ensemble de spécifications sur la source vibratoire, sa fréquence fondamentale, son amplitude d'accélération et les contraintes d'encombrement du dispositif.

Enfin, même si les paramètres des matériaux choisis pour les différentes couches (shim et céramique piézoélectrique) influencent également la fréquence de résonance du générateur, cet aspect ne sera pas abordé. En effet, en ce qui concerne le matériau piézoélectrique, une céramique PZT dure est choisie du fait de ses meilleures performances par rapport à d'autres types de céramiques (cf. figure 4.1 et figure de mérite FOM_{res} de Priya). Pour le matériau du shim, plusieurs types de matériaux élastiques ont été testés (l'inox, le cuivre, l'aluminium, …). Le laiton a été retenu du fait de sa facilité de mise en œuvre pour la fabrication d'un générateur, notamment au niveau du collage du bimorphe.

2.1. Etude d'un générateur de type bimorphe sans la masselotte

Nous commençons d'abord par l'étude du générateur sans la masselotte. Cela nous permet d'observer l'influence des paramètres géométriques (longueur, largeur, épaisseur) de la poutre piézoélectrique sur la puissance électrique récupérée ainsi que les FOMs intéressantes.

2.1.1. Effet de la longueur et de la largeur

Dans cette étude, le cahier de charge est fixé, avec une vibration d'accélération 5 m*g*, à la fréquence 134 Hz. Afin de respecter les possibilités de fabrication, la longueur (*L*) du

bimorphe variera de 17 mm à 36 mm ; et la largeur (*b*), de 4 mm à 36 mm. L'épaisseur du shim (*epS*) est égale à 12 µm.

Afin de garder la fréquence de résonance du bimorphe égale à la fréquence de consigne, l'épaisseur des couches piézoélectriques (*epP*) doit être ajustée. Pour cela, nous avons mis en place une routine d'optimisation en utilisant le module Matlab LiveLink de COMSOL qui permet de piloter COMSOL avec des programmes créés sous Matlab (cf. figure 4.2). La fonction « fminsearch » de Matlab basée sur la méthode Nelder-Mead est utilisée pour ajuster le paramètre *epP* et calculer la puissance optimale (i.e. la puissance calculée à la fréquence de résonance pour une impédance optimale Z_r).

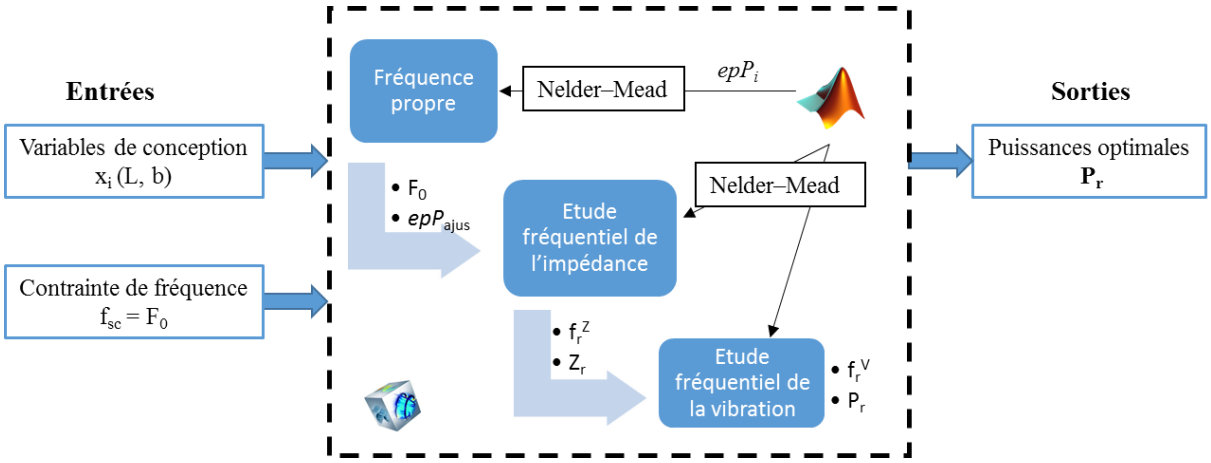


Figure 4.2 : Routine d'optimisation développée sous Matlab et COMSOL.

Pour chaque configuration (L_i, b_i) du bimorphe envisagée, la figure 4.3 montre l'épaisseur *epP* ajustée pour que la fréquence de résonance du dispositif soit constante. Pour une valeur L_i donnée, la valeur de l'épaisseur *epP* ne change pas beaucoup en fonction de la largeur *b* : par exemple, pour *L* = 36 mm, *epP* diminue de 3,6 % lorsque *b* augmente de 4 mm à 36 mm. En revanche, l'épaisseur change significativement en fonction de la longueur : par exemple, pour *b* = 4 mm, *epP* diminue de 81 % lorsque *L* diminue de 36 mm à 17 mm. En effet, lorsque la longueur *L* diminue, l'épaisseur *epP* doit également diminuer pour garder une fréquence de résonance constante.

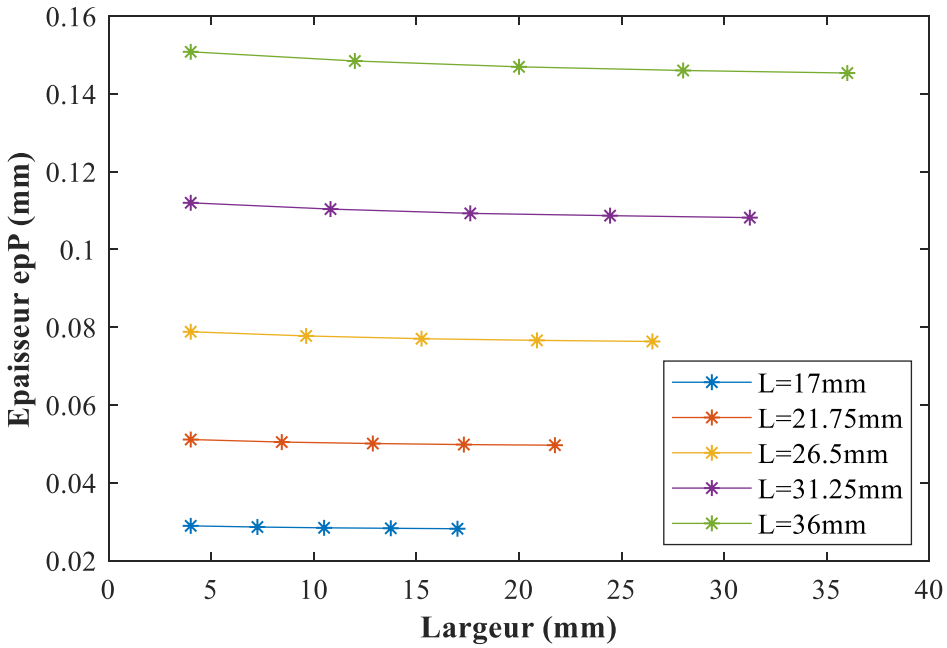


Figure 4.3 : Epaisseur *epP* ajustée en fonction de la longueur et de la largeur du bimorphe.

2.1.1.1. Effet sur la puissance électrique

L'influence de la longueur et de la largeur sur la puissance optimale (P_r) est montrée sur la figure 4.4 : on peut constater que la puissance augmente proportionnellement avec la largeur. Cette tendance est accentuée avec la longueur. Ainsi, pour maximiser la puissance électrique récupérée, il convient de maximiser la surface du générateur dans l'espace autorisé défini dans le cahier des charges. Par ailleurs, à surface équivalente, il convient de privilégier la longueur à la largeur.

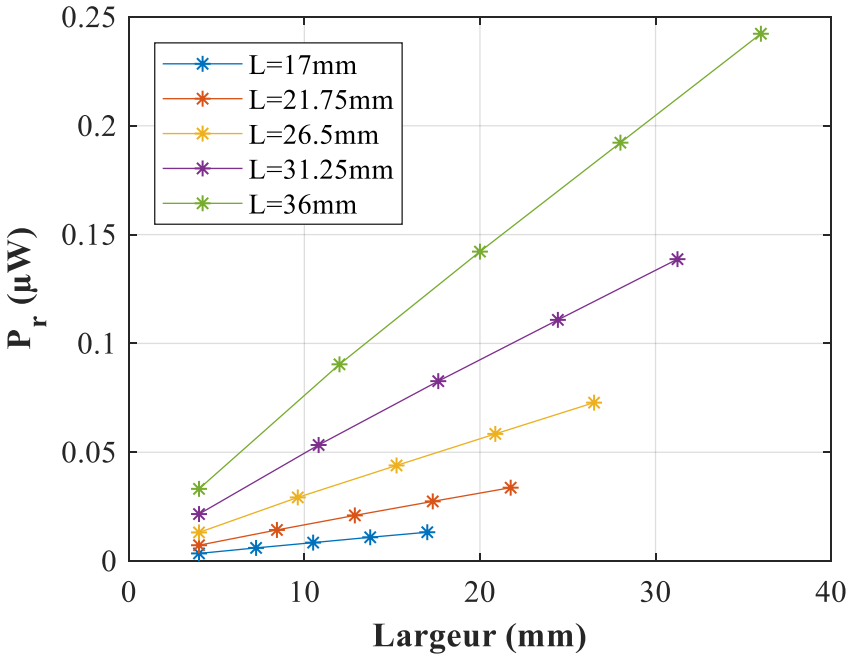


Figure 4.4 : Puissance moyenne optimale en fonction de la longueur et de la largeur.

2.1.1.2. Effet sur l'impédance électrique et le déplacement

En plus de la puissance électrique, d'autres grandeurs de sortie du générateur sont étudiées : l'impédance optimale Z_r, en lien avec le circuit de management de puissance (CGP), et le déplacement maximal au bout de la poutre, paramètre d'intérêt pour l'intégration du dispositif.

La figure 4.5 présente l'évolution de l'impédance Z_r en fonction des paramètres L et b. Pour une valeur de L_i donnée, la valeur de Z_r diminue avec l'augmentation de la largeur. Plus particulièrement, l'impédance Z_r diminue d'un facteur 11 quand la largeur est multipliée par 9 dans le cas L = 36 mm : ceci traduit l'augmentation de la capacité propre du bimorphe, puisque l'épaisseur varie faiblement (cf. figure 4.3). A une largeur plus faible, l'impédance Z_r est plus sensible à la longueur.

Au niveau de l'amplitude DBP maximale, la figure 4.6 montre que l'amplitude DBP maximale est plus sensible à la largeur qu'à la longueur. Le déplacement diminue en fonction de la largeur : par exemple, pour une longueur L = 36 mm, l'amplitude du déplacement diminue de 19% quand la largeur est multipliée par 9.

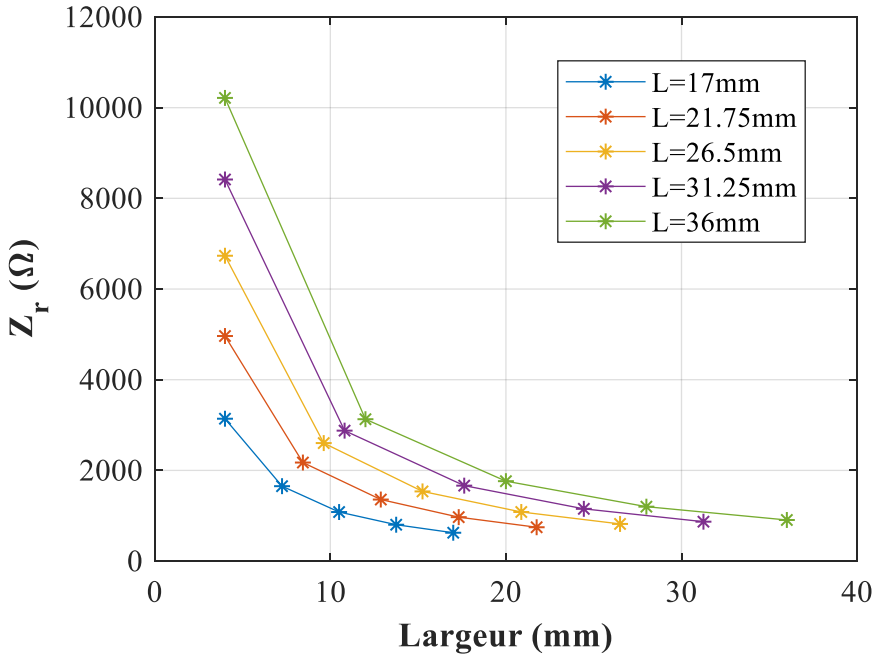


Figure 4.5 : Résistance Zr en fonction de la longueur et de la largeur.

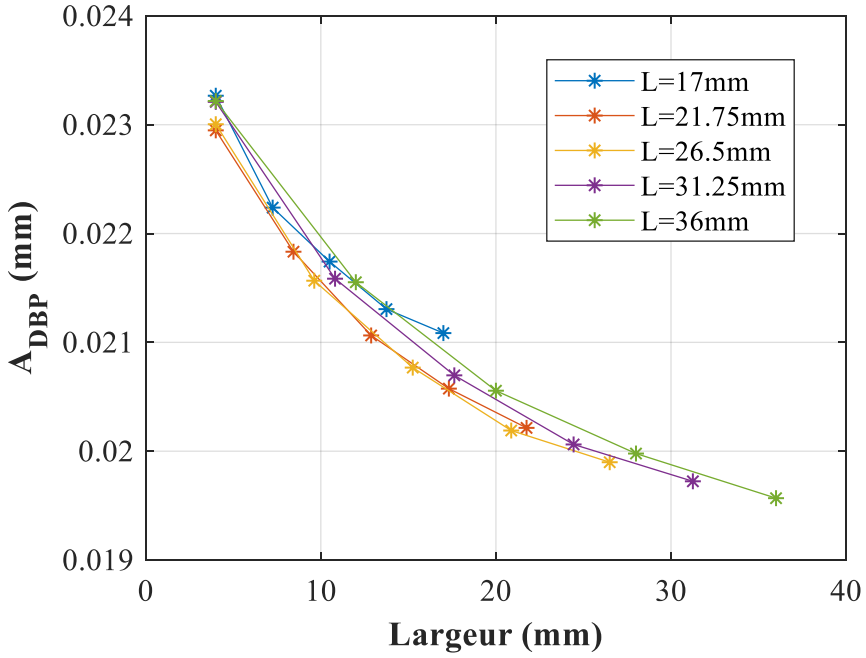
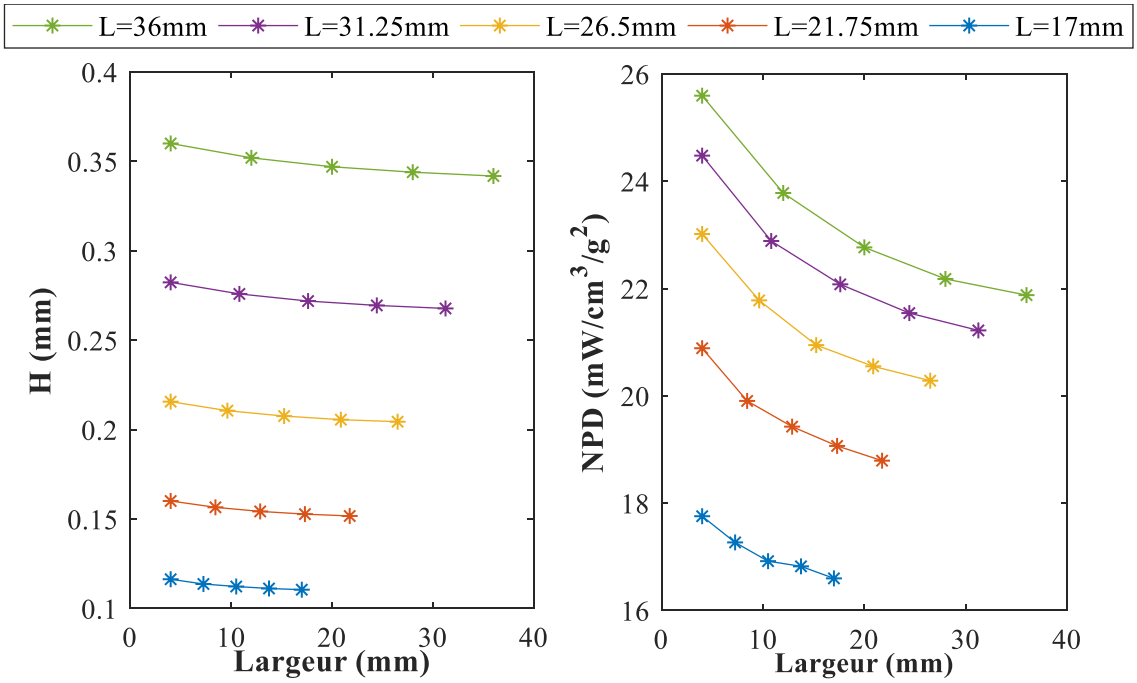


Figure 4.6 : Amplitude de déplacement en fonction de la longueur et de la largeur.

2.1.1.3. Effet sur la NPD et l'efficience

Les autres grandeurs importantes à étudier, pour discriminer les figures de mérite à utiliser afin de comparer les générateurs, sont la densité de puissance normalisée NPD et l'efficience du générateur.

Ainsi, la hauteur (*H*) du dispositif est définie comme la somme de l'épaisseur totale du bimorphe ajoutée à l'amplitude DBP maximale ($H = 2epP + epS + 2A_{DBP}$). La hauteur du dispositif et la densité de puissance normalisée ont été tracées en fonction de la largeur et de la longueur et sont présentées sur la figure 4.7. La largeur n'a pas beaucoup d'influence sur la hauteur tandis que l'influence de la longueur est plus importante : avec une longueur plus grande, la hauteur du dispositif est plus grande (cf. figure 4.7.a), tendance qui vient principalement de l'évolution de l'épaisseur *epP* (cf. figure 4.3). La figure 4.7.b montre que la densité de puissance normalisée change significativement avec la longueur : par exemple à b = 4 mm, la NPD augmente de 44 % lorsque L augmente de 17 mm à 36 mm. En revanche, la NPD diminue avec la largeur, par exemple à L = 36 mm, la NPD diminue de 14 % quand la largeur augmente de 4 mm à 36 mm. Comme la puissance électrique, la NPD augmente lorsque la longueur augmente. Par contre, au contraire de la puissance, la NPD diminue lorsque la largeur augmente.



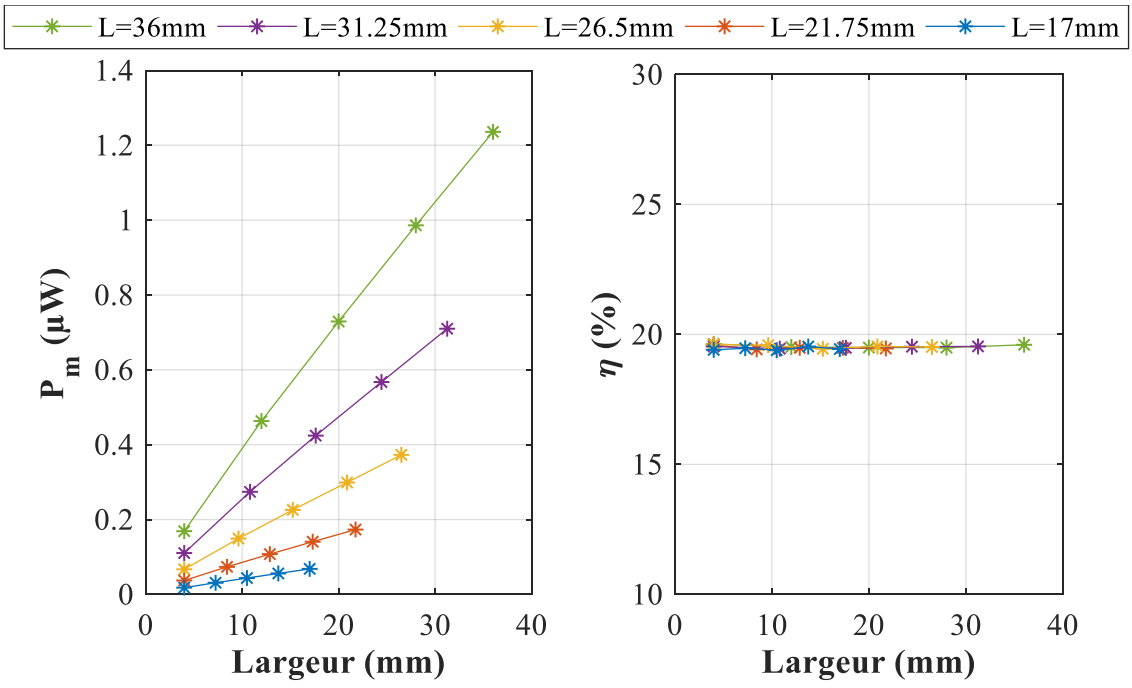
a) b)

Figure 4.7 : Hauteur du dispositif a) et densité de puissance normalisée b) en fonction de la largeur et paramétrées par la longueur L.

L'efficience du générateur (η) est définie comme le rapport entre l'énergie électrique récupérée et le travail mécanique à l'entrée du générateur. L'efficience du générateur à la résonance est déduite de l'équation (32) et s'exprime de la manière suivante [7] :

$$\eta = \frac{V_{RMS}^2/R}{\frac{1}{2} m \times \ddot{X} \times \dot{Z}} \tag{40}$$

Dans l'équation (40) le numérateur correspond à la puissance électrique (délivrée à la charge R par le générateur) et le dénominateur correspond à la puissance mécanique transférée par la source de vibration au générateur (P_m).



a) b)

Figure 4.8 : Puissance mécanique transférée et efficience du bimorphe en fonction de la largeur et de la longueur.

La puissance mécanique P_m augmente proportionnellement avec la largeur (cf. figure 4.8 a), et cette tendance est accentuée avec la longueur. En effet, l'évolution de la puissance mécanique en fonction de la largeur et de la longueur peut s'expliquer par l'évolution de la masse du générateur (cf. figure 4.9). L'influence des paramètres géométriques latéraux sur la puissance mécanique a la même tendance que la puissance électrique récupérée (cf. figure 4.4). L'efficience du générateur reste donc constante autour de 19,5% pour toutes les valeurs de largeur et de longueur. Cela montre que l'efficience du générateur ne dépend que des

paramètres intrinsèques du générateur notamment le coefficient de couplage électromécanique, le coefficient d'amortissement et elle ne dépend pas de paramètres géométriques du générateur. Ce constat est valable seulement dans le cas où l'excitation mécanique reste constante (l'amplitude d'accélération et la fréquence d'excitation sont inchangées).

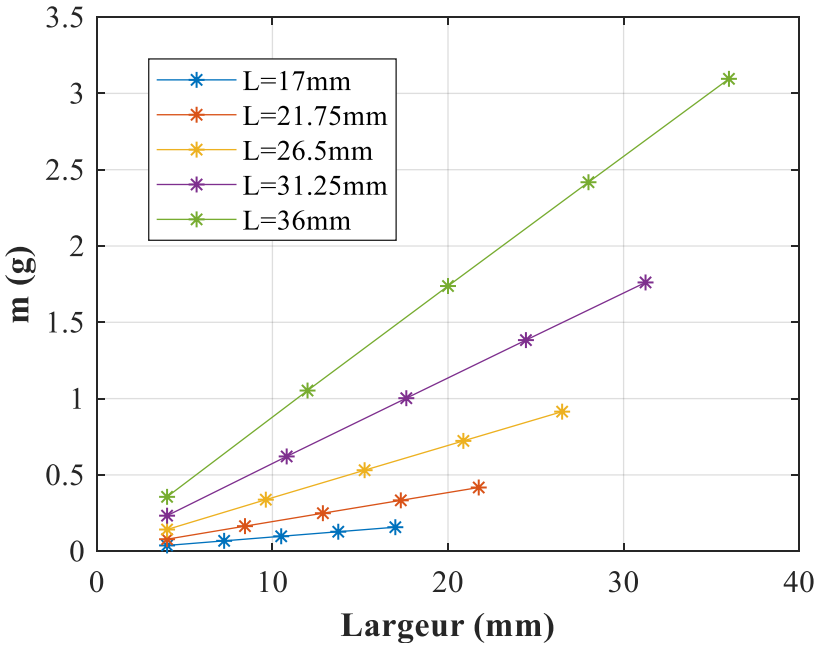


Figure 4.9 : Masse du générateur en fonction de la largeur et de la longueur L.

2.1.2. Effet de l'épaisseur de la couche piézoélectrique et de l'épaisseur de la couche de shim

Afin d'évaluer l'influence de l'épaisseur de la couche piézoélectrique et de l'épaisseur du shim sur la réponse vibratoire du bimorphe soumis à une accélération de 5 m*g*, une étude paramétrique est réalisée. La fréquence d'excitation est fixée à 132,3 Hz. La largeur est fixée à 4 mm, et la longueur à 36 mm. L'étude paramétrique est réalisée en faisant varier la valeur de l'épaisseur *epP* de 25 µm à 152 µm, tandis que l'épaisseur du shim *epS* est ajustée, pour chaque valeur de *epP*, afin garder la fréquence de résonance constante.

Pour chaque configuration (epP_i) du bimorphe envisagée, la figure 4.10 montre l'épaisseur *epS* ajustée pour que la fréquence de résonance du dispositif reste constante. L'épaisseur *epS* diminue linéairement avec l'épaisseur *epP* (avec un taux de détermination R^2 de 99.77 %).

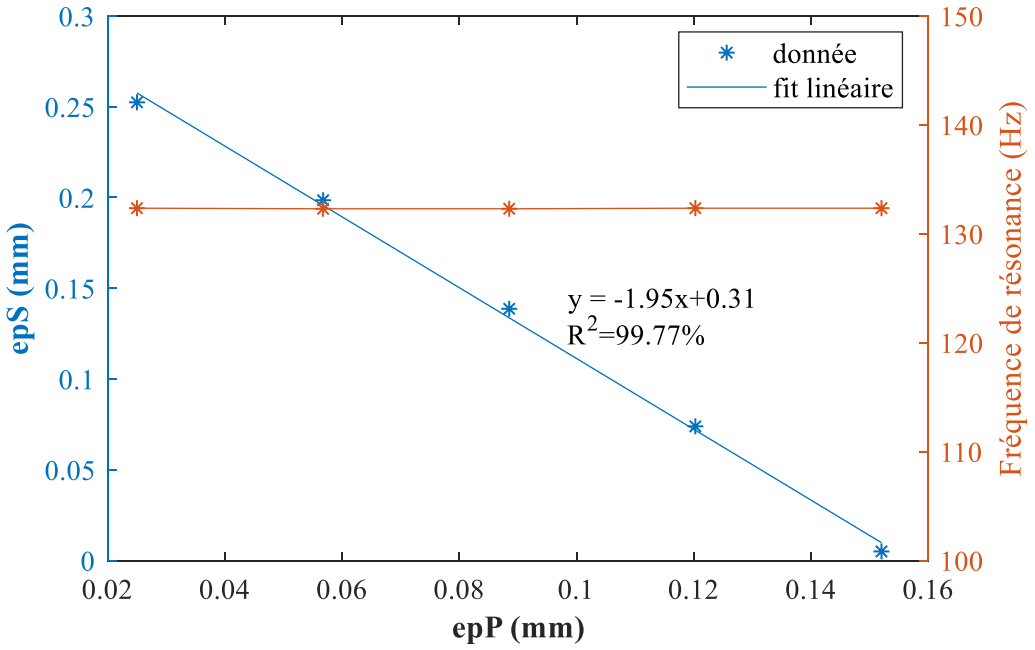


Figure 4.10 : Epaisseur du shim en fonction de l'épaisseur *epP*.

2.1.2.1. Effet sur la puissance électrique

La figure 4.11 présente la puissance moyenne optimale en fonction de l'épaisseur *epP*. La puissance P_r augmente quand l'épaisseur *epP* diminue, et donc quand l'épaisseur *epS* augmente.

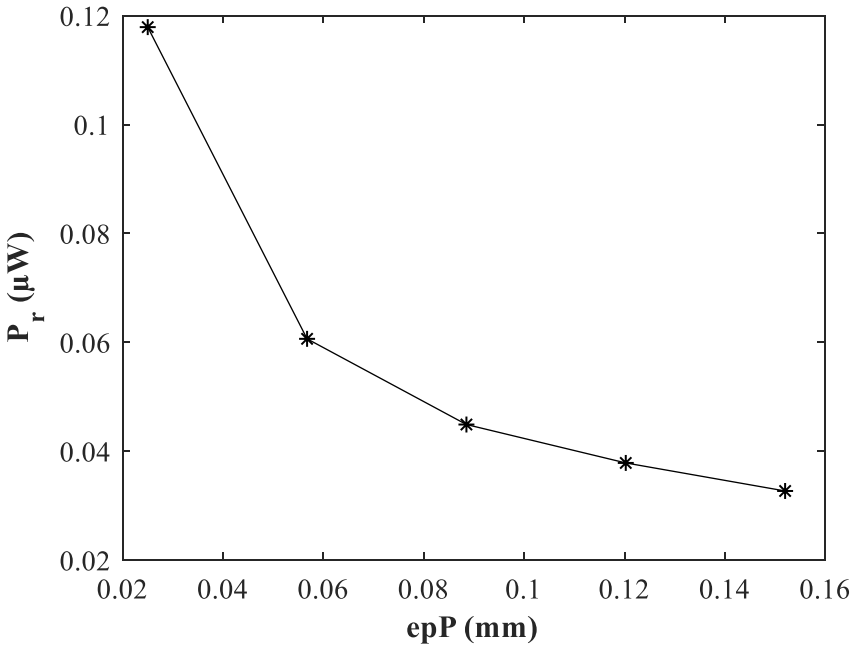


Figure 4.11 : Puissance moyenne en fonction de l'épaisseur des couches piézoélectriques.

Pour un matériau parfaitement élastique, la relation entre la contrainte (σ) et la déformation résultante (ε) est décrite par la loi de Hooke :

$$\sigma = E\varepsilon \tag{41}$$

où *E* est le module de Young ou le module d'élasticité. Or en réalité, une dissipation de l'énergie mécanique dans le matériau a lieu par la friction interne, et des états d'équilibre thermodynamique de la structure interne. Afin de modéliser cette phénomène, le module de Young est définit comme un coefficient complexe pour prédire simplement le comportement viscoélastique [144] :

$$E^* = E(1 + i \times tan\delta_m) \tag{42}$$

où $tan\delta_m$ est la tangente de l'angle de pertes entre la contrainte et la déformation, également appelée le facteur d'amortissement. Le facteur d'amortissement représente le rapport de l'énergie dissipée par la chaleur à l'énergie élastique conservée. Il dépend de la fréquence et la température, selon des lois qui peuvent être déterminées expérimentalement et qui n'ont pas de formulations analytiques [144].

Toutefois, le facteur d'amortissement du shim n'est pas souvent pris en compte dans les modèles analytiques pour modéliser le générateur. Pourtant, quand l'épaisseur du shim augmente, de fait, les pertes élastiques du shim interviennent de manière plus importante dans l'amortissement global du système (ξ).

Pour prendre en compte ce phénomène, le taux d'amortissement (appelé ensuite par le coefficient d'amortissement, *ca*) du shim en laiton est donc caractérisé par la mesure vibratoire d'une couche en laiton de 50 µm d'épaisseur car il n'est pas évident de caractériser une couche de laiton très souple de 12 µm comme celle utilisée pour fabriquer des bimorphes. Le coefficient d'amortissement, déterminé en utilisant la méthode à mi-puissance dite « half of power » [145], est égal à 0,007. Cette valeur est cohérente avec la littérature, le coefficient d'amortissement d'un métal ou d'un alliage de métal étant compris entre 0,001 et 0,1 [146].

L'étude paramétrique de l'épaisseur *epP* est ensuite faite avec quatre valeurs de coefficient d'amortissement : ca=0 (cas idéal), *ca* = 0,001, *ca* = 0,01 et *ca* = 0,007 (valeur mesurée). Pour chaque valeur de *ca* et de *epP*, l'épaisseur *epS* est ajustée pour respecter une valeur de fréquence de résonance constante égale à 132,3 Hz. La figure 4.12 montre que

l'évolution de l'épaisseur *epS* en fonction de l'épaisseur *epP* ne dépend pas de la valeur du coefficient d'amortissement du shim.

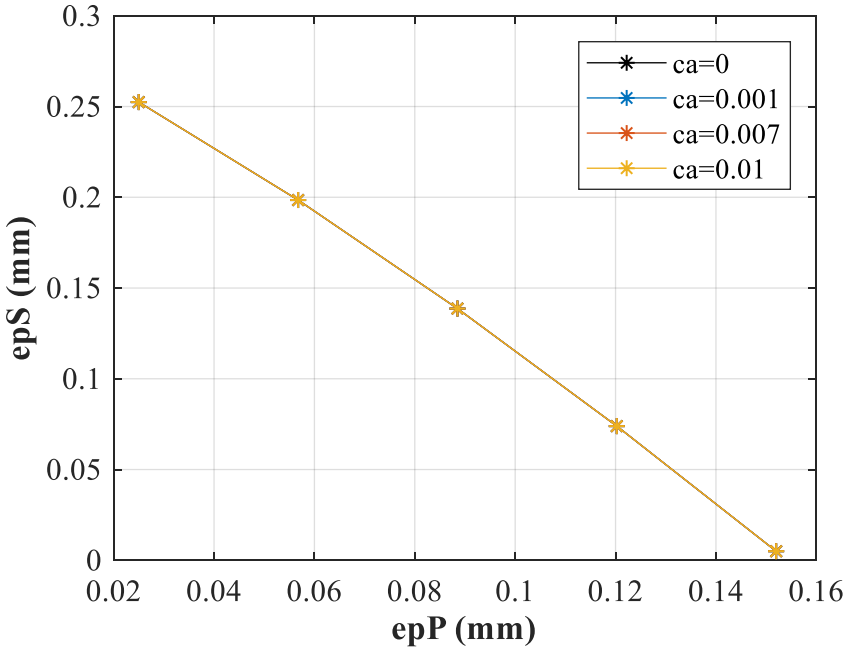


Figure 4.12 : Epaisseur du shim en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim.

En revanche, la figure 4.13 montre que dans le cas où *ca* = 0 et *ca* = 0,001, la puissance *Pr* augmente quand l'épaisseur *epP* diminue (ie quand l'épaisseur *epS* augmente). En effet, pour une valeur faible ou nulle du coefficient *ca* du shim, le coefficient d'amortissement du générateur diminue avec l'augmentation de l'épaisseur du shim, la puissance est donc augmentée. Dans les cas où les pertes sont considérables (ca = 0,007 et 0,01 dans cette étude) la puissance *Pr* passe à un maximum en fonction de l'épaisseur *epP*.

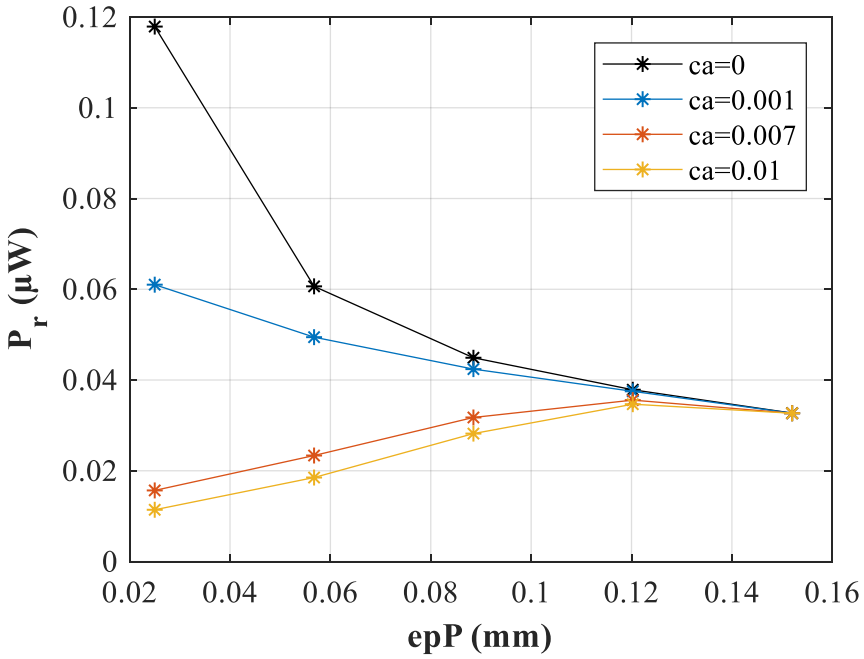


Figure 4.13 : Puissance moyenne optimale en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim.

Effectivement, la puissance *Pr* maximale est déterminée grâce à la routine d'optimisation (cf. figure 4.2) et est montrée sur la figure 4.14. A ce point optimal, l'épaisseur *epP* est de 120,6 µm et l'épaisseur *epS* est de 73 µm. Par rapport à notre configuration expérimentale (*epP* = 152 µm et *epS* = 12 µm), on peut constater une différence de puissance de 9 %.

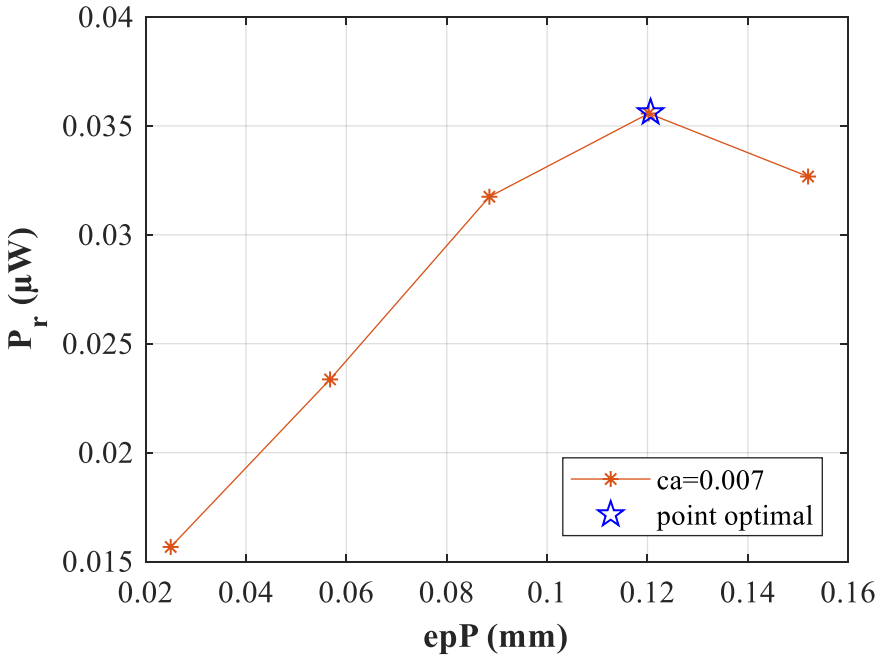


Figure 4.14 : Résultat de l'étude d'optimisation de la puissance moyenne pour la valeur ca = 0,007.

2.1.2.2. Effet sur l'impédance électrique et le déplacement

L'influence des épaisseurs *epP* et *epS* sur l'impédance optimale Z_r et sur l'amplitude du DBP est montrée sur la figure 4.15. Dans le cas où la valeur du coefficient *ca* du shim est faible, l'impédance Z_r augmente quand l'épaisseur *epP* augmente (et donc l'épaisseur *epS* diminue). Pour des valeurs plus importantes du coefficient *ca* du shim (*ca* = 0,007 et *ca* = 0,01), l'impédance Z_r décroît puis croît lorsque l'épaisseur *epP* augmente (et l'épaisseur *epS* diminue). L'impédance Z_r dépend donc à la fois des épaisseurs *epP* et *epS* mais aussi du coefficient d'amortissement du shim, et plus généralement du coefficient d'amortissement du système. Ce constat est également observé dans [11].

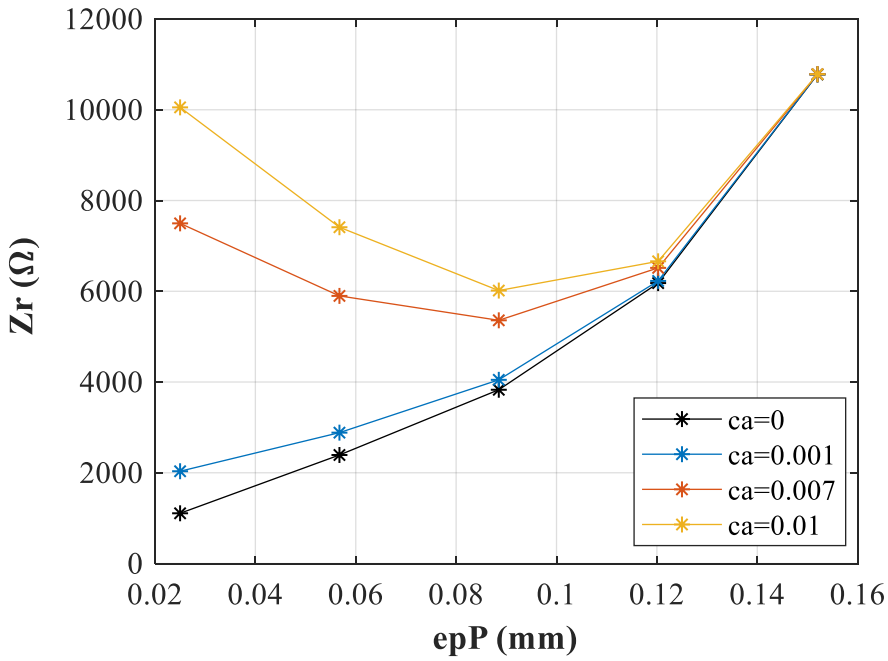


Figure 4.15 : Evolution de l'impédance Z_r en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim.

Par ailleurs, la figure 4.16 montre que l'évolution de l'amplitude du DBP, en fonction de l'épaisseur *epP* et de la valeur du coefficient *ca* du shim, est similaire à celle de la puissance *Pr* (cf figure 4.13). Dans le cas où *ca* = 0 et *ca* = 0,001, l'amplitude du DBP diminue quand l'épaisseur *epP* augmente. Dans les cas où les pertes sont considérables (ca = 0,007 et 0,01 dans cette étude), l'amplitude du DBP passe par un maximum en fonction de l'épaisseur *epP*.

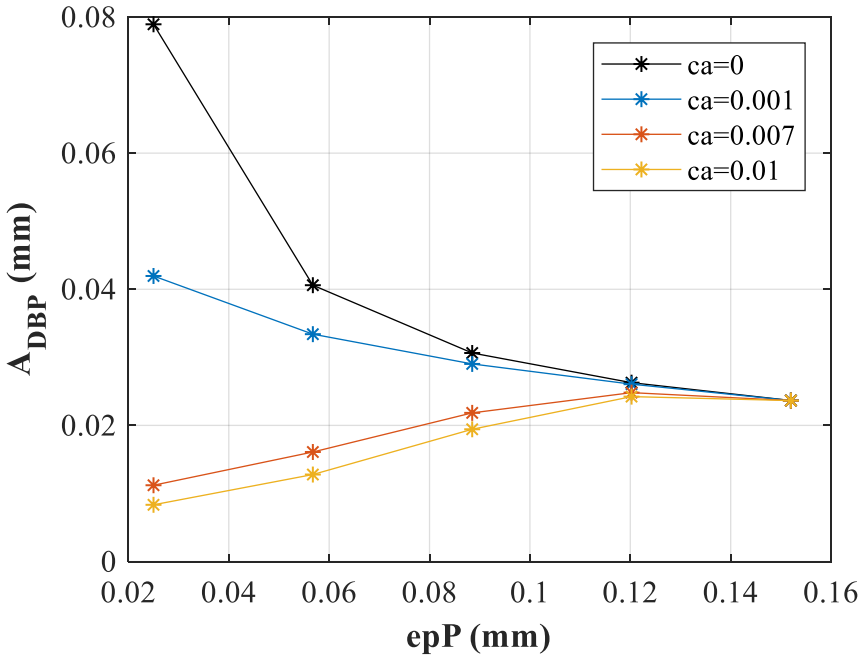


Figure 4.16 : Evolution du déplacement maximal en fonction de l'épaisseur *epP* pour différentes valeurs du coefficient d'amortissement du shim.

2.1.2.3. Effet sur la NPD et sur l'efficience

La hauteur H du dispositif et sa NPD en fonction de l'épaisseur *epP* pour *ca* = 0,007 sont présentées sur la figure 4.17. La hauteur du dispositif ne change pas significativement avec l'épaisseur *epP* (variation de 12 % de hauteur lorsque *epP* varie de 300 %).

Même si leurs évolutions sont similaires, la NPD est plus sensible au paramètre *epP* que la hauteur H. En effet, la NPD varie de 107 % lorsque *epP* varie de 300% et passe par un maximum en fonction de l'épaisseur *epP*. On peut noter que la NPD peut augmenter de 6,5 % comparée à la configuration avec l'épaisseur *epP* = 152 µm (le point le plus à droite) et de 102 % comparée à la configuration avec l'épaisseur *epP* = 25µm (le point le plus à gauche). Comparée à notre configuration expérimentale (*epP* = 152 µm), on peut constater une différence de 6,5 % par rapport au maximum.

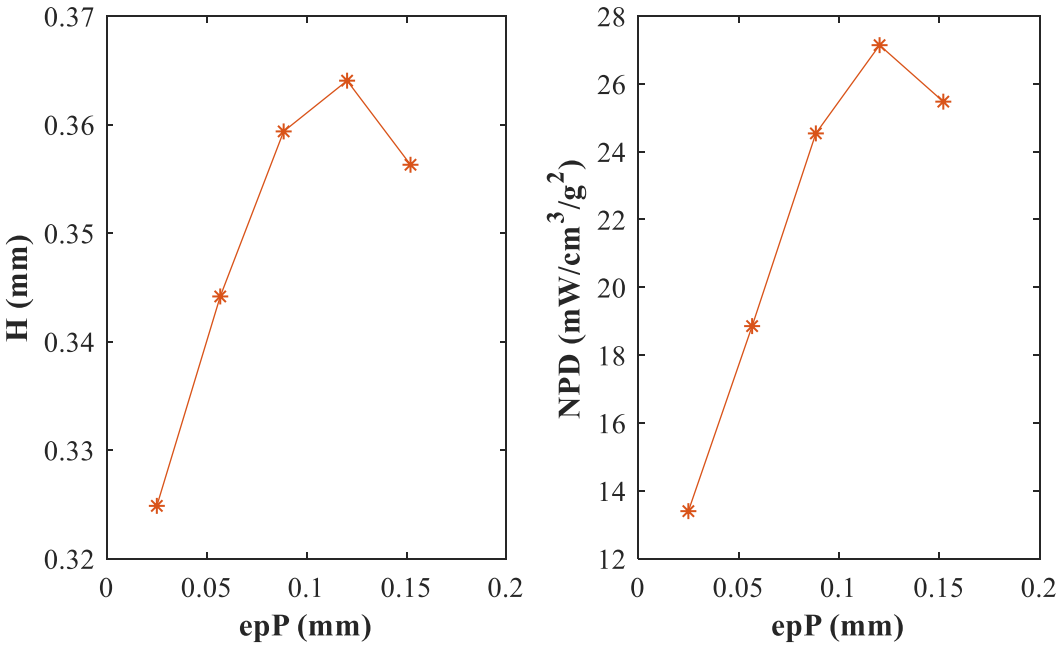


Figure 4.17 : Hauteur du dispositif et la NPD en fonction de l'épaisseur epP.

La figure 4.18 présente la puissance mécanique P_m transmise de la source d'excitation au générateur, ainsi que l'efficience η du générateur. La puissance P_m et l'efficience η en fonction de l'épaisseur *epP* (et de l'épaisseur *epS*) suivent la même tendance que la puissance *Pr*. Le point optimal est de 19,6 % pour l'efficience, et l'efficience ne varie pas beaucoup : l'écart entre le point optimal et la valeur la plus faible est de 0,52 % seulement.

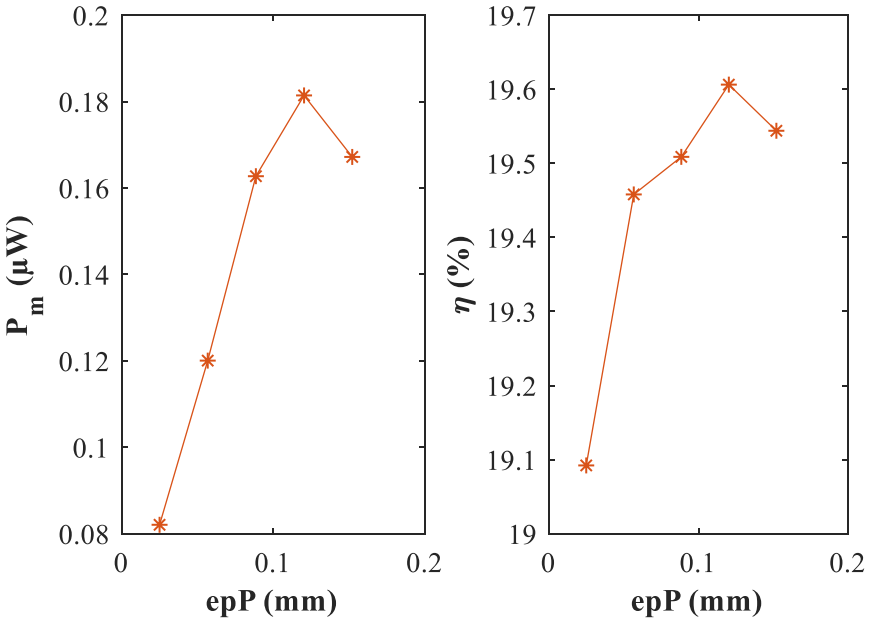


Figure 4.18 : Puissance mécanique transférée au générateur et son efficience en fonction de l'épaisseur *epP*.

2.2. Etude d'un générateur de type bimorphe avec la masselotte

Dans le domaine de la récupération d'énergie vibratoire, on a vu que la fréquence fondamentale des sources de vibrations est généralement très basse (< 200 Hz). A des fins d'ajustement à cette source, il est possible d'ajouter une masselotte au bout de la poutre pour modifier la fréquence de résonance du générateur. De plus, la masselotte permet d'augmenter l'énergie mécanique à l'entrée du système et donc d'augmenter la puissance électrique générée. L'effet de la masselotte est étudié dans de nombreux travaux [147][148][149]. Généralement, la masselotte est réduite à une masse ponctuelle au bout de la poutre dans la plupart des modèles analytiques [108]. Néanmoins, dans la pratique, la masselotte est déposée sur le bimorphe avec autant de façons différentes qu'il existe de processus de fabrication [149][150][81][151]. Dans notre cas, la masselotte est composée de deux masses collées de part et d'autre du bimorphe, comme montré sur la figure 4.19.

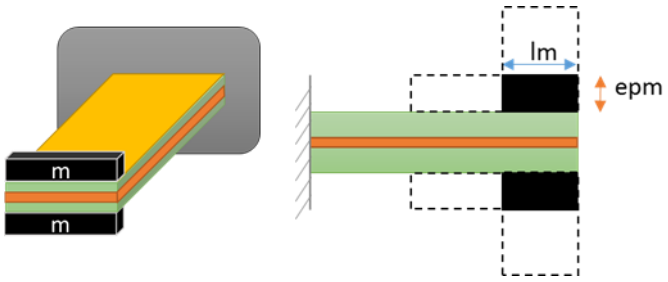


Figure 4.19 : Schéma du bimorphe avec la masselotte.

Afin d'étudier l'influence de la masselotte sur la réponse vibratoire du bimorphe, celui-ci est soumis à une accélération de 5 m*g* à une fréquence d'excitation de 50 Hz. Les paramètres géométriques latéraux du bimorphe sont fixés à 4 mm de large et 36 mm de long. L'épaisseur du shim est fixée à 12 µm et la largeur de la masselotte est égale à la largeur du bimorphe, soit 4 mm.

La masse de la masselotte est égale à la somme des masses des deux blocs la constituant. La masse de la masselotte est directement liée aux paramètres *lm* (la longueur de la masselotte) et *epm* (l'épaisseur de la masselotte). Des études paramétriques sur ces deux paramètres sont donc réalisées pour voir leur influence sur la réponse vibratoire du générateur.

Ainsi, autour d'une configuration de référence (lm_0 = 4 mm, epm_0 = 0,5 mm), l'épaisseur *lm* varie de 1 mm à 18 mm en 5 points ; et *epm*, de 0,125 mm à 2,5 mm en 6 points.

On voit bien évidemment que la masse de la masselotte est proportionnelle à son épaisseur et à sa longueur (cf. figure 4.20).

Pour chaque configuration (lm_i, epm_i) envisagée, la figure 4.21 montre l'épaisseur *epP* ajustée pour conserver la fréquence de résonance du dispositif à une valeur constante. On peut constater que l'épaisseur *epP* augmente avec la masse de la masselotte. En effet, quand la masse de la masselotte augmente, la constante de raideur de la poutre augmente pour garder une fréquence de résonance constante.

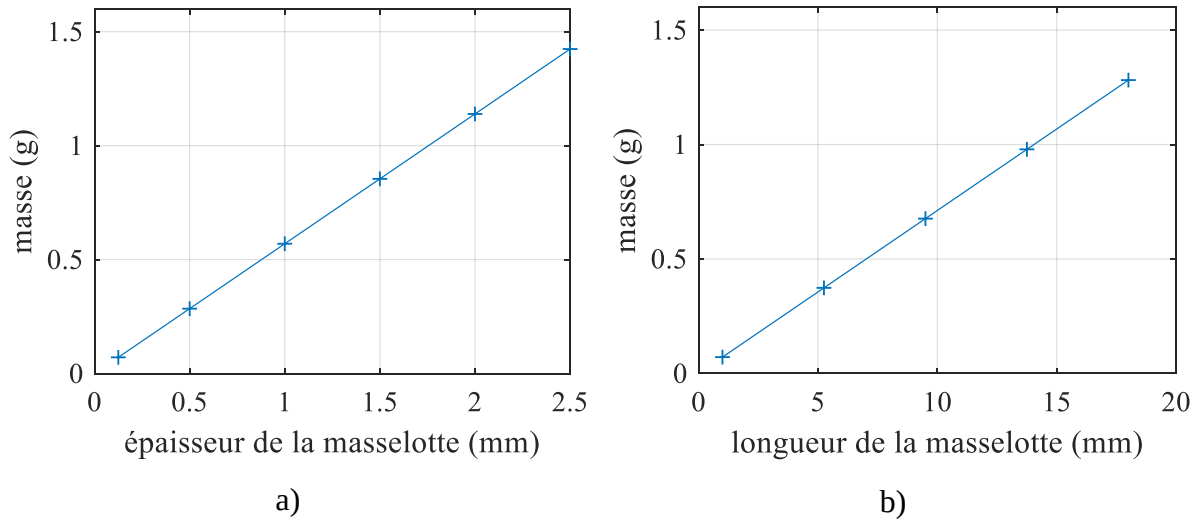


Figure 4.20 : Masse de la masselotte en fonction a) de son épaisseur et b) de sa longueur.

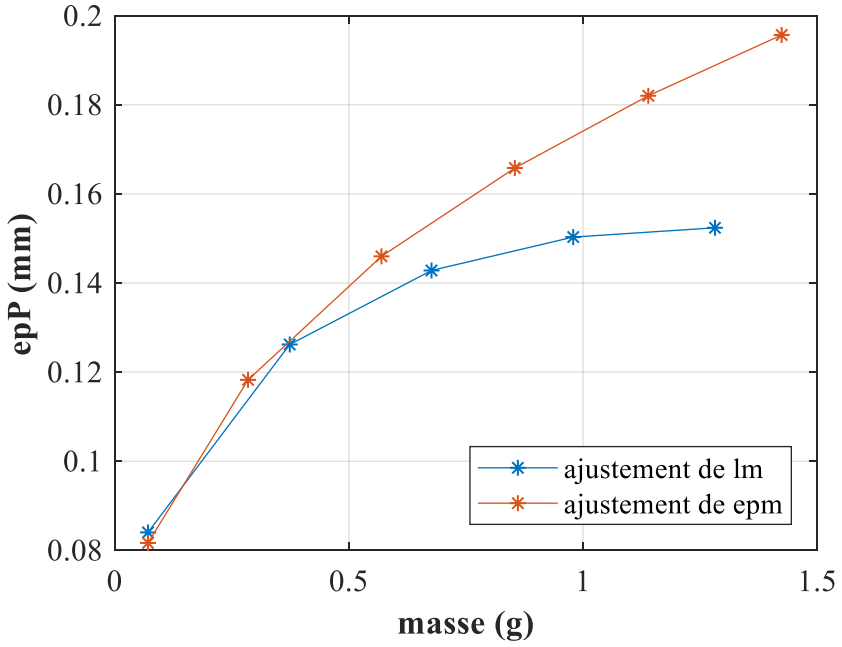


Figure 4.21 : Évolution de l'épaisseur *epP* en fonction de la masse de la masselotte.

2.2.1. Effet sur la puissance électrique

Pour des valeurs d'accélération et de fréquence de résonance du dispositif constantes, la puissance électrique P_r est proportionnelle à la masse de la masselotte et aux paramètres *lm* et *epm* (le coefficient de détermination R^2 est supérieur à 99 % dans les deux cas) (cf. figure 4.22). Quand les paramètres *lm* et *epm* dépassent le point de référence (lm_0 et epm_0), avec une masse équivalente, l'augmentation du paramètre *epm* donne une meilleure valeur de P_r. Par exemple, avec une masselotte de 1,3 *g*, la puissance *Pr* dans le cas où *epm* est ajustée est 6 % plus grande que dans le cas où *lm* est ajustée.

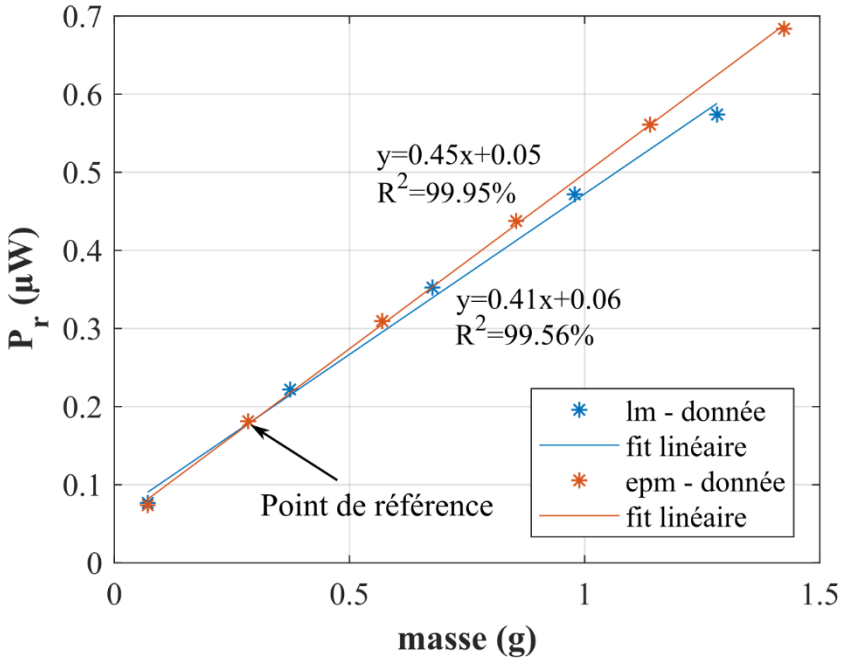


Figure 4.22 : Puissance moyenne optimale en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*).

2.2.2. Effet sur l'impédance électrique et sur le déplacement

La figure 4.23 montre que l'impédance Z_r augmente avec la masse de la masselotte :

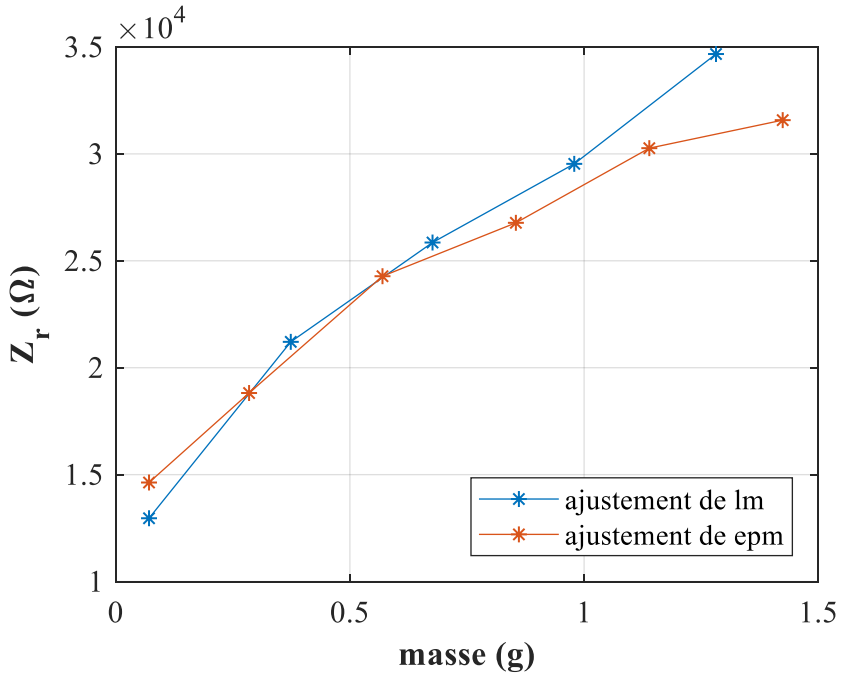


Figure 4.23 : Résistance Z_r en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*).

Comme le montre la figure 4.24, l'amplitude du DBP ne change pas significativement selon que l'on ajuste *lm* ou *epm* : on note un écart de 20 µm environ entre les valeurs minimum et maximum du DBP avec une valeur moyenne sensiblement du même ordre de grandeur (0,135 mm pour *lm* et 0,12 mm pour *epm*).

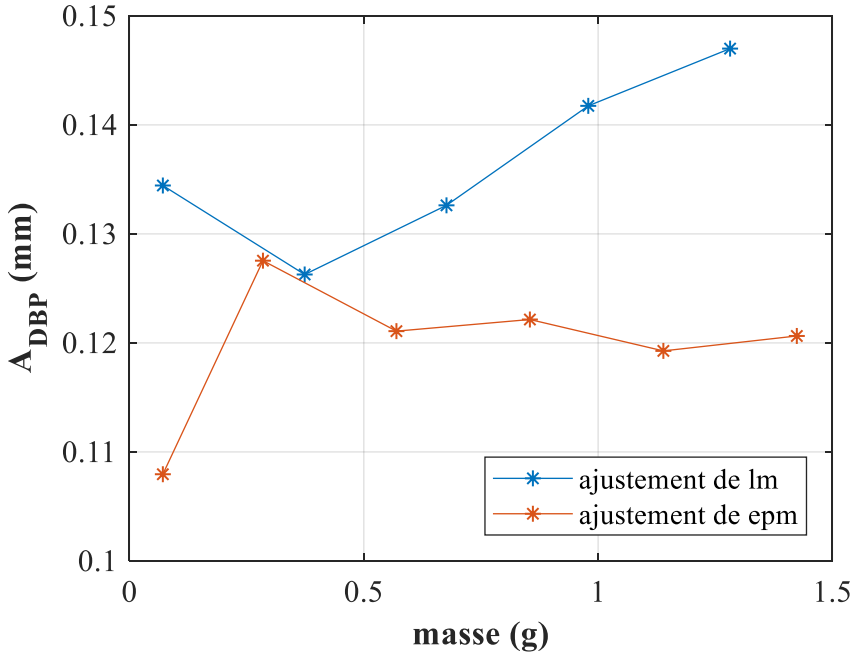


Figure 4.24 : Déplacement en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*).

2.2.3. Effet sur la NPD et sur l'efficience

La figure 4.25 montre la relation entre la hauteur du dispositif et les paramètres *lm* et *epm*, et donc la masse de la masselotte. La hauteur *H* augmente avec l'épaisseur de la masselotte, ainsi qu'avec sa longueur même si dans ce cas l'évolution est plus lente. Un constat similaire peut être fait sur la densité de puissance normalisée (NPD) : celle-ci augmente avec la longueur de la masselotte, ainsi qu'avec son épaisseur, même si dans ce cas l'évolution est plus lente.

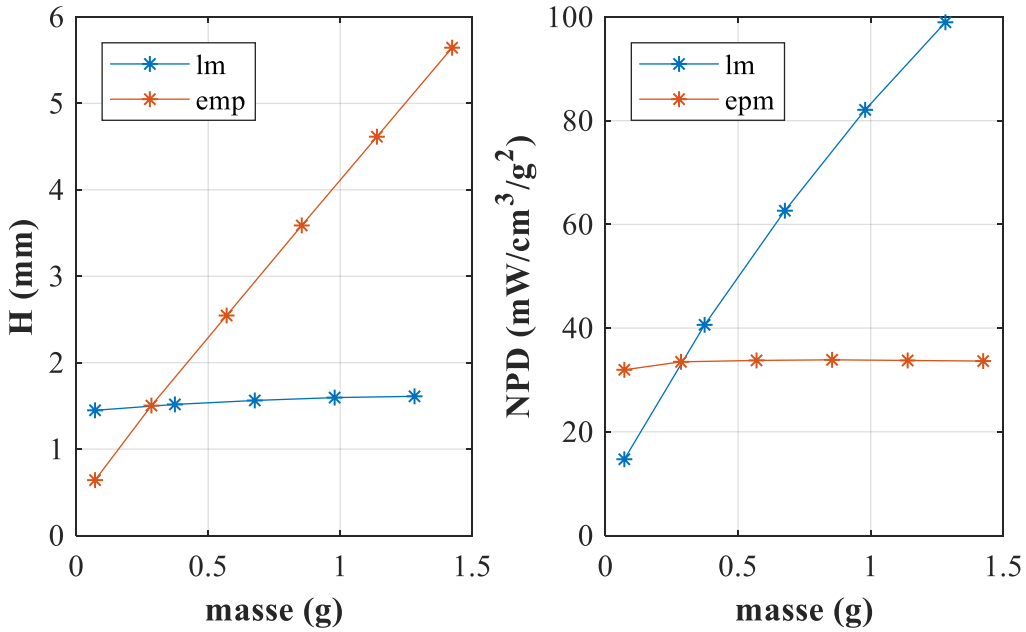


Figure 4.25 : Hauteur du dispositif et densité de puissance normalisée en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*).

La figure 4.26 montre l'évolution de la puissance mécanique et de l'efficience en fonction de la masse de la masselotte. Dans les deux cas, on note une augmentation significative de ces indicateurs en fonction de *epm*. Ainsi *Pm* varie de +672 % et η de 20 % lorsque *epm* varie de +1900%. En ce qui concerne le paramètre *lm*, on note une augmentation de *Pm* similaire au cas *epm* et le passage par une valeur maximale pour l'efficience.

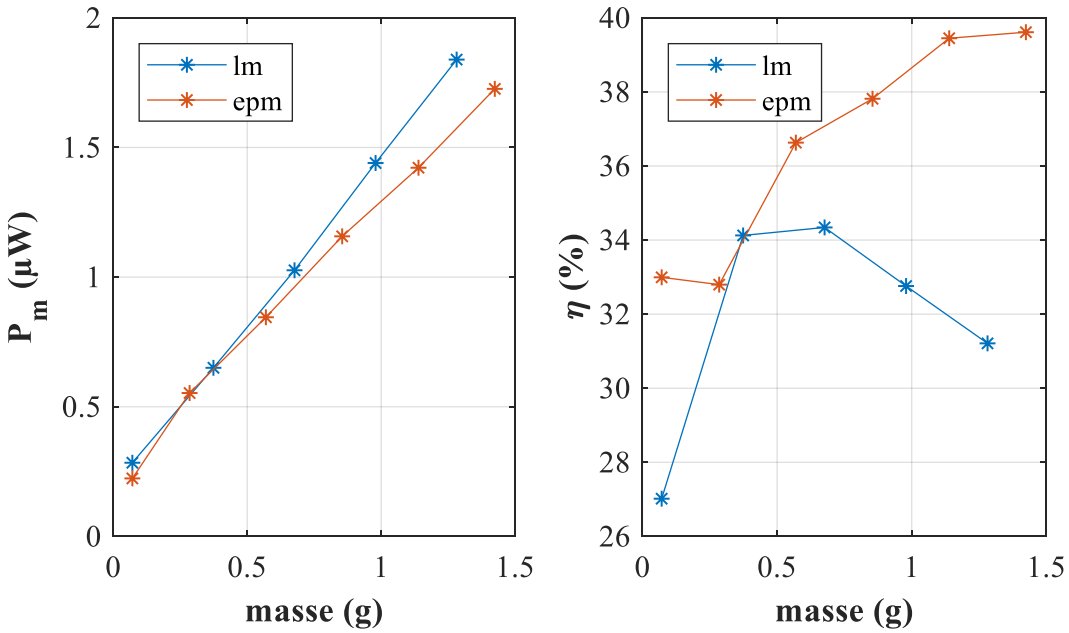


Figure 4.26 : Puissance mécanique et efficience en fonction de la masse de la masselotte pour différentes valeurs de sa longueur (*lm*) et de son épaisseur (*epm*).

2.3. Règles de conception

Suite aux différentes études menées dans ce chapitre, nous pouvons dresser une liste de recommandations pour la conception d'un générateur en réponse à un cahier de charge spécifique :

- Les dimensions latérales du générateur doivent être maximisées dans l'espace latéral autorisé. La longueur est à privilégier, plutôt que la largeur.
- Les épaisseurs des différentes couches constitutives du dispositif (shim et piézoélectriques) doivent être optimisées pour ajuster la fréquence de résonance du générateur à la valeur de consigne.
- La masse de la masselotte doit être maximisée, dans la gamme de valeurs autorisée. Toutefois, une étude sur la contrainte maximale doit être réalisée pour s'assurer que la contrainte maximale en cours de fonctionnement du dispositif ne dépasse pas la limite élastique du matériau. En fonction de l'indicateur de performance choisi entre la puissance électrique récupérée et la NPD, à masse équivalente, on privilégiera l'épaisseur ou la longueur de la masselotte. En plus, la CAO du circuit électronique et le packaging doivent aussi être pris en compte pour concevoir la masselotte.

3. Conclusion

En résumé, dans cette partie, un point bibliographique sur les figures de mérite du générateur a été réalisé. Celles-ci ont été classées en deux catégories : les FOM intrinsèques et les FOM performance. Les FOMs intrinsèques montrent que pour un générateur travaillant en mode 3-1, le matériau avec un grand coefficient de couplage électromécanique k_{31}, un grand facteur de qualité Q_m et un faible coefficient de compliance élastique s_{11}^E, est plus performant pour les applications de récupération d'énergie. Concernant les FOMs performance, la densité de puissance normalisée est un critère pratique pour comparer la puissance électrique récupérée des générateurs au regard de ses tailles et ses excitations vibratoires. D'ailleurs, l'efficience est intéressante pour la comparaison de différents générateurs au niveau de la conception (matériau, géométrie) pour avoir un générateur efficace. Enfin, la stratégie d'optimisation du générateur a été présentée et discutée en regard d'un cahier des charges spécifique. Suite à ces études, nous avons proposé quelques recommandations pour la conception du générateur, afin d'optimiser la performance du dispositif à élaborer.

Chapitre 5 : Application in situ d'un capteur autonome alimenté par un générateur piézoélectrique

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'aspect applicatif de notre dispositif dans un cas réel. Nous avons choisi une potentielle application industrielle pour notre récupérateur d'énergie vibratoire : la récupération d'énergie vibratoire sur un système de CVC (chauffage, ventilation et climatisation) pour alimenter un capteur communicant sans fil.

Notre démarche commence par la caractérisation du comportement vibratoire de la source via la mesure de son accélération. Il est crucial de connaître le niveau de l'accélération et la gamme de fréquences de la source vibratoire sur laquelle nous allons installer notre dispositif afin de le dimensionner en conséquence. Ensuite, nous appliquons notre modèle EF ainsi que la démarche d'optimisation du générateur développé dans le chapitre 4 pour concevoir notre récupérateur d'énergie. Enfin, un prototype de capteur autonome sans fil est développé.

Après avoir conçu et prototypé le générateur, nous le caractérisons avec la vibration réelle reproduite sur le banc de test de vibration.

1. Caractérisation d'un système de CVC

Le marché des systèmes de CVC est un marché important avec une croissance annuelle stable ces dernières années. La maintenance préventive de tels systèmes demande beaucoup d'efforts et d'argent. Des capteurs sont placés sur un système test, ils permettent d'acquérir les informations de ce système et de nous informer des éventuels défauts ou variations dans ses vibrations mécaniques. La récupération d'énergie vibratoire de la machine CVC pour alimenter un capteur sans fil est une solution durable pour ce type d'application. Nous évaluons notre dispositif sur une machine CVC afin de déterminer s'il est capable de récupérer suffisamment d'énergie pour alimenter un système de capteur autonome sans fil dans un réseau de capteurs sans fil. Un bloc de climatisation en environnement industriel est choisi comme système de référence pour faire l'évaluation de notre générateur (cf. figure 5.1). La vibration de ce bloc de climatisation est mesurée par un accéléromètre PCB 393B05 dont la sensibilité est de 9,91 V/g. Le signal généré par l'accéléromètre est acquis par un oscilloscope Tektronix 3034B.
Les paramètres d'acquisition sont les suivants :

- Durée d’acquisition : 10 secondes
- Fréquence d’échantillonnage : 1 kHz
- Résolution fréquentielle : 0,1 Hz

La vibration mesurée du bloc de climatisation dans le domaine temporel est présentée dans la figure 5.2 et sa FFT est présentée dans la figure 5.3. Nous observons que le signal de la vibration du bloc de climatisation est plutôt un signal harmonique avec une fréquence fondamentale à 43,3 Hz. D’autres contributions se situent à 86,6 Hz, 195,5 Hz et 368,5 Hz. A la fréquence fondamentale 43,3 Hz, le niveau de l’accélération mesurée est de 150 m*g*.



Figure 5.1 : Photo du bloc de climatisation en environnement industriel.

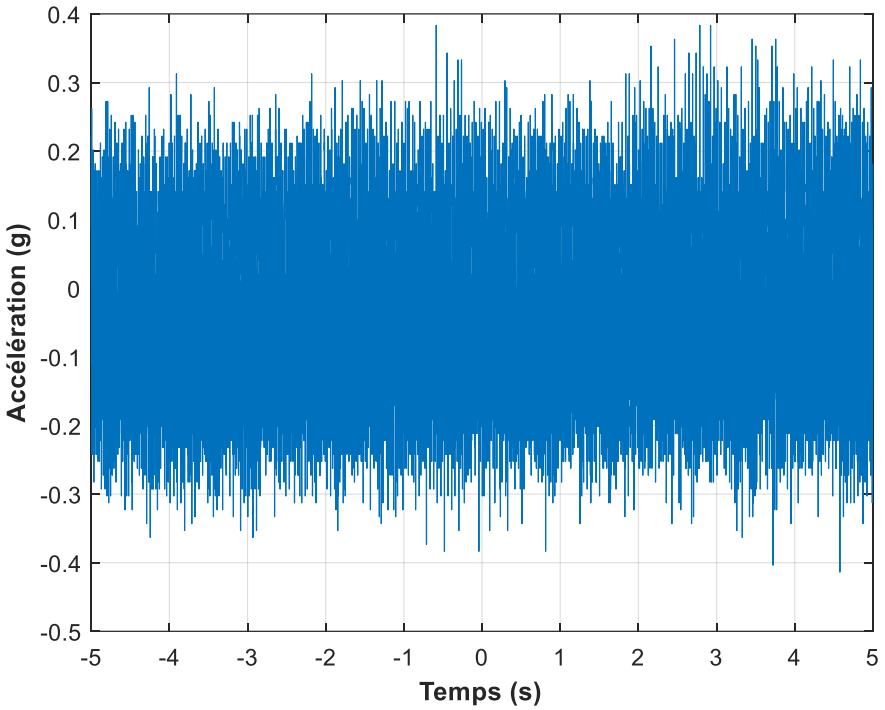


Figure 5.2 : Représentation temporelle des vibrations du bloc de climatisation.

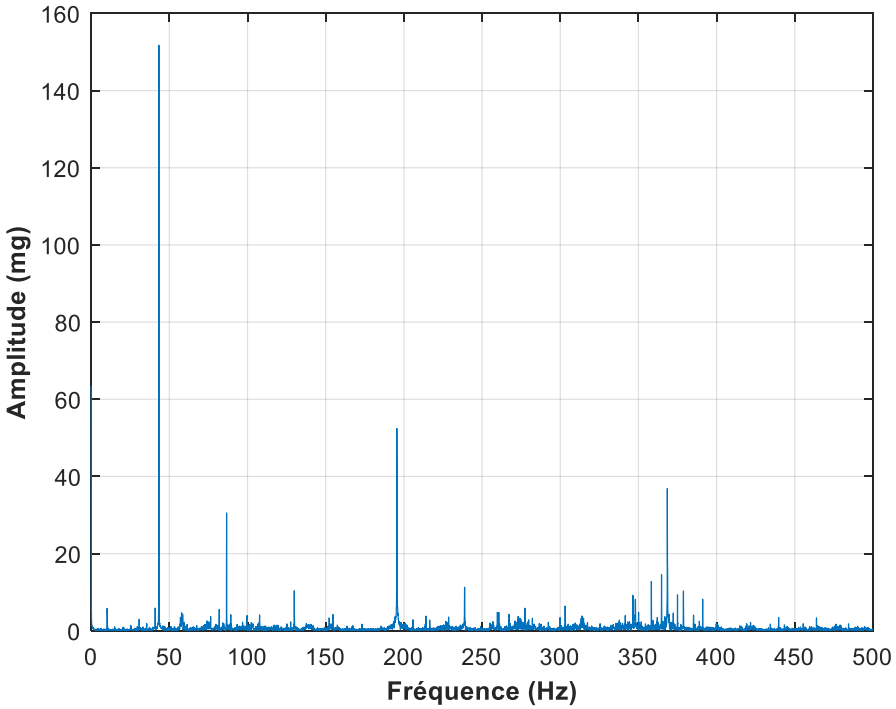


Figure 5.3 : Représentation fréquentielle des vibrations du bloc de climatisation.

2. Conception du module autonome

Une fois la source de vibration correctement caractérisée, nous avons besoin de connaître l'encombrement maximal autorisé pour concevoir un générateur adapté. Nous avons donc fixé un cahier des charges qui prend en compte également les composants électroniques nécessaires pour assurer l'ensemble du fonctionnement d'un capteur autonome sans fil.

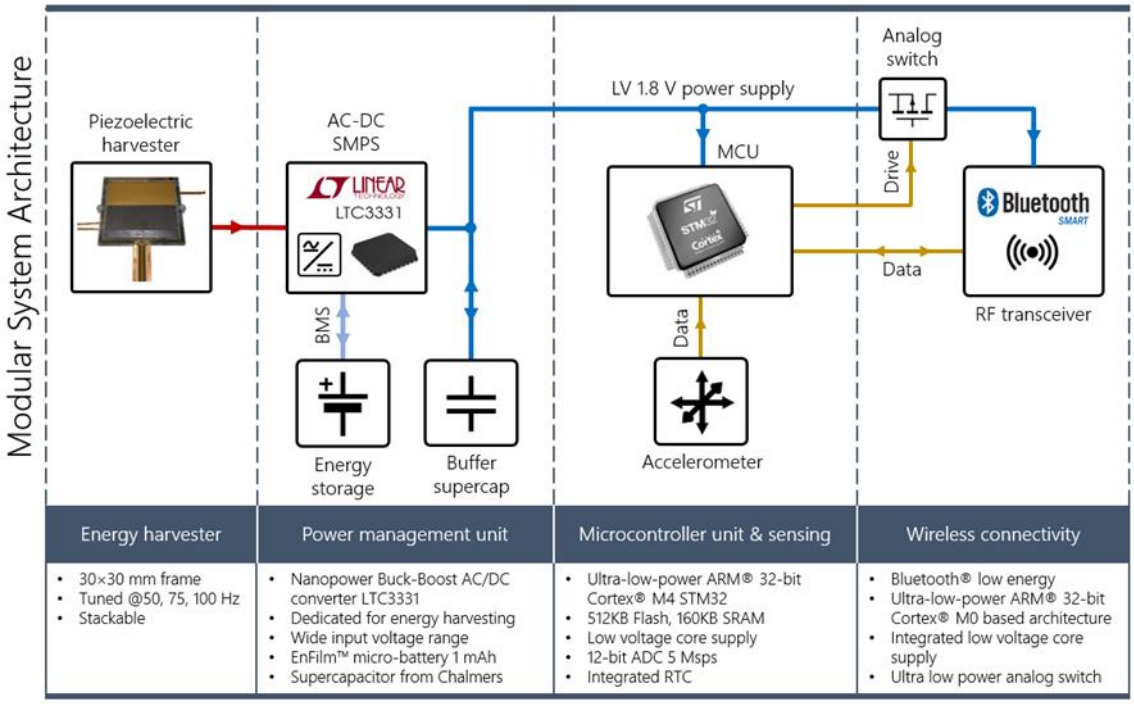


Figure 5.4. Architecture générale du capteur autonome.

La conception et la réalisation de la partie électronique ont été exécutées par Monsieur Maxime BENCHEMOUL, ingénieur électronique de Vermon. L'architecture générale du capteur autonome et communiquant est présentée dans la figure 5.4. Le système se compose d'un générateur piézoélectrique qui sert de source d'énergie du système, d'un circuit de gestion de la puissance, d'un élément de stockage (supercondensateur ou batterie rechargeable) faisant office de source d'énergie secondaire au système, d'un microcontrôleur, d'un accéléromètre, et d'un émetteur-récepteur radiofréquence (RF) Bluetooth® Low Energy.

Nous présentons d'abord les composants électroniques nécessaires constituant notre générateur pour former un capteur autonome. Des composants électroniques ayant une faible

consommation électrique et une grande compacité sont préférés pour une application de récupération d'énergie.

2.1. Unité de gestion de l'alimentation

Dans la plupart des applications, une tension continue (de 1,8 V à 3,6 V) est requise pour alimenter des composants électroniques. Or la tension électrique à la sortie du générateur est de forme alternative (AC), il est donc nécessaire de mettre en place un circuit électronique pour rendre l'énergie électrique récupérée utilisable. Les étapes de la conversion de tension d'entrée AC vers une tension DC sont illustrées dans la figure 5.5.

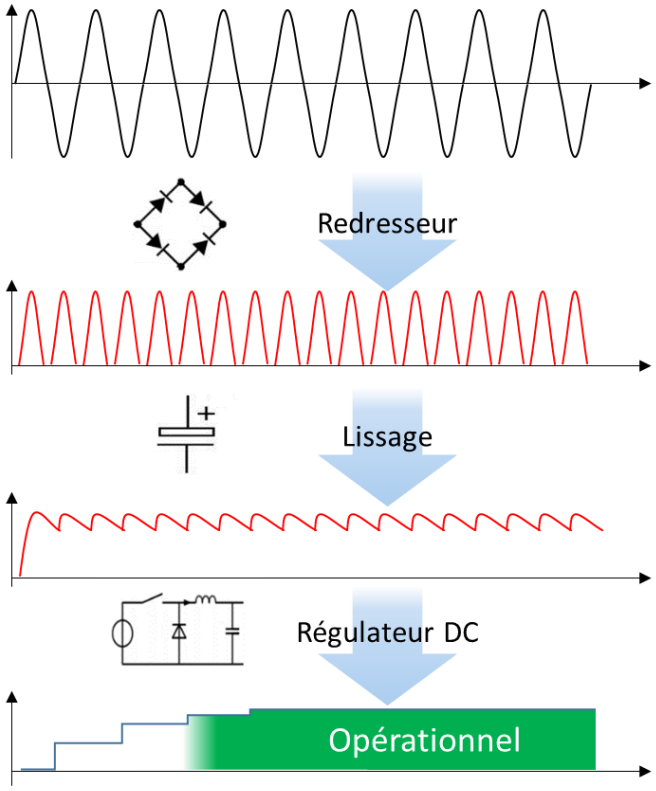


Figure 5.5 : Etapes de la conversion de tension d'entrée AC vers une tension DC utilisable pour les composants électroniques.

Les deux premières étapes de la conversion sont le redressement de la tension alternative en sortie du générateur puis le lissage capacitif afin d'obtenir un signal de tension le plus continu possible. Le circuit constitué d'un pont de diodes et d'un condensateur est le montage le plus simple pour faire cette conversion. D'autre part, il existe dans la littérature des montages plus complexes et plus efficaces. Depuis ces dix dernières années, des équipes de recherche essaient

de concevoir des CGPs qui permettent d'optimiser et d'extraire le plus d'énergie possible des générateurs piézoélectriques. Ces CGPs peuvent être basés sur des circuits passifs, des circuits semi-actifs non linéaires SSHI (Synchronized Switched Harvesting on Inductor en anglais), SSHC (Synchronized Switched Harvesting on Capacitor en anglais), SECE (Synchronous Electric Charge Extraction en anglais), ou des méthodes actives. Plus de détails sur différentes techniques d'extraction de l'énergie se trouvent dans [152]–[157].

La dernière étape est de réguler la tension continue et de maintenir automatiquement un niveau de tension constant. C'est une des étapes les plus importantes dans l'unité de gestion de l'alimentation. Le régulateur DC-DC fournit une tension continue constante, contrôle les fluctuations de puissance et évite d'endommager les circuits intégrés connectés ; ce qui signifie que la tension de sortie de l'unité de gestion de l'alimentation reste constante, quelles que soient les modifications de sa tension d'entrée ou des conditions de charge [158].

Dans certains cas d'application où l'énergie mécanique peut être récupérée de façon intermittente, un élément de stockage d'énergie électrique est nécessaire. Cet élément est souvent une micro-batterie ou un supercondensateur à faibles pertes.

Il existe des CGPs commerciaux dédiés aux systèmes de récupération d'énergie. Ces CGPs intégrés contiennent tous les éléments comme un redresseur, un étage DC-DC et même un circuit de gestion de l'élément de stockage. Le tableau 5.1 présente quelques-uns de ces produits.

Tableau 5.1 : Principales caractéristiques de quelques CGPs commerciaux.

Caractéristiques techniques	**LTC3331**	**MB39C811**	**MAX17710**
Package	5mm×5mm QFN-32	6mmx6mm BSC	3mmx3mm DFN
Courant de repos d'entrée	950 nA	1500 nA	625 nA
Courant de repos d'entrée en cas de sous tension (UVLO)	450 nA	550 nA	450 nA
Gamme de la tension d'entrée Vin	2,7 V à 20 V	2,6 V à 23 V	> 5,7 V

Redresseur en pont intégré à faibles pertes	Oui	Oui	Oui
Tension de sortie Vout	1,8 V - 3,6 V	1.5 V - 5.0 V	4.1 V
Intensité de sortie Iout	100 mA	100 mA	> 1 A
Régulateur DC/DC	Oui	Oui	Oui
Régulateur de protection	25 mA à Vin ≥ 20 V	100 mA à Vin ≥ 21 V	50 mA à Vin ≥ 5.3 V

Nous avons choisi le LTC3331 car il représente un bon compromis pour notre application : la plage de tension d'entrée est élevée et sa consommation de courant est très faible. Le LTC3331 est un convertisseur ultra faible puissance dédié aux applications de récupération d'énergie. Il intègre également un convertisseur Buck et un convertisseur Buck-Boost ; ces derniers sont capables de gérer la recharge de la batterie et la régulation de la tension de sortie.

2.1.1. Spécifications du LTC3331

Le circuit intègre un pont redresseur à double alternance très faibles pertes. Le générateur piézoélectrique peut être connecté directement au circuit via les broches 8 et 9 (cf. figure 5.6). La tension alternative du générateur est redressée et l'énergie est stockée dans un élément de stockage connecté via la broche 10 VIN avec une tension d'entrée comprise entre 3 V et 19 V.

La puce a un courant de repos ultra-faible de 950 nA à vide qui convient bien à la récupération d'énergie. Le circuit est très polyvalent grâce à plusieurs registres de contrôle permettant différents modes de fonctionnement selon le type de source d'énergie récupérée et de charge connectée au convertisseur. Les fonctions principales des broches du LTC3331 sont les suivantes :

- AC1 (broche 8) : connexion d'entrée pour l'élément piézoélectrique.
- AC2 (broche 9) : connexion d'entrée pour l'élément piézoélectrique.
- VIN (broche 10) : tension d'entrée redressée. Un condensateur sur cette broche permet de lisser la tension redressée et sert de réservoir d'énergie. C'est également l'entrée du régulateur Buck. La tension VIN est fixée en interne à un maximum de 20V (typique).

- VOUT (broche 13) : tension de sortie régulée par le convertisseur Buck ou Buck-Boost (dépend du mode de fonctionnement interne du LTC3331).
- UV3, UV2, UV1, UV0 (broches 4, 5, 6, 7) : bits de sélection de UVLO (Verrouillage de sous-tension) pour le régulateur Buck. Le seuil de chute UVLO doit être supérieur au niveau de régulation VOUT sélectionné.
- OUT0, OUT1, OUT2 (broches 30, 31, 32) : bits de sélection de la tension VOUT.
- FLOAT1, FLOAT0 (broches 23, 24) : broches de sélection de la tension flottante[1]. Cette fonctionnalité permet de sélectionner la tension de flottement de la batterie de 3,45 V, 4,0 V, 4,1 V et 4,2 V.

[1] La tension à laquelle une batterie est maintenue après une charge complète pour maintenir cette capacité en compensant l'autodécharge de la batterie et sans surcharger la batterie.

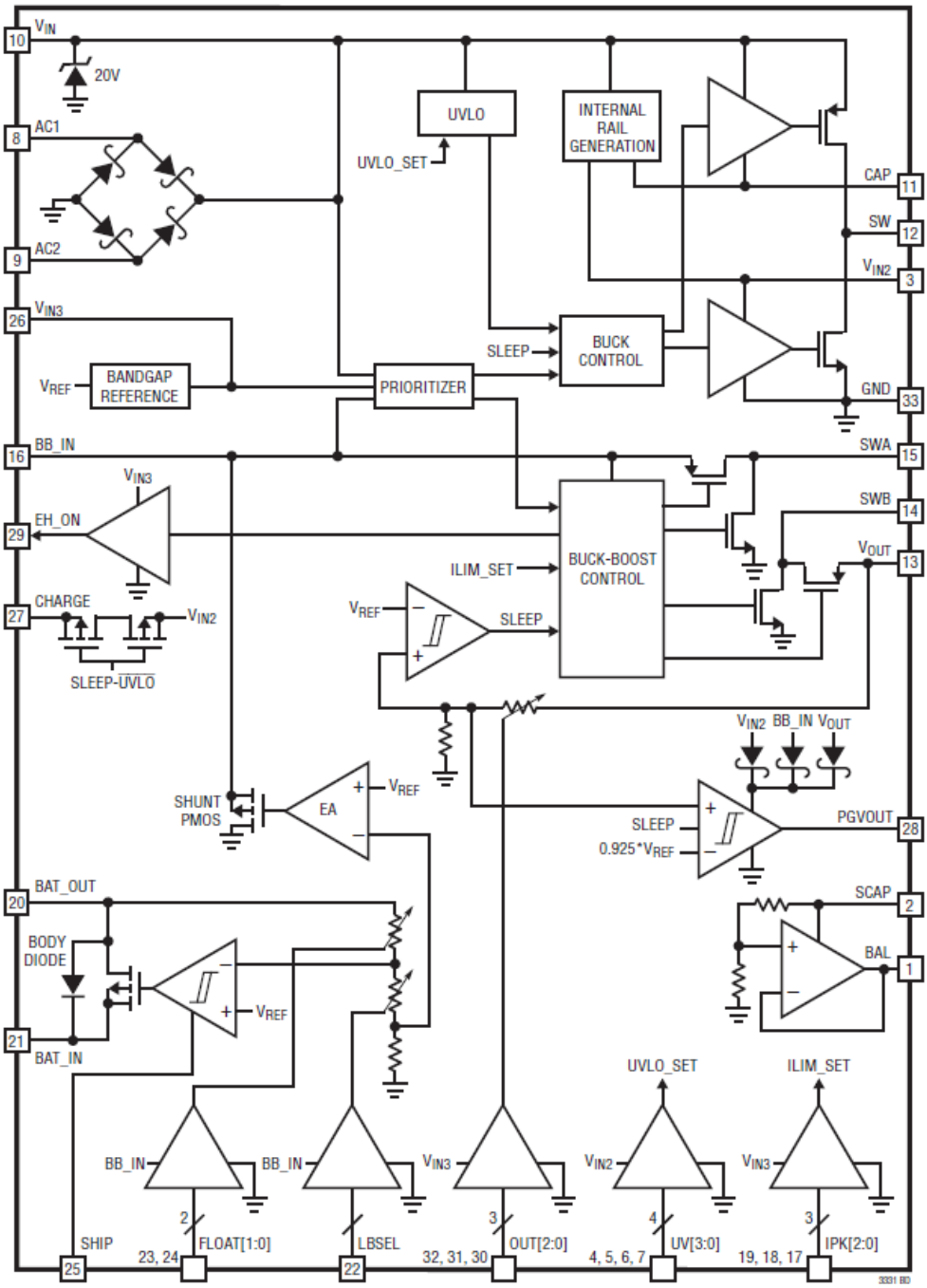


Figure 5.6 : Schéma de principe interne du LTC3331 [159].

2.1.2. Configuration du circuit LTC3331

Les registres de contrôle sont définis par défaut avec les caractéristiques suivantes :

- Tension flottante = 4,1 V,
- Seuils de verrouillage sous tension = 3 à 4 V,

- Tension de sortie = 1,8 V.

Pour garantir un fonctionnement correct pendant les phases de forte consommation d'énergie, une micro-batterie rechargeable à film mince Lithium (EFL1K0AF39RL de STMicroelectronics – 3 V à 4,2 V, 1 mAh) est connectée au LTC3331. La micro-batterie peut également fournir de l'énergie lorsque la source d'énergie vibratoire ne permet pas d'alimenter à elle seule l'électronique du capteur communicant. En plus de la micro-batterie, un supercondensateur de 2000 µF à très faible courant de fuite (inférieur à 1 µA après 1 minute, puis présentant une fuite de 200 nF à 300 nA à 1,9V) est connecté au bus de tension sortie du LTC3331 (1,8 V). La valeur de tension flottante de 4,1 V est choisie afin de protéger la micro-batterie d'une tension de surcharge et d'une tension de sous-charge lorsque la tension descend à 3,2 V.

2.2. Unité de traitement et de communication

2.2.1. Microcontrôleur à très basse consommation

Pour l'unité de traitement, nous avons choisi le microcontrôleur ultra basse consommation STM32L442KC[2] de STMicroelectronis [160]. La série STM32L4 offre des microcontrôleurs à très hautes performances ainsi qu'une multitude de périphériques tout en étant très basse consommation.

Selon la configuration de la source d'horloge interne du microcontrôleur, l'alimentation et le mode de fonctionnement (1,71 V à 3,6 V), le STM32L442 peut atteindre une consommation d'énergie extrêmement faible (une note ULPBench® de 176,7 [160]). Avec une alimentation typique de 3,3 V, le microcontrôleur peut descendre à 8 nA en mode « Shutdown » (2 entrées d'interruption de réveil), à 28 nA en mode « Standby » (2 entrées d'interruption de réveil), voire à 280 nA en mode « Standby » avec RTC [160]. En mode d'exécution, la consommation de courant peut baisser de 84 µA/MHz. En ce qui concerne les mémoires, le

[2] Le microcontrôleur sélectionné intègre différentes sources d'horloge avec différentes manières de les connecter. L'horloge temps réel RTC (« real-time clock » en anglais) peut être utilisée avec un oscillateur à cristal externe à basse vitesse LES (low-speed external en anglais) de 32,768 kHz ou avec l'oscillateur RC interne de faible puissance à 32 kHz. Il existe également un oscillateur RC interne à 16 MHz, un oscillateur interne à plusieurs vitesses de 100 kHz à 48 MHz ajusté automatiquement par LSE, un oscillateur interne à 48 MHz avec récupération de l'horloge et deux boucles à verrouillage de phase PLL (Phase-Locked Loop en anglais) pour l'horloge système, les ports USB, audio et ADC.

STM32L442 intègre 256 Ko de mémoire flash unique, 64 Ko de mémoire SRAM, dont 16 Ko avec contrôle de parité matérielle et une interface de mémoire SPI quad.

De nombreuses configurations sont possibles et il existe jusqu'à 26 entrées / sorties rapides. Le microcontrôleur est disponible dans un package UFQFPN32. Enfin, il s'agit d'un microcontrôleur très polyvalent, à très faible consommation d'énergie et qui répond parfaitement à nos besoins.

2.2.2. Processeur Bluetooth basse consommation

Le processeur Bluetooth basse consommation BlueNRG-MS, également de STMicroelectronics, est utilisé pour l'unité de communication. Le BlueNRG-MS est conforme à la spécification Bluetooth® v4.1 et intègre une pile de protocoles Bluetooth® à faible consommation d'énergie.

La tension d'alimentation du BlueNRG-MS est comprise entre 1,7 V et 3,6 V, la consommation de courant sous 3 V peut baisser à 1,7 µA avec une pile Bluetooth à basse consommation BLE (« Bluetooth Low Energy » en anglais) active.

Le convertisseur DC-DC Buck intégré permet de réduire considérablement la consommation (presque deux fois moins) pendant les phases de réception (RX) ou de transmission (TX) et ne coûte que deux composants passifs supplémentaires [161]. En mode TX @0dBm et inférieur à 3 V, le courant maximal est de 8,2 mA. Il inclut également des modes à basse consommation. Concernant les sources d'horloge, la BlueNRG-MS comprend un oscillateur en anneau interne à 32 kHz et un oscillateur en anneau interne à 12 MHz. Il est possible de les remplacer respectivement par un oscillateur à cristal externe de 32,768 kHz et un oscillateur à cristal externe de 16 ou 32 MHz.

La communication entre la BlueNRG-MS et le microcontrôleur se fait par un bus SPI (interface de contrôleur d'application propriétaire).

Globalement, il s'agit d'une puce facile à utiliser avec la pile BLE. Elle est disponible aux formats QFN32 ou WLCSP34, ce qui permet de construire un système compact.

2.2.3. Accéléromètre intégré

L’accéléromètre est directement intégré sur la carte. Il s’agit d’un accéléromètre IIS2DH à 3 axes ultra-basse consommation avec interface de sortie numérique (SPI ou I2C). Plus de détails techniques se trouvent dans [162].

Afin de minimiser la consommation en courant, deux commutateurs (ADG842 de Analog Devices) sont utilisés pour couper les rails de tension de l'émetteur-récepteur BLE et ceux de l'accéléromètre. L'ADG842 possède des caractéristiques de consommation ultra-basse (consommation typique de 3 nA sous 1,8 V) et de résistance très faible (280 mΩ), et permet d’obtenir un courant jusqu'à 300 mA (valeur relativement élevée pour notre application).

2.2.4. Consommation énergétique du capteur autonome

La figure 5.7 présente un cycle de consommation d’énergie typique du capteur autonome (l’échelle ne reflète pas la réalité). Le fonctionnement d’un cycle typique est suivant :

- Réveil du circuit et initialisation (microcontrôleur, accéléromètre, BLE),
- 10 acquisitions sur 3 axes XYZ et post-traitement,
- envoi de données,
- retour en mode sommeil.

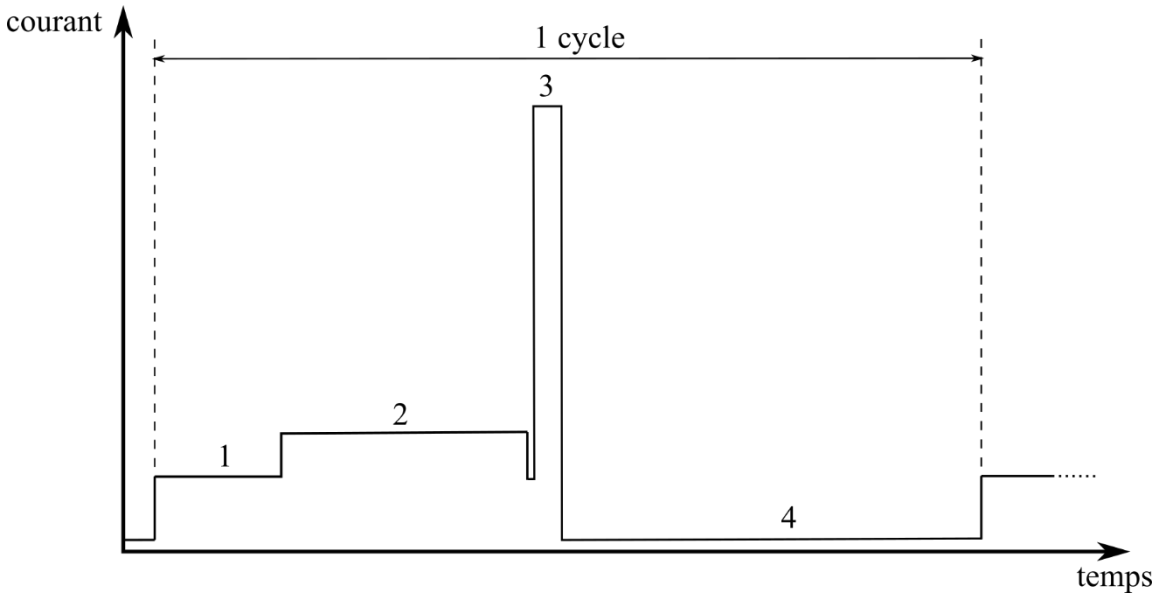


Figure 5.7 : Cycle de consommation typique du capteur autonome, 1) réveil et initialisation, 2) acquisitions et post-traitement, 3) transmission et/ou réception de données, 4) veille.

Pour la démonstration de notre application nous calculons le budget de consommation minimal pour faire fonctionner un capteur autonome sans fil (cf. tableau 5.2). L'énergie minimale pour faire fonctionner le capteur correctement est de 43,33 µJ, ce qui est équivaut à 43,33 µW dans le cas d'une période de fonctionnement de 1 seconde. Le budget production-consommation d'énergie est équilibré en tenant compte de la quantité de données à transférer, du traitement du signal et du cycle de travail. Des routines plus complexes peuvent être mises en œuvre dans la gestion et le traitement des données, ce qui implique une consommation d'énergie plus élevée. L'algorithme réglant le rapport cyclique peut être modifié pour adapter la consommation d'énergie en fonction de l'énergie ambiante disponible. Cela offre plusieurs degrés de liberté pour optimiser le mode de fonctionnement du capteur communicant et donc sa consommation.

Tableau 5.2 : Exemple de consommation d'énergie du capteur autonome

Composant	Consommation (sur une période totale de 1 seconde)			
	Phase d'exploitation	**Courant moyenne**	**Temps**	**Energie**
STM32L442	Fonnctionne à faible puissance (2 MHz)	211 µA	54,03 ms	20,52 µJ
	Veille (RTC activé)	280 nA	945,97ms	477 nJ
BlueNRG-MS	Envoie sur 1 canal, 31 octets (-14 dBm)	6,08 mA	1,53 ms	16,74 µJ
IIS2DH	10 acquisitions (12-bit, 400 Hz)	73 µA	42,5 ms	5,58 µJ
ADG842	Fonctionnement continu	6 nA	1000 ms	5,4 nJ
Total				43,33µJ

2.3. Générateur piézoélectrique

2.3.1. Conception et prototypage du générateur

Selon la conception des circuits dans les unités de gestion de l'alimentation, du microprocesseur, de communication et également selon les caractéristiques de la source vibratoire, nous fixons le cahier des charges suivant en termes d'encombrement pour concevoir notre générateur :

- Largeur maximale : 26 mm
- Longueur maximale : 27,5 mm
- Epaisseur du shim : 12 µm
- Dimension de la masselotte maximale : 26 mm x 1 mm x 4 mm, pour gagner en volume (donc avoir une meilleure densité de puissance), une masselotte en tungstène est choisie.

Un générateur est conçu en appliquant le guide de conception développé dans le chapitre 4. Ses caractéristiques sont présentées dans le tableau 5.3. La longueur et la largeur du générateur sont fixées aux valeurs maximales autorisées. Une masselotte en tungstène est collée au bout du générateur (poutre vibrante). En raison des contraintes de fabrication, la largeur de la masselotte est fixée à 26 mm et sa longueur est fixée à 3,9 mm. L'épaisseur de la masselotte est mise à sa valeur maximale pour maximiser l'énergie électrique récupérée ; le poids total de la masselotte est de 3,68 *g*.

Tableau 5.3 : Description du générateur piézoélectrique conçu

	Matériau actif	**Shim**	**Masselotte**
Matériau	PZT dur	Laiton	Tungstène
Largeur (mm)	26	26	26
Longueur (mm)	25,75	25,75	3,9
Epaisseur (µm)	85	12	940

Le générateur est fabriqué selon la méthode décrite précédemment. Le générateur est encastré grâce à un système de cadre en FR4 et les connecteurs électriques sont faits avec des câbles flexibles dédiés (cf. figure 5.8).

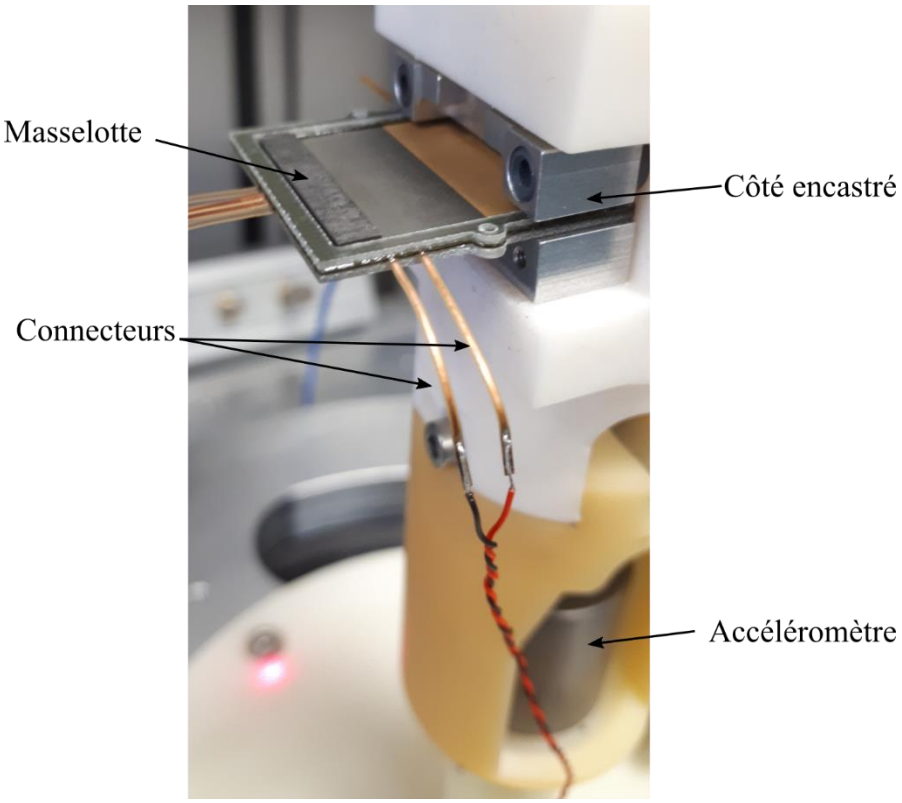


Figure 5.8 : Photo du générateur fixé sur le banc de test en vibration.

2.3.2. Caractérisation fonctionnelle du générateur

La figure 5.9 présente la prédiction du modèle EF et la mesure de l'impédance électrique du générateur en condition encastré-libre. Nous pouvons constater que qualitativement le modèle EF a bien prédit la réponse électromécanique du générateur. Effectivement, les écarts entre les fréquences de résonance et d'anti-résonance sont inférieurs à 0,7%. Toutefois, les

écarts entre les impédances théorique et mesurée sont grands, 82 % et 487 % pour les modules Z_r et Z_a respectivement.

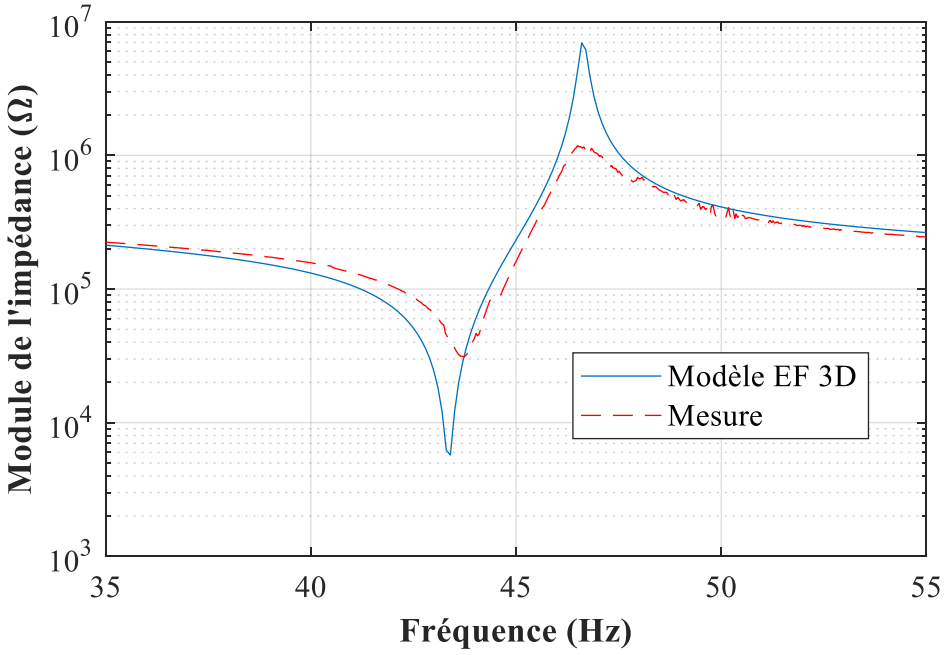


Figure 5.9. Impédance électrique du générateur : modèle EF 3D et mesure.

Concernant la réponse vibratoire, les fréquences de résonance en vibration prédite par la simulation EF et mesurée sont de 43,1 Hz et 42,2 Hz respectivement, soit un écart de 2,1 % (cf. figure 5.10). Le modèle a donc correctement prédit la fréquence de résonance du générateur mais en termes de puissance électrique récupérée, celle-ci a été surestimée avec un écart de 277,4 % entre le résultat simulé et celui mesuré (1360 µW contre 360,4 µW). Cet écart provient de l'effet ramollissant (« softening effect » en anglais) non-linéaire. En effet, quand l'accélération devient trop importante, la fréquence de résonance diminue, les pertes augmentent et donc la puissance récupérée diminue [163]. Malgré cet écart important, notre modèle reste utile pour optimiser le générateur dans le domaine linéaire. D'ailleurs, grâce à un ajustement sur la mesure vibratoire du générateur nous pourrions affiner notre modèle, pour autant ce n'est pas l'objectif du présent travail.

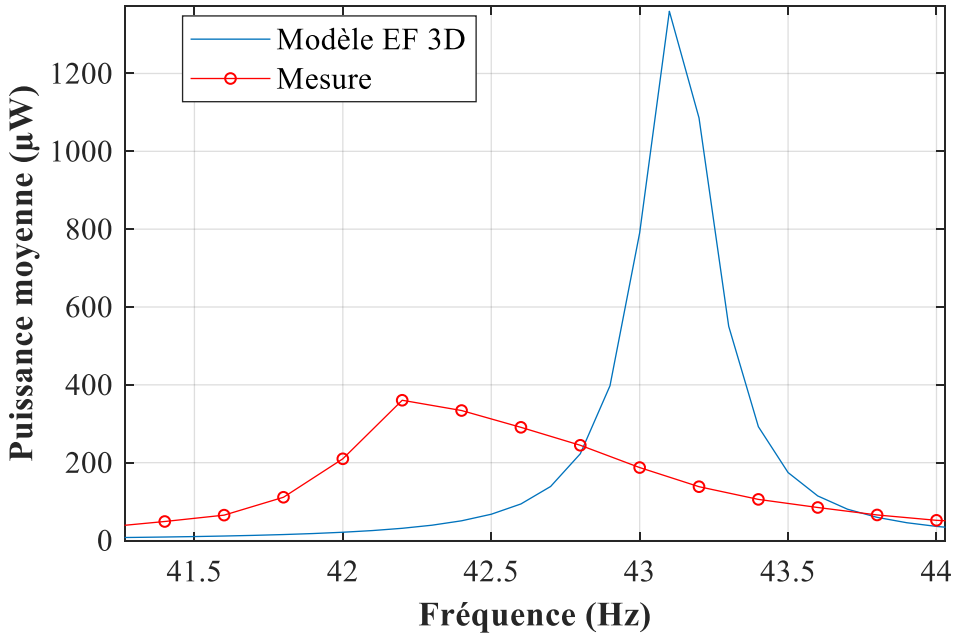


Figure 5.10. Puissance électrique récupérée par le générateur à 150 mg de l'accélération : prédiction du modèle EF 3D et mesure sur le prototype.

En termes de performances, nous faisons apparaître notre générateur dans le graphe représentant la figure de mérite NPD, présenté au chapitre 1 sur la figure 1.9. Comme on le constate sur la figure 5.11, notre générateur se positionne très bien par rapport à l'état de l'art. La NPD de notre générateur calculée à 150 mg et 44,2 Hz est de 11,6 mW/cm^3/g^2.

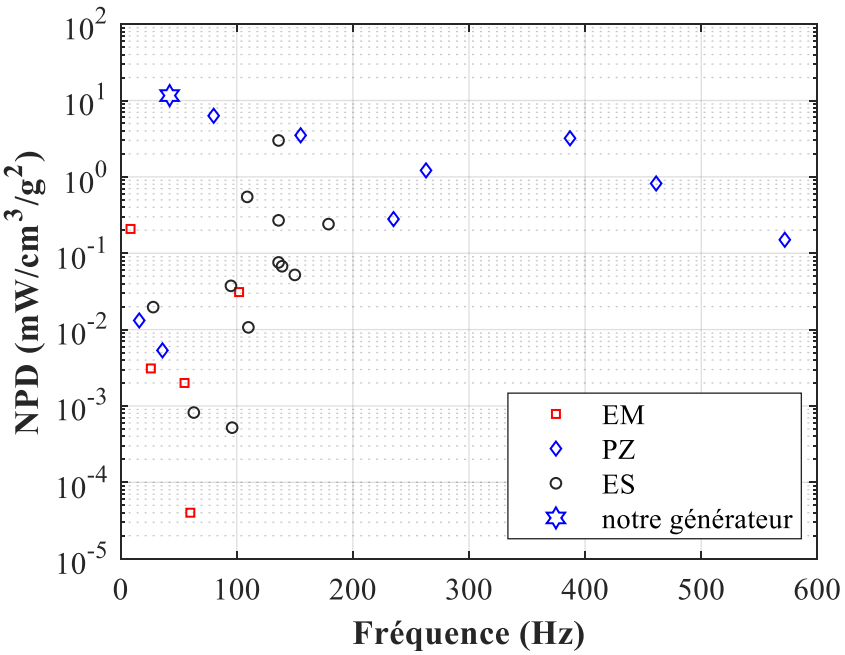


Figure 5.11. Positionnement de notre générateur par rapport à l'état de l'art (cf. figure 1.9).

2.4. Intégration du capteur autonome

A partir des unités et du générateur définis dans les sections précédentes, un module de capteur autonome sans fil est développé et fabriqué avec une approche de conditionnement modulaire 3D : il est composé de plusieurs couches, ce qui maintient le facteur de forme bien inférieur au volume de deux piles AA (environ $3{,}3\times3\times1{,}4\ cm^3$). Grâce à sa conception modulaire, chaque fonction principale peut être interchangée et adaptée en fonction de l'installation et de son environnement (caractéristiques de vibration ambiante, détection, protocole sans fil, etc.).

La figure 5.12 présente l'architecture du module de capteur autonome sans fil. L'unité de gestion de l'alimentation (UGA) comprend la puce LTC3331 de Linear Technology, ses composants périphériques et les éléments de stockage (micro-batterie) qui sont intégrés dans un circuit imprimé ou PCB (« Printed Circuit Board » en anglais). L'unité de traitement et de communication (UTC) comprend le microcontrôleur, l'antenne Bluetooth, et ses composants périphériques qui sont intégrés dans un autre PCB. Les cales en FR-4 sont insérées entre les couches PCB et le générateur. Elles servent à créer la place pour que la masselotte puisse se déplacer librement.

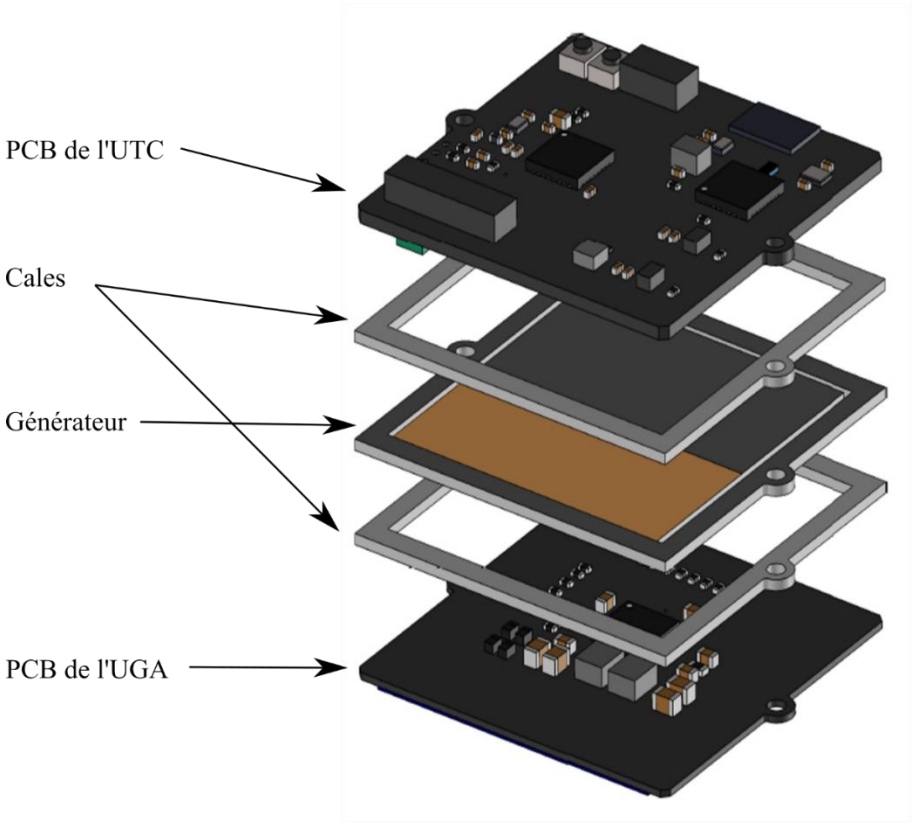


Figure 5.12 : Architecture du module du capteur autonome sans fil.

2.5. Caractérisation fonctionnelle du capteur autonome

Le générateur piézoélectrique est connecté au PCB de l'UGA, puis le tout est caractérisé sur le banc de vibration pour différentes accélérations. Afin d'évaluer les performances de l'UGA, une charge résistive est connectée à sa sortie, la puissance (P) maximale à la sortie du convertisseur est calculée avec la formule suivante :

$$P_{max} = \frac{U^2}{R_{min}} \tag{43}$$

où U, la tension de sortie du LTC3331 (1,8 V en DC) et R est la charge résistive connecté à la sortie du LTC3331. La puissance maximale est calculée à partir de la valeur minimale de la résistance (R_{min}) tout en gardant le bon fonctionnement du convertisseur (U = 1,8 V). La figure 5.13 présente le résultat de la caractérisation. Pour une accélération de 0,3 *g* crête-à-crête le module récupère une puissance électrique de 231 µW à 42,2 Hz (soit un rendement de 64 % pour le module électronique seul, puisque la puissance délivrée en sortie du générateur piézoélectrique est de 360 µW). Cette puissance électrique récupérée est supérieure à la

puissance consommée par le module (cf. tableau 5.2) pendant 1 seconde : l'applicabilité de ce dispositif autonome pour la mise en œuvre de techniques de maintenance préventive d'un système CVC est ainsi démontrée. Le module décrit dans la section 2.4 est assemblé et installé dans un boîtier réalisé en impression 3D (cf. figure 5.14).

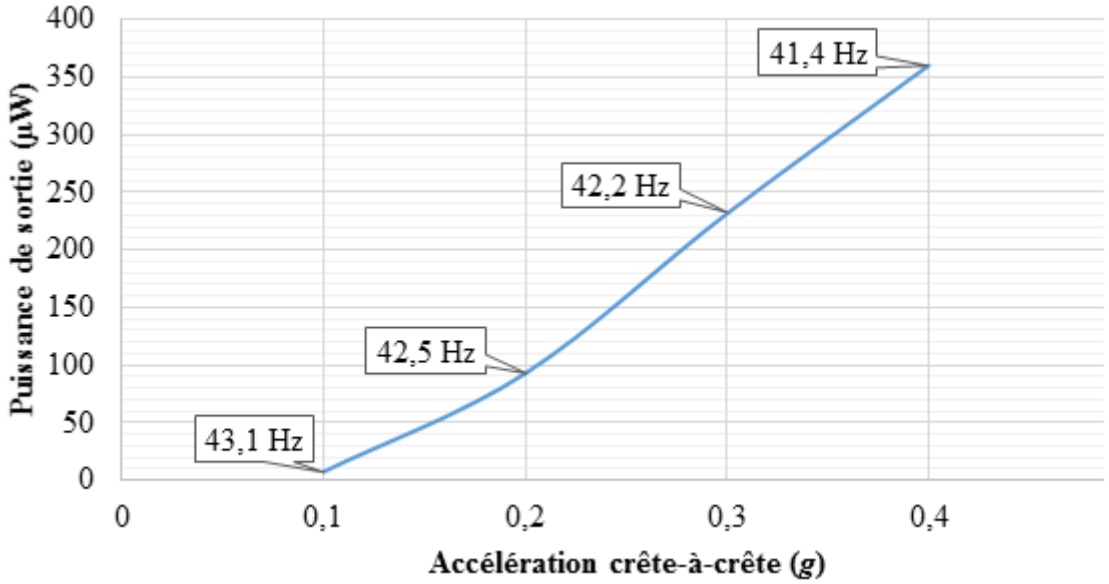


Figure 5.13. Puissance de sortie maximale par rapport à l'accélération sur charge résistive optimale.



a) b)

Figure 5.14. Photos a) du module intégré et b) de son boîtier.

Dans ce chapitre, nous avons présenté le module d'un capteur autonome sans fil autoalimenté par un dispositif de récupération d'énergie vibratoire pour l'application de maintenance préventive. Il est composé d'un générateur piézoélectrique qui a été conçu et optimisé selon le guide de conception donné au chapitre 4, d'un circuit de management de puissance de Linear Technology LTC3331, d'éléments de stockage d'énergie, d'un

accéléromètre, d'un microcontrôleur ainsi que d'une communication BLE. L'avantage de ce module est qu'il est compact, modulaire et interchangeable. La caractérisation du générateur piézoélectrique et de son circuit CGP montre qu'il est capable de fournir suffisamment de puissance électrique pour satisfaire aux besoins énergétiques d'un capteur autonome pour une application de maintenance préventive.

Afin de réaliser un module de récupération d'énergie vibratoire, au-delà d'un générateur performant, le choix des composants électroniques joue un rôle important dans la réduction de l'énergie consommée par le circuit et permet d'en améliorer le rendement. Malgré la validation du fonctionnement des circuits UTC et UGA, testés indépendamment, nous avons rencontré un problème de chute de tension au démarrage quand les deux circuits sont connectés, empêchant le circuit UGA d'établir une tension de sortie stable. En effet, à chaque premier démarrage du LTC3331, la tension d'entrée (V_{IN}) doit dépasser un certain seuil (cf. la fiche de spécifications [159]) afin d'activer la gestion interne de la batterie. Or à chaque premier démarrage le microcontrôleur se réinitialise et consomme beaucoup de courant pendant une très courte durée (le temps de se mettre dans le mode « low power »), empêchant le LTC3331 d'atteindre la tension de seuil nécessaire à sa propre initialisation interne. Ce phénomène ne permet pas d'activer l'alimentation par la batterie pour compenser l'énergie fournie par le générateur au démarrage et donc le microcontrôleur ne peut fonctionner en mode normal. Un circuit commutateur piloté par un comparateur devra être considéré dans le circuit de l'UGA (à la sortie V_{OUT}) pour palier à cette difficulté.

Au niveau de l'intégration du générateur piézoélectrique dans le module, nous avons remarqué que le cadre en FR-4 et la fixation par les deux vis sur deux côtés ne sont pas suffisants pour assurer un bon encastrement du générateur. Des améliorations du système de fixation sont à envisager.

Au-delà des applications industrielles comme la maintenance préventive, les solutions de récupération d'énergie vibratoire développées ont également servi à rendre autonome des dispositifs médicaux implantés visant la mesure et le suivi au cours de temps de biomarqueurs comme la température, la pression artérielle ou autres. Des preuves de concept basées sur notre technologie sont en cours de test sur des modèles animaux.

Conclusion

Nous avons introduit dans cette thèse les enjeux et les technologies de récupération d'énergie ambiante. La récupération d'énergie vibratoire propose une solution alternative prometteuse pour alimenter des objets autonomes communicants. En réduisant la dépendance aux piles, elle participe à l'accélération du développement des objets sans fil communicants, en pleine croissance depuis près de dix ans. Le défi de ce type de technologie est de concevoir et fabriquer un dispositif adapté à des sources vibratoires environnantes ayant une fréquence fondamentale très basse et une amplitude relativement faible. De plus, la miniaturisation de ces dispositifs est requise dans certaines applications. Après une synthèse de l'état de l'art des technologies de récupération d'énergie vibratoire, nous avons présenté dans cette thèse la technologie basée sur des matériaux piézoélectriques pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique. La structure de type poutre encastrée-libre s'est révélée être la meilleure candidate pour des sources vibratoires à faible accélération et basse fréquence. La fabrication des générateurs piézoélectriques par l'approche de l'amincissement des matériaux piézoélectriques massifs a été présentée dans cette thèse comme une technologie judicieuse pour fabriquer des générateurs efficaces.

Afin de concevoir un générateur piézoélectrique miniaturisé pour les applications de récupération d'énergie vibratoire basse fréquence, nous nous sommes orientés vers la modélisation par la méthode des éléments finis en tridimensionnel. Cela permet, d'un point de vue industriel, de réaliser la conception en 3D de nos dispositifs, ce qui s'avère nécessaire au niveau de l'intégration dans un module autonome. La modélisation par éléments finis a été utilisée pour mettre en place un outil de conception du générateur piézoélectrique. Nous avons d'abord fait la caractérisation fonctionnelle d'une couche piézoélectrique amincie afin de déterminer ses paramètres effectifs utiles pour la modélisation EF. Puis l'outil de simulation EF 3D de notre générateur piézoélectrique a été développé par étapes, en augmentant la complexité de la structure à partir de la couche PZT jusqu'au bimorphe. En confrontant nos modèles EF 3D avec des expériences menées en appliquant différentes conditions aux limites mécaniques et électriques, nous avons obtenu des modèles fiables qui permettent de prédire le comportement électromécanique de notre générateur piézoélectrique. Plusieurs paramètres d'intérêt pour la conception d'un générateur piézoélectrique ont ainsi été évalués, tels que la

puissance électrique récupérée, la tension aux bornes d'une charge résistive connectée au générateur, et le déplacement en bout de dispositif.

Grâce au modèle EF développé, nous avons proposé une démarche d'optimisation de notre générateur selon un cahier des charges fixé. Concernant la sélection des matériaux pour faire le générateur piézoélectrique, nous avons employé les FOMs (Figure Of Merit) intrinsèques du générateur, notamment la FOM à la résonance de Priya. Une céramique piézoélectrique dure a été sélectionnée pour le matériau actif, et le laiton comme raidisseur mécanique. Au niveau de la géométrie du générateur, des études paramétriques sur plusieurs paramètres de conception ont été faites en respectant le cahier des charges, y compris la fréquence de résonance et l'encombrement du dispositif. Suite à ces études, quelques recommandations sur la conception d'un générateur piézoélectrique ont été proposées pour en optimiser la performance :

- Les dimensions latérales du générateur doivent être maximisées dans l'espace latéral autorisé. La longueur est à privilégier, plutôt que la largeur.
- Les épaisseurs des différentes couches constitutives du dispositif sont à optimiser pour ajuster la fréquence de résonance du générateur égale à la valeur de consigne.
- La masse de la masselotte doit être maximisée, dans la gamme de valeurs autorisées. Toutefois, une étude sur la contrainte maximale doit être réalisée pour s'assurer que celle du dispositif en fonctionnement ne dépasse pas la limite élastique du matériau.

Au dernier chapitre de cette thèse, nous avons présenté une application réelle d'un dispositif de récupération d'énergie vibratoire piézoélectrique. Il s'agit d'un capteur autonome sans fil qui mesure l'accélération d'un système CVC pour la maintenance préventive de la machine. Concrètement, le module est composé d'un générateur piézoélectrique (optimisé selon un cahier des charges dont les données d'entrée sont la vibration mesurée sur le climatiseur), du circuit de gestion de la puissance LTC3331 de Linear Technology, d'éléments de stockage d'énergie, d'un accéléromètre, d'un microcontrôleur ainsi que d'une communication BLE. Nous avons démontré qu'il est capable de fournir une puissance électrique de 231 µW à partir d'une accélération de 0,3 g crête-à-crête à la fréquence de 42,2 Hz, ce qui est satisfaisant pour les besoins énergétiques et le bon fonctionnement du capteur autonome avec un cycle de travail d'une seconde.

En résumé, nous avons présenté dans cette thèse une démarche de modélisation et de conception d'un générateur piézoélectrique qui a pour but d'adresser les besoins énergétiques d'applications réelles. Dans notre démonstration, le générateur développé est très performant en ce qui concerne sa NPD, pourtant sa bande passante est relativement faible. De ce fait, notre dispositif est moins efficace quand la vibration de la source varie, c'est-à-dire quand la fréquence de résonance du générateur sort du spectre vibratoire. En effet, le spectre vibratoire dans une application réelle peut varier en fonction du temps, ou des conditions de fonctionnement. Dans ces situations, cela nécessite de développer des techniques plus adaptées comme des générateurs non-linéaires ou des techniques de réglage de la fréquence de résonance. Des circuits de gestion de la puissance plus avancés sont aussi à envisager pour maximiser l'extraction d'énergie électrique récupérée par le générateur et permettre l'adaptation de la fréquence de fonctionnement.

Dans la perspective d'une poursuite de ce travail, des voies d'amélioration, notamment en ce qui concerne la modélisation du générateur sont immédiatement envisageables. Dans le cadre de ce travail, nous avons développé un modèle EF 3D, mais il s'agit uniquement d'un modèle linéaire qui est de fait limité pour prédire le comportement du générateur dans le domaine non-linéaire lorsque l'accélération est élevée (cf. chapitre 5). Par conséquent, une modélisation dans le domaine non-linéaire est fortement souhaitée pour prédire fidèlement le comportement du générateur. Une autre voie d'amélioration consiste en la modélisation du générateur couplé avec son circuit de gestion de la puissance, au lieu d'une charge résistive, pour permettre le dimensionnement d'un système complet. Du point de vue de l'électronique, nous envisageons de tester des circuits de gestion de la puissance présentés dans l'état-de l'art sur notre dispositif. En ce qui concerne les matériaux, d'autres céramiques piézoélectriques sont également à tester sur notre dispositif permettant d'avoir des générateurs plus efficaces. De plus, des matériaux sans plomb sont en cours d'essai pour développer un générateur respectueux de l'environnement.

Avec les progrès des technologies de récupération d'énergie en général et de la technologie de récupération d'énergie vibratoire par la piézoélectricité en particulier, nous espérons que dans un avenir proche des capteurs/objets communicants pourront être rendus entièrement autonomes. Et pour voir ce jour arriver, il nous semble également pertinent d'approfondir les aspects sur le vieillissement et la robustesse du dispositif dans le temps.

Bibliographies

[1] www.gartner.com, 2017. [04-Sep-2018], https://www.gartner.com/en/newsroom/press-releases/2017-02-07-gartner-says-8-billion-connected-things-will-be-in-use-in-2017-up-31-percent-from-2016.

[2] Shaikh, F. K. and Zeadally, S. Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. Mar. 2016. vol. 55. pp. 1041–1054.

[3] Othman, M. F. and Shazali, K. Wireless Sensor Network Applications: A Study in Environment Monitoring System. *Procedia Engineering*. Jan. 2012. vol. 41. pp. 1204–1210.

[4] Dargie, W. and Poellabauer, C. *Fundamentals of wireless sensor networks : theory and practice*. Wiley, 2010, 311.

[5] Koydemir, H. C. and Ozcan, A. Wearable and Implantable Sensors for Biomedical Applications. *Annual Review of Analytical Chemistry*. Jun. 2018. vol. 11, no. 1. pp. 127–146.

[6] Boisseau, S., Despesse, G., and Ahmed, B. Electrostatic Conversion for Vibration Energy Harvesting, in *Small-Scale Energy Harvesting*, InTech, 2012, pp. 91–134.

[7] Yang, Z., Erturk, A., and Zu, J. On the efficiency of piezoelectric energy harvesters. *Extreme Mechanics Letters*. Sep. 2017. vol. 15, no. May. pp. 26–37.

[8] www.silabs.com. [24-Nov-2018], https://www.silabs.com/products/mcu/32-bit.

[9] www.st.com. [24-Nov-2018], https://www.st.com/en/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html.

[10] www.ti.com. [24-Nov-2018], http://www.ti.com/microcontrollers/msp430-ultra-low-power-mcus/overview.html#.

[11] Roundy, S., Wright, P. K., and Rabaey, J. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer Communications*. Jul. 2003. vol. 26, no. 11. pp. 1131–1144.

[12] Beeby, S. P. and O'Donnell, T. Electromagnetic Energy Harvesting, in *Energy Harvesting Technologies*, Boston, MA: Springer US, 2009, pp. 129–161.

[13] Mitcheson, P. D., Yeatman, E. M., Rao, G. K., Holmes, A. S., and Green, T. C. Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices. *Proceedings of the IEEE*. Sep. 2008. vol. 96, no. 9. pp. 1457–1486.

[14] Defosseux, M. *Conception et caractérisation de microgénérateurs piézoélectriques pour microsystèmes autonomes*, Université de Grenoble, 2011, 209.

[15] Risquez, S. *Microsystème électrostatique tridimensionnel de récupération d'énergie pour alimenter un stimulateur cardiaque sans sonde*, Université Paris- Saclay, 2017, 220.

[16] Wei, C. and Jing, X. A comprehensive review on vibration energy harvesting: Modelling and realization. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. Jul. 2017. vol. 74, no. November 2016. pp. 1–18.

[17] Roundy, S. J. *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*, University of California, Berkeley, 2003, 287.

[18] kinergizer.com. [30-Apr-2019], http://kinergizer.com/#home-products-header.

[19] revibeenergy.com. [30-Apr-2019], https://revibeenergy.com/product-overview/.

[20] perpetuum.com. [30-Apr-2019], https://perpetuum.com/technology/.

[21] Khan, F. U. and Qadir, M. U. State-of-the-art in vibration-based electrostatic energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Oct. 2016. vol. 26, no. 10. p. 103001.

[22] www.offgridenergyindependence.com. [27-May-2019], https://www.offgridenergyindependence.com/articles/6741/compact-vibration-harvester-power-supply-with-highest-efficiency.

[23] Caliò, R. *et al.* Piezoelectric Energy Harvesting Solutions. *Sensors*. Mar. 2014. vol. 14, no. 3. pp. 4755–4790.

[24] piezo.com. [02-May-2019], https://piezo.com/collections/piezoelectric-energy-harvesters?_=pf&pf_t_quantity=Quantity__1.

[25] www.piceramic.com. [02-May-2019], https://www.piceramic.com/en/applications/energy-harvesting/.

[26] www.tekceleo.com. [02-May-2019], http://www.tekceleo.com/technologies/vibration-energy-harvesting/.

[27] www.8power.com. [02-May-2019], https://www.8power.com/vibration-energy-harvesting-technology/.

[28] www.wsstec.com. [02-May-2019], https://www.wsstec.com/#.

[29] www.qortek.com. [02-May-2019], http://www.qortek.com/en/products/energy_harvesting/demeter-high-performance-piezoelectric-energy-harvesters/.

[30] Beeby, S. P. *et al.* A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Jul. 2007. vol. 17, no. 7. pp. 1257–1265.

[31] Zhang, Y., Wang, T., Luo, A., Hu, Y., Li, X., and Wang, F. Micro electrostatic energy harvester with both broad bandwidth and high normalized power density. *Applied Energy*. Feb. 2018. vol. 212, no. February. pp. 362–371.

[32] Poulin, G., Sarraute, E., and Costa, F. Generation of electrical energy for portable devices. *Sensors and Actuators A: Physical*. Oct. 2004. vol. 116, no. 3. pp. 461–471.

[33] Foisal, A. R. M., Hong, C., and Chung, G.-S. Multi-frequency electromagnetic energy harvester using a magnetic spring cantilever. *Sensors and Actuators A: Physical*. Aug. 2012. vol. 182. pp. 106–113.

[34] Yang, B. and Lee, C. Non-resonant electromagnetic wideband energy harvesting mechanism for low frequency vibrations. *Microsystem Technologies*. Jun. 2010. vol. 16, no. 6. pp. 961–966.

[35] Sardini, E. and Serpelloni, M. An efficient electromagnetic power harvesting device for low-frequency applications. *Sensors and Actuators, A: Physical*. Dec. 2011. vol. 172, no. 2. pp. 475–482.

[36] Galchev, T., McCullagh, J., Peterson, R. L., and Najafi, K. A Vibration Harvesting System for Bridge Health Monitoring Applications, in *Proc. of PowerMEMS 2010, Leuven, Belgium*, 2010, pp. 3–6.

[37] Wang, P., Tanaka, K., Sugiyama, S., Dai, X., Zhao, X., and Liu, J. A micro electromagnetic low level vibration energy harvester based on MEMS technology. *Microsystem Technologies*. Jun. 2009. vol. 15, no. 6. pp. 941–951.

[38] Aktakka, E. E., Peterson, R. L., and Najafi, K. A CMOS-compatible piezoelectric vibration energy scavenger based on the integration of bulk PZT films on silicon, in *2010 International Electron Devices Meeting*, 2010, no. 2, pp. 31.5.1–31.5.4.

[39] Elfrink, R. *et al.* Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Sep. 2009. vol. 19, no. 9. p. 094005.

[40] Lei, A. *et al.* MEMS-based thick film PZT vibrational energy harvester, in *2011 IEEE 24th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, 2011, no. June 2015, pp. 125–128.

[41] Shen, D., Park, J.-H., Ajitsaria, J., Choe, S.-Y., Wikle, H. C., and Kim, D.-J. The design, fabrication and evaluation of a MEMS PZT cantilever with an integrated Si proof mass for vibration energy harvesting. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. May 2008. vol. 18, no. 5. p. 055017.

[42] Tang, Q. C., Yang, Y. L., and Li, X. Bi-stable frequency up-conversion piezoelectric energy harvester driven by non-contact magnetic repulsion. *Smart Materials and Structures*. Dec. 2011. vol. 20, no. 12. p. 125011.

[43] Liu, H., Tay, C. J., Quan, C., Kobayashi, T., and Lee, C. Piezoelectric MEMS Energy Harvester for Low-Frequency Vibrations With Wideband Operation Range and Steadily Increased Output Power. *Journal of Microelectromechanical Systems*. Oct. 2011. vol. 20, no. 5. pp. 1131–1142.

[44] Aktakka, E. E. and Najafi, K. Three-axis piezoelectric vibration energy harvester, in *2015 28th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2015, vol. 2015-Febru, no. February, pp. 1141–1144.

[45] Aktakka, E. E. and Najafi, K. A Micro Inertial Energy Harvesting Platform With Self-Supplied Power Management Circuit for Autonomous Wireless Sensor Nodes. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Sep. 2014. vol. 49, no. 9. pp. 2017–2029.

[46] Crovetto, A., Wang, F., and Hansen, O. An electret-based energy harvesting device with a wafer-level fabrication process. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Nov. 2013. vol. 23, no. 11. p. 114010.

[47] Wang, F., Wang, Y., Sun, D., Wang, L., Yang, J., and Jia, H. High performance Li2MnSiO4prepared in molten KCl-NaCl for rechargeable lithium ion batteries. *Electrochimica Acta*. Feb. 2014. vol. 119. pp. 131–137.

[48] Chiu, Y. and Lee, Y.-C. Flat and robust out-of-plane vibrational electret energy harvester. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Jan. 2013. vol. 23, no. 1. p. 015012.

[49] Guilllemet, R., Basset, P., Galayko, D., Cottone, F., Marty, F., and Bourouina, T. Wideband MEMS electrostatic vibration energy harvesters based on gap-closing interdigited combs with a trapezoidal cross section, in *2013 IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2013, pp. 817–820.

[50] Cottone, F., Basset, P., Guillemet, R., Galayko, D., Marty, F., and Bourouina, T. Non-linear MEMS electrostatic kinetic energy harvester with a tunable multistable potential for stochastic vibrations, in *2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII)*, 2013, pp. 1336–1339.

[51] Suzuki, Y., Miki, D., Edamoto, M., and Honzumi, M. A MEMS electret generator with electrostatic levitation for vibration-driven energy-harvesting applications. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Oct. 2010. vol. 20, no. 10. p. 104002.

[52] Minakawa, Y., Chen, R., and Suzuki, Y. X-shaped-spring enhanced MEMS electret generator for energy harvesting, in *2013 Transducers & Eurosensors XXVII: The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS & EUROSENSORS XXVII)*, 2013, pp. 2241–2244.

[53] Tao, K., Lye, S. W., Miao, J., Tang, L., and Hu, X. Out-of-plane electret-based MEMS energy harvester with the combined nonlinear effect from electrostatic force and a mechanical elastic stopper. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. Oct. 2015. vol. 25, no. 10. p. 104014.

[54] Asanuma, H., Hara, M., Oguchi, H., and Kuwano, H. Nonlinear restoring force of spring with stopper for ferroelectric dipole electret-based electrostatic vibration energy harvesters. *AIP Advances*. Jul. 2016. vol. 6, no. 7. p. 075206.

[55] Siddique, A. R. M., Mahmud, S., and Heyst, B. Van. A comprehensive review on vibration based micro power generators using electromagnetic and piezoelectric transducer mechanisms. *Energy Conversion and Management*. 2015. vol. 106. pp. 728–747.

[56] Siang, J., Lim, M. H., and Salman Leong, M. Review of vibration-based energy harvesting technology: Mechanism and architectural approach. *International Journal of Energy Research*. 2018. vol. 42, no. 5. pp. 1866–1893.

[57] Panda, P. K. and Sahoo, B. PZT to lead free piezo ceramics: A review. *Ferroelectrics*. 2015. vol. 474, no. 1. pp. 128–143.

[58] Levassort, F. A matrix method for modeling electroelastic moduli of 0-3 piezo-composites. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Mar. 1997. vol. 44, no. 2. pp. 445–452.

[59] Ueberschlag, P. PVDF piezoelectric polymer. *Sensor Review*. Jun. 2001. vol. 21, no. 2. pp. 118–125.

[60] Kuang, Y., Daniels, A., and Zhu, M. A sandwiched piezoelectric transducer with flex end-caps for energy harvesting in large force environments. *Journal of Physics D: Applied Physics*. Aug. 2017. vol. 50, no. 34. p. 345501.

[61] Kim, H. W. *et al.* Energy harvesting using a piezoelectric "cymbal" transducer in dynamic environment. *Japanese Journal of Applied Physics, Part 1: Regular Papers and Short Notes and Review Papers*. 2004. vol. 43, no. 9 A. pp. 6178–6183.

[62] Zhou, M., Al-Furjan, M. S. H., Zou, J., and Liu, W. A review on heat and mechanical energy harvesting from human – Principles, prototypes and perspectives. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. vol. 82, no. October 2016. pp. 3582–3609.

[63] Xu, T.-B. *et al.* Energy harvesting using a PZT ceramic multilayer stack. *Smart Materials and Structures*. Jun. 2013. vol. 22, no. 6. p. 065015.

[64] Chen, X., Yang, T., Wang, W., and Yao, X. Vibration energy harvesting with a clamped piezoelectric circular diaphragm. *Ceramics International*. Jan. 2012. vol. 38, no. SUPPL. 1. pp. S271–S274.

[65] Mane, P., Mossi, K., Green, C., and Bryant, R. Studying the effects of temperature on energy harvesting using pre-stressed piezoelectric diaphragms, in *Proceedings of SPIE*, 2007, vol. 6526, p. 65260K.

[66] Wang, W., Yang, T., Chen, X., Yao, X., and Qifa Zhou. Vibration energy harvesting using piezoelectric circular diaphragm array, in *2011 International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF/PFM) and 2011 International Symposium on Piezoresponse Force Microscopy and Nanoscale Phenomena in Polar Materials*, 2011, vol. 59, no. 9, pp. 1–4.

[67] Xiao, Z., Yang, T. Q., Dong, Y., and Wang, X. C. Energy harvester array using piezoelectric circular diaphragm for broadband vibration. *Applied Physics Letters*. 2014. vol. 104, no. 22. pp. 1–5.

[68] Shen, Z., Liu, S., Miao, J., Woh, L. S., and Wang, Z. Spiral electrode d33 mode piezoelectric diaphragm combined with proof mass as energy harvester. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. 2015. vol. 25, no. 3. p. 035004.

[69] Kim, H. S., Kim, J.-H., and Kim, J. A review of piezoelectric energy harvesting based on vibration. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*. Dec. 2011. vol. 12, no. 6. pp. 1129–1141.

[70] Toprak, A. and Tigli, O. Piezoelectric energy harvesting: State-of-the-art and challenges. *Applied Physics Reviews*. Sep. 2014. vol. 1, no. 3. p. 031104.

[71] Saadon, S. and Sidek, O. A review of vibration-based MEMS piezoelectric energy harvesters. *Energy Conversion and Management*. Jan. 2011. vol. 52, no. 1. pp. 500–504.

[72] Priya, S. *et al.* A Review on Piezoelectric Energy Harvesting: Materials, Methods, and Circuits. *Energy Harvesting and Systems*. Jan. 2017. vol. 4, no. 1. pp. 3–39.

[73] Kang, M. G., Jung, W. S., Kang, C. Y., and Yoon, S. J. Recent Progress on PZT Based Piezoelectric Energy Harvesting Technologies. *Actuators*. 2016. vol. 5, no. 1. p. 5.

[74] Li, H., Tian, C., and Deng, Z. D. Energy harvesting from low frequency applications using piezoelectric materials. *Applied Physics Reviews*. Dec. 2014. vol. 1, no. 4. p. 041301.

[75] Bowen, C. R., Kim, H. A., Weaver, P. M., and Dunn, S. Piezoelectric and ferroelectric materials and structures for energy harvesting applications. *Energy Environ. Sci.* 2014. vol. 7, no. 1. pp. 25–44.

[76] Anton, S. R. and Sodano, H. a. A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006). *Smart Materials and Structures*. Jun. 2007. vol. 16, no. 3. pp. R1–R21.

[77] Park, J.-H., Ahn, H., Kim, S.-B., Kim, S.-H., and Kim, D.-J. Comparison of Transduction Efficiency for Energy Harvester between Piezoelectric Modes, in *Proulx T. (eds) MEMS and Nanotechnology, Volume 2. Conference Proceedings of the Society for Experimental Mechanics Series*, vol. 2, Springer, New York, NY, 2011, pp. 33–39.

[78] Todaro, M. T. *et al.* Piezoelectric MEMS vibrational energy harvesters: Advances and outlook. *Microelectronic Engineering*. Nov. 2017. vol. 183–184, no. October. pp. 23–36.

[79] Kong, L. B., Li, T., Hng, H. H., Boey, F., Zhang, T., and Li, S. Waste Mechanical Energy Harvesting (I): Piezoelectric Effect, in *Waste Energy Harvesting*, vol. 24, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2014, pp. 19–133.

[80] Kanda, K., Hirai, S., Fujita, T., and Maenaka, K. Piezoelectric MEMS with multilayered Pb(Zr,Ti)O3 thin films for energy harvesting. *Sensors and Actuators A: Physical*. Oct. 2018. vol. 281. pp. 229–235.

[81] He, X., Wen, Q., Lu, Z., Shang, Z., and Wen, Z. A micro-electromechanical systems based vibration energy harvester with aluminum nitride piezoelectric thin film deposited by pulsed direct-current magnetron sputtering. *Applied Energy*. Oct. 2018. vol. 228, no. April. pp. 881–890.

[82] Nielsen-Lonn, M., Harikumar, P., Wikner, J. J., and Alvandpour, A. Design of efficient CMOS rectifiers for integrated piezo-MEMS energy-harvesting power management systems, in *2015 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD)*, 2015, pp. 1–4.

[83] White, N. M., Glynne-Jones, P., and Beeby, S. P. A novel thick-film piezoelectric micro-generator. *Smart Materials and Structures*. Aug. 2001. vol. 10, no. 4. pp. 850–852.

[84] Gentry, K. L., Zara, J. M., Sang-Don Bu, Chang-Beom Eom, and Smith, S. W. Thick film sol gel PZT transducer using dip coating, in *2000 IEEE Ultrasonics Symposium. Proceedings. An International Symposium (Cat. No.00CH37121)*, 2000, vol. 2, pp. 977–980.

[85] Feuillard, G., Kuscer, D., Tran-Huu-Hue, L. P., Clezio, E. Le, Kosec, M., and Lethiecq, M. Electroacoustic performance of high frequency PZT based transducer fabricated by

electrophoretic deposition: comparison with screen printing technique, in *2009 IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2009, pp. 1138–1141.

[86] Qin, L. *et al.* Fabrication and characterization of thick-film piezoelectric lead zirconate titanate ceramic resonators by tape-casting. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Dec. 2012. vol. 59, no. 12. pp. 2803–2812.

[87] Baba, S., Tsuda, H., and Akedo, J. Thickness dependence of electrical properties of PZT films deposited on metal substrates by laser-assisted aerosol deposition. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. May 2008. vol. 55, no. 5. pp. 1009–1016.

[88] Colin, M., Basrour, S., Rufer, L., Bantignies, C., and Nguyen-Dinh, A. Highly Efficient Low-frequency Energy Harvester Using Bulk Piezoelectric Ceramics. *Journal of Physics: Conference Series*. Dec. 2013. vol. 476. p. 012133.

[89] Nguyen, H. H., Van Minh, L., Oguchi, H., and Kuwano, H. Development of highly efficient micro energy harvesters with MgHf-codoped AlN piezoelectric films, in *2018 IEEE Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2018, pp. 222–225.

[90] Le Van Minh, Hara, M., Yokoyama, T., Nishihara, T., Ueda, M., and Kuwano, H. Highly piezoelectric MgZr co-doped aluminum nitride-based vibrational energy harvesters [Correspondence]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Nov. 2015. vol. 62, no. 11. pp. 2005–2008.

[91] Muralt, P., Marzencki, M., Belgacem, B., Calame, F., and Basrour, S. Vibration Energy Harvesting with PZT Micro Device. *Procedia Chemistry*. Sep. 2009. vol. 1, no. 1. pp. 1191–1194.

[92] Won, S. S. *et al.* Lead-free Mn-doped (K 0.5 ,Na 0.5)NbO 3 piezoelectric thin films for MEMS-based vibrational energy harvester applications. *Applied Physics Letters*. Jun. 2016. vol. 108, no. 23. p. 232908.

[93] Wang, P. and Du, H. ZnO thin film piezoelectric MEMS vibration energy harvesters with two piezoelectric elements for higher output performance. *Review of Scientific Instruments*. Jul. 2015. vol. 86, no. 7. p. 075002.

[94] Tang, G. *et al.* Piezoelectric MEMS generator based on the bulk PZT/silicon wafer bonding technique. *physica status solidi (a)*. Dec. 2011. vol. 208, no. 12. pp. 2913–2919.

[95] Yi, Z. *et al.* High performance bimorph piezoelectric MEMS harvester via bulk PZT thick films on thin beryllium-bronze substrate. *Applied Physics Letters*. Jul. 2017. vol. 111, no. 1. p. 013902.

[96] Tian, Y., Li, G., Yi, Z., Liu, J., and Yang, B. A low-frequency MEMS piezoelectric energy harvester with a rectangular hole based on bulk PZT film. *Journal of Physics and Chemistry of Solids*. 2018. vol. 117, no. February. pp. 21–27.

[97] Janphuang, P., Lockhart, R., Uffer, N., Briand, D., and de Rooij, N. F. Vibrational piezoelectric energy harvesters based on thinned bulk PZT sheets fabricated at the wafer level. *Sensors and Actuators A: Physical*. Apr. 2014. vol. 210. pp. 1–9.

[98] Aktakka, E. E., Peterson, R. L., and Najafi, K. Thinned-PZT on SOI process and design optimization for piezoelectric inertial energy harvesting, in *2011 16th International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, 2011, pp. 1649–1652.

[99] Quintero, A. V., Besse, N., Janphuang, P., Lockhart, R., Briand, D., and de Rooij, N. F. Design optimization of vibration energy harvesters fabricated by lamination of thinned bulk-PZT on polymeric substrates. *Smart Materials and Structures*. Apr. 2014. vol. 23, no. 4. p. 045041.

[100] Ferin, G., Thien Hoang, Bantignies, C., Hung Le Khanh, Flesch, E., and An Nguyen-Dinh. Powering autonomous wireless sensors with miniaturized piezoelectric based energy harvesting devices for NDT applications, in *2015 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2015, pp. 1–4.

[101] Williams, C. B. and Yates, R. B. Analysis of a micro-electric for microsystems. *Sensors and actuators*. Mar. 1996. vol. 52, no. 1–3. pp. 8–11.

[102] Erturk, a and Inman, D. J. Issues in mathematical modeling of piezoelectric energy harvesters. *Smart Materials and Structures*. 2008. vol. 17, no. 6. p. 065016.

[103] Richards, C. D., Anderson, M. J., Bahr, D. F., and Richards, R. F. Efficiency of energy conversion for devices containing a piezoelectric component. *Journal of Micromechanics and Microengineering*. 2004. vol. 14, no. 5. pp. 717–721.

[104] DuToit, N. E. and Wardle, B. L. Experimental Verification of Models for Microfabricated Piezoelectric Vibration Energy Harvesters. *AIAA Journal*. 2007. vol. 45, no. 5. pp. 1126–1137.

[105] Roundy, S. and Wright, P. K. A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics. *Smart Materials and Structures*. Oct. 2004. vol. 13, no. 5. pp. 1131–1142.

[106] Erturk, A. and Inman, D. J. A Distributed Parameter Electromechanical Model for Cantilevered Piezoelectric Energy Harvesters. *Journal of Vibration and Acoustics*. 2008. vol. 130, no. 4. p. 041002.

[107] Erturk, a. and Inman, D. J. On Mechanical Modeling of Cantilevered Piezoelectric Vibration Energy Harvesters. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. 2008. vol. 19, no. 11. pp. 1311–1325.

[108] Erturk, A. and Inman, D. J. An experimentally validated bimorph cantilever model for piezoelectric energy harvesting from base excitations. *Smart Materials and Structures*. 2009. vol. 18, no. 2. p. 025009.

[109] Lin, J. H., Wu, X. M., Ren, T. L., and Liu, L. T. Modeling and simulation of piezoelectric mems energy harvesting device. *Integrated Ferroelectrics*. Dec. 2007. vol. 95, no. 1. pp. 128–141.

[110] Chen, S.-N., Wang, G.-J., and Chien, M.-C. Analytical modeling of piezoelectric vibration-induced micro power generator. *Mechatronics*. Sep. 2006. vol. 16, no. 7. pp. 379–387.

[111] Lu, F., Lee, H. P., and Lim, S. P. Modeling and analysis of micro piezoelectric power generators for micro-electromechanical-systems applications. *Smart Materials and Structures*. Feb. 2004. vol. 13, no. 1. pp. 57–63.

[112] Yu, S., He, S., and Li, W. Theoretical and experimental studies of beam bimorph piezoelectric power harvesters. *Journal of Mechanics of Materials and Structures*. 2010. vol. 5, no. 3. pp. 427–445.

[113] Amini, Y., Fatehi, P., Heshmati, M., and Parandvar, H. Time domain and frequency domain analysis of functionally graded piezoelectric harvesters subjected to random vibration: Finite element modeling. *Composite Structures*. Feb. 2016. vol. 136. pp. 384–393.

[114] Upadrashta, D. and Yang, Y. Finite element modeling of nonlinear piezoelectric energy harvesters with magnetic interaction. *Smart Materials and Structures*. Apr. 2015. vol. 24, no. 4. p. 045042.

[115] Benasciutti, D., Moro, L., Zelenika, S., and Brusa, E. Vibration energy scavenging via piezoelectric bimorphs of optimized shapes. *Microsystem Technologies*. 2010. vol. 16, no. 5. pp. 657–668.

[116] Meiling Zhu, Worthington, E., and Njuguna, J. Analyses of power output of piezoelectric energy-harvesting devices directly connected to a load resistor using a coupled piezoelectric-circuit finite element method. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. Jul. 2009. vol. 56, no. 7. pp. 1309–1317.

[117] Mohamed, R., Sarker, M. R., and Mohamed, A. An optimization of rectangular shape piezoelectric energy harvesting cantilever beam for micro devices. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*. Mar. 2016. vol. 50, no. 4. pp. 537–548.

[118] Delaunay, T., Le Clezio, E., Guennou, M., Dammak, H., Mai Pham Thi, and Feuillard, G. Full tensorial characterization of PZN-12%PT single crystal by resonant ultrasound spectroscopy. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. Feb. 2008. vol. 55, no. 2. pp. 476–488.

[119] Wasa, K., Kanno, I., and Kotera, H. Fundamentals of thin film piezoelectric materials and processing design for a better energy harvesting MEMS, in *Power MEMS 2009*, 2009, vol. 61, pp. 61–66.

[120] Feuillard, G., Bavencoffe, M., Fortineau, J., Jaber, N., Negulescu, B., and Wolfman, J. Measurement of the effective piezoelectric coefficient on PZT film integrated structures using laser interferometry, in *Electroceramics for End-users VII, Piezo 2013*, 2013.

[121] Bavencoffe, M., Tembhurnikar, N., Negulescu, B., Wolfman, J., and Feuillard, G. Modelling and experimental measurements of the mechanical response of piezoelectric structures from millimetre to micrometre. *Advances in Applied Ceramics*. Jul. 2018. vol. 117, no. 5. pp. 285–290.

[122] Brissaud, M. *Matériaux piézoélectriques: caractérisation, modélisation et vibration*. Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes, 2007, 448.

[123] Hoang, T. *et al.* Characterization of a thin piezoelectric material before integration into a cantilever-based mechanical energy harvester, in *IEEE International Ultrasonics Symposium, IUS*, 2016, vol. 2016-Novem, pp. 31–34.

[124] Hoang, T. *et al.* Parametric study of a thin piezoelectric cantilever for energy harvesting applications. *Advances in Applied Ceramics*. May 2018. vol. 117, no. 4. pp. 231–236.

[125] Byrd, R. H., Hribar, M. E., and Nocedal, J. An Interior Point Algorithm for Large Scale Nonlinear Programming. *SIAM J. of Opt.* 2000. vol. 9, no. 4. pp. 877–900.

[126] Hoang, T. *et al.* Modeling and Electrical Characterization of a Cantilever Beam for Mechanical Energy Harvesting, in *2018 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, 2018, pp. 1–4.

[127] Goodfellow.com. [19-Jan-2019], http://www.goodfellow.com/.

[128] Aglietti, G. S. and Cunningham, P. R. Is a Simple Support Really That Simple ? *Journal of Sound and Vibration*. 2002. vol. 257. pp. 321–335.

[129] Guillon, S. *et al.* Effect of non-ideal clamping shape on the resonance frequencies of silicon nanocantilevers. *Nanotechnology*. 2011. vol. 22, no. 24. p. 245501.

[130] Ritto, T., Aguiar, R., Sampaio, R., and Cataldo, E. How to match theoretical and experimental boundary conditions of a cantilever beam, in *7th European Conference on Structural Dynamics*, 2008, pp. 1–13.

[131] someco.fr. [22-Jan-2019], https://www.someco.fr/.

[132] Hoang, T. *et al.* Modeling Of The Clamping Fixture Of A Piezoelectric Cantilever-type Energy Harvesting Device, in *COMSOL Conference*, 2017, pp. 2–4.

[133] Roundy, S. On the effectiveness of vibration-based energy harvesting, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 16, no. 10. pp. 809–823, 2005.

[134] Priya, S. Criterion for material selection in design of bulk piezoelectric energy harvesters. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 2010. vol. 57, no. 12. pp. 2610–2612.

[135] Takeda, H., Mihara, K., Yoshimura, T., Hoshina, T., and Tsurumi, T. Effect of Material Constants on Power Output in Piezoelectric Vibration-Based Generators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 2011. vol. 58, no. 9. pp. 1852–1859.

[136] Wasa, K., Matsushima, T., Adachi, H., Kanno, I., and Kotera, H. Thin-film piezoelectric materials for a better energy harvesting MEMS. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2012. vol. 21, no. 2. pp. 451–457.

[137] Chauhan, A. and Vaish, R. Material Selection for Piezoelectric Devices. *Advanced Science, Engineering and Medicine*. Jul. 2013. vol. 5, no. 7. pp. 715–719.

[138] Liu, W. Q., Badel, A., Formosa, F., and Wu, Y. P. A new figure of merit for wideband vibration energy harvesters. *Smart Materials and Structures*. Dec. 2015. vol. 24, no. 12. p. 125012.

[139] Erturk, A. *Electromechanical Modeling of Piezoelectric Energy Harvesters*, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2009, 291.

[140] Shahab, S., Zhao, S., and Erturk, A. Soft and Hard Piezoelectric Ceramics and Single Crystals for Random Vibration Energy Harvesting. *Energy Technology*. May 2018. vol. 6, no. 5. pp. 935–942.

[141] Kim, M., Dugundji, J., and Wardle, B. L. Efficiency of piezoelectric mechanical vibration energy harvesting. *Smart Materials and Structures*. 2015. vol. 24, no. 5. p. 55006.

[142] Andosca, R. *et al.* Experimental and theoretical studies on MEMS piezoelectric vibrational energy harvesters with mass loading. *Sensors and Actuators, A: Physical*. 2012. vol. 178. pp. 76–87.

[143] Mitcheson, P. D., Green, T. C., Yeatman, E. M., and Holmes, A. S. Architectures for vibration-driven micropower generators. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2004. vol. 13, no. 3. pp. 429–440.

[144] Al Majid, A. *Dissipation de l'énergie en mécanique vibratoire - opérateur d'hysteresis - phénomene métrique,* INSA de Lyon, 2002, 169.

[145] Mevada, H. and Patel, D. Experimental Determination of Structural Damping of Different Materials. *Procedia Engineering*. Jan. 2016. vol. 144. pp. 110–115.

[146] Zhang, J., Perez, R. J., and Lavernia, E. J. Documentation of damping capacity of metallic, ceramic and metal-matrix composite materials. *Journal of Materials Science*. 1993. vol. 28, no. 9. pp. 2395–2404.

[147] Kim, M., Hoegen, M., Dugundji, J., and Wardle, B. L. Modeling and experimental verification of proof mass effects on vibration energy harvester performance. *Smart Materials and Structures*. 2010. vol. 19, no. 4.

[148] Tang, L. and Wang, J. Size effect of tip mass on performance of cantilevered piezoelectric energy harvester with a dynamic magnifier. *Acta Mechanica*. Nov. 2017. vol. 228, no. 11. pp. 3997–4015.

[149] Ruiz, R. O. and Meruane, V. Uncertainties propagation and global sensitivity analysis of the frequency response function of piezoelectric energy harvesters. *Smart Materials and Structures*. 2017. vol. 26, no. 6.

[150] Karimi, M., Karimi, A. H., Tikani, R., and Ziaei-Rad, S. Experimental and theoretical investigations on piezoelectric-based energy harvesting from bridge vibrations under travelling vehicles. *International Journal of Mechanical Sciences*. 2016. vol. 119, no. July. pp. 1–11.

[151] Khan, A., Abas, Z., Soo Kim, H., and Oh, I. K. Piezoelectric thin films: An integrated review of transducers and energy harvesting. *Smart Materials and Structures*. 2016. vol. 25, no. 5. p. 0.

[152] Wu, Y., Badel, A., Formosa, F., Liu, W., and Agbossou, A. E. Piezoelectric vibration energy harvesting by optimized synchronous electric charge extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. Aug. 2013. vol. 24, no. 12. pp. 1445–1458.

[153] Lallart, M., Garbuio, L., Petit, L., Richard, C., and Guyomar, D. Double synchronized switch harvesting (DSSH): a new energy harvesting scheme for efficient energy extraction.

IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. Oct. 2008. vol. 55, no. 10. pp. 2119–2130.

[154] Lefeuvre, E. Piezoelectric Energy Harvesting Device Optimization by Synchronous Electric Charge Extraction. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. Oct. 2005. vol. 16, no. 10. pp. 865–876.

[155] Badel, A., Guyomar, D., Lefeuvre, E., and Richard, C. Efficiency enhancement of a piezoelectric energy harvesting device in pulsed operation by synchronous charge inversion. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. Oct. 2005. vol. 16, no. 10. pp. 889–901.

[156] Guyomar, D., Badel, A., Lefeuvre, E., and Richard, C. Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. Apr. 2005. vol. 52, no. 4. pp. 584–594.

[157] Lefeuvre, E., Badel, A., Richard, C., Petit, L., and Guyomar, D. A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems. *Sensors and Actuators, A: Physical*. Feb. 2006. vol. 126, no. 2. pp. 405–416.

[158] Wu, Y. *Récupération d'énergie vibratoire large bande à partir de transducteurs piézoélectriques*, Université de Grenoble, 2014, 169.

[159] www.analog.com. [23-Oct-2018], https://www.analog.com/en/products/ltc3331.html#product-overview.

[160] www.st.com. [01-Aug-2019], https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32l442kc.pdf.

[161] www.st.com. [01-Aug-2019], https://www.st.com/resource/en/datasheet/bluenrg-ms.pdf.

[162] www.st.com. [23-Oct-2018], https://www.st.com/resource/en/datasheet/iis2dh.pdf.

[163] Triplett, a. and Quinn, D. D. The Effect of Non-linear Piezoelectric Coupling on Vibration-based Energy Harvesting. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. 2009. vol. 20, no. 16. pp. 1959–1967.

ADVANCES IN APPLIED CERAMICS, 2017
https://doi.org/10.1080/17436753.2017.1403538

The Institute of Materials, Minerals and Mining

Taylor & Francis
Taylor & Francis Group

Annexe 1 :

Check for updates

Parametric study of a thin piezoelectric cantilever for energy harvesting applications

T. Hoang[a,b], G. Poulin-Vittrant[b], G. Ferin[a], F. Levassort[b], C. Bantignies[a], A. Nguyen-Dinh[a] and M. Bavencoffe[b]

[a]Advanced Research Department, Vermon S.A., Tours, France; [b]GREMAN UMR7347, Université de Tours, INSA-CVL, CNRS, Blois, France

ABSTRACT

Nowadays, bimorph piezoelectric cantilevers are commonly used in ambient vibrational piezoelectric energy harvesting. They are constituted of two thin layers of piezoelectric material separated by an inner shim material. To help the design process of these energy harvesting devices, analytical and numerical models have been developed. This work presents a parametric study to determine the effective coefficients of a thinned piezoelectric layer. To this aim, a one-dimensional analytical model and a three-dimensional finite element (FE) model are investigated: a thinned layer of PZT material in free mechanical boundary conditions is considered. The one-dimensional analytical admittance model allows the determination of the elastic, dielectric and piezoelectric coefficients (s_{11}^E, ε_{33}^T, d_{31}) of the piezoelectric layer. Then, in order to determine the influence of all coefficients of the compliance, dielectric and piezoelectric tensors, a FE model is investigated.

ARTICLE HISTORY
Received 11 April 2017
Accepted 26 October 2017

KEYWORDS
Energy harvesting; parametric study; piezoelectricity; finite element model; electrical impedance; functional characterisation

Introduction

Ambient vibration energy harvesting by piezoelectric materials has been an area of extensive research over the last decade [1,2]. This technology enables to convert mechanical energy available in the environment into useful electrical energy. This is a promising solution for reducing the battery dependency in autonomous wireless sensors networks, structural health monitoring applications [3], or implantable medical devices [4].

Many demonstrations in literature have been presented using piezoelectric thin or thick films deposited on silicon or glass substrates by MEMS process [5]. Unfortunately, such MEMS devices operate at high frequencies (>200 Hz) while most ambient vibrations exhibit lower frequencies (1–200 Hz) [6]. To overcome this limitation, a mechanical thinning process of bulk PZT material is a promising alternative solution. This technology proposes an efficient and miniaturised piezoelectric energy harvesting operating at low frequency (<100 Hz) [3]. As a matter of fact, the most common structure used in vibration energy harvesting is a clamped/free piezoelectric bimorph cantilever beam, which is constituted of two piezoelectric layers separated by an inner shim material (cf. Figure 1(a)). First, two plates made of hard PZT ceramic are bonded on the two opposite faces of a thin brass layer using epoxy adhesive. Second, each face of the bimorph is grinded to the desired thickness. Then, the square bimorph is metallised: electrode materials made of chromium and gold are deposited on each face of the device. Finally, the bimorph is cut into several rectangular bimorphs with the desired dimensions. To understand and predict the behaviour of such cantilever-based mechanical energy harvester, analytical and numerical models are developed [7,8]. However, it is commonly known that material properties of piezoelectric thin films differ from bulk ones [9,10]. This can be a significant source of error for the device simulation, using analytical models or finite element (FE) models. The accurate evaluation of the material parameters is a key issue which led to the development of various methods [11–13]. The present work is an original method for determination of the effective parameters, in order to get an accurate three-dimensional (3D) FE model of piezoelectric bimorph cantilevers.

First, a one-dimensional (1D) analytical model is used to identify the effective parameters of the PZT layer. Second, the full three tensors of material are evaluated using the 3D FE modelling. Third, a thinned PZT layer at free/free boundary conditions is characterised to get an accurate set of parameters for the 3D FE modelling. Finally, experimental results are compared to numerical results.

Identification of the effective parameters of electrical admittance using 1D analytical model

A 1D analytical model was developed by Brissaud [14] based on the IEEE resonance method [14,15].

CONTACT T. Hoang thien.hoang@etu.univ-tours.fr Advanced Research Department, Vermon S.A., 180 Rue de Général Renault, 37200 Tours, France
© 2017 Institute of Materials, Minerals and Mining. Published by Taylor & Francis on behalf of the Institute.

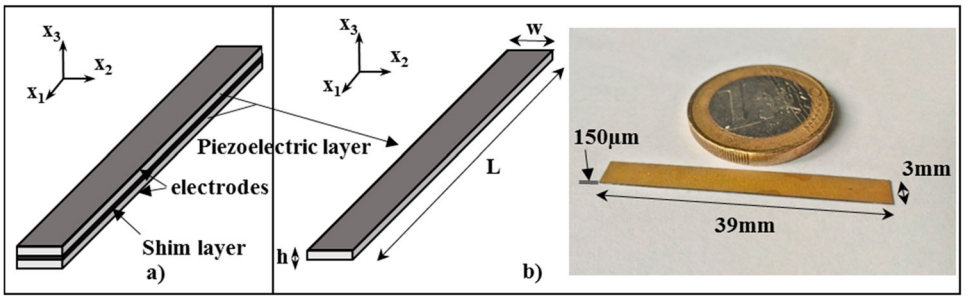


Figure 1. Scheme of the bimorph (a), scheme and photograph of the PZT sample (b).

This model is used in the present work in order to calculate the admittance of a thin layer of PZT material vibrating in the length extensional mode. The test sample must satisfy the assumption that the length (L) is much longer than the width (w) and the thickness (h) ($L >> w$, h) (cf. Figure 1(b)). Moreover, the test sample is considered at free/free boundary conditions and poled in the thickness direction.

The device is electrically stimulated by an AC voltage source. As the top and bottom surfaces of the sample are covered by electrodes, the electric field E_3 is considered constant along the thickness and the following components of the electric displacement and the electric field are, in a first approximation, null: $D_1 = D_2 = 0$, $E_1 = E_2 = 0$. Then, the plane wave propagating along x_1 axis is confined between two equipotential surfaces and the propagation is occurring at constant field.

Assuming that $L >> w$, h, the propagating plane wave generates a stress $T_1 \neq 0$ along x_1 axis and the two other stresses T_2 and T_3 (along x_2 axis and x_3 axis, respectively) are very weak compared to T_1. Then, in a first approximation, T_2 and T_3 can be neglected in comparison to T_1. As a plane wave does not generate shear components, the components T_4, T_5, T_6 and S_4, S_5, S_6 are assumed to be zero.

So the reduced constitutive equations are

$$\begin{cases} S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ S_2 = s_{12}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ S_3 = s_{13}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ D_3 = d_{31} T_1 + \varepsilon_{33}^T E_3 \end{cases} \quad (1)$$

The electrical admittance (Y) in the considered length extensional mode is [14]

$$Y = jC_0\omega \left[1 + \frac{k_{31}^2}{1 - k_{31}^2} \frac{\tan\frac{\alpha_1 L}{2}}{\frac{\alpha_1 L}{2}} \right] \quad (2)$$

The impedance Z is the inverse of the admittance Y

$$Z = \frac{1}{Y} \quad (3)$$

In Equation (2), α_1 is the wave number and C_0 is the blocking capacitance defined by [14]

$$C_0 = \varepsilon_{33}^T (1 - k_{31}^2) \frac{wL}{h} \quad (4)$$

where k_{31} is the electromechanical coupling coefficient in the length extensional mode

$$k_{31} = \sqrt{\frac{\frac{-\pi f_a}{2f_r}\cot\left(\frac{\pi f_a}{2f_r}\right)}{1 - \frac{\pi f_a}{2f_r}\cot\left(\frac{\pi f_a}{2f_r}\right)}} \quad (5)$$

In which f_r is the resonance frequency at which the value of the impedance is minimum (Z_r), and f_a is the anti-resonance frequency at which the electrical impedance is maximum (Z_a).

This model allows the identification of the effective values of s_{11}^E, d_{31} and ε_{33}^T coefficients, as summarised in Figure 2.

By measuring the resonance frequency f_r and the anti-resonance frequency f_a of the length extensional mode, the compliance coefficient is determined with the following formula:

$$s_{11}^E = \frac{1}{4\rho(Lf_r)^2} \quad (6)$$

Then the piezoelectric coefficient is determined as

$$d_{31}^2 = k_{31}^2 s_{11}^E \varepsilon_{33}^T \quad (7)$$

where the electromechanical coupling k_{31} is determined using Equation (5) and the permittivity ε_{33}^T is estimated using (4) and C_0 measurement at $2f_r$ (at this frequency, the tangent part in Y is null). It should be noted that the same value of ε_{33}^T was obtained by measuring the sample's static capacitance at low frequency (1 kHz) [15].

Thanks to the 1D analytical model, some effective coefficients of the piezoelectric material can be evaluated. But the other effective components of the elastic compliance, piezoelectric coefficient and dielectric permittivity tensors have not yet been identified. Therefore, a 3D FE model is developed to evaluate the effect of all the other components on the impedance

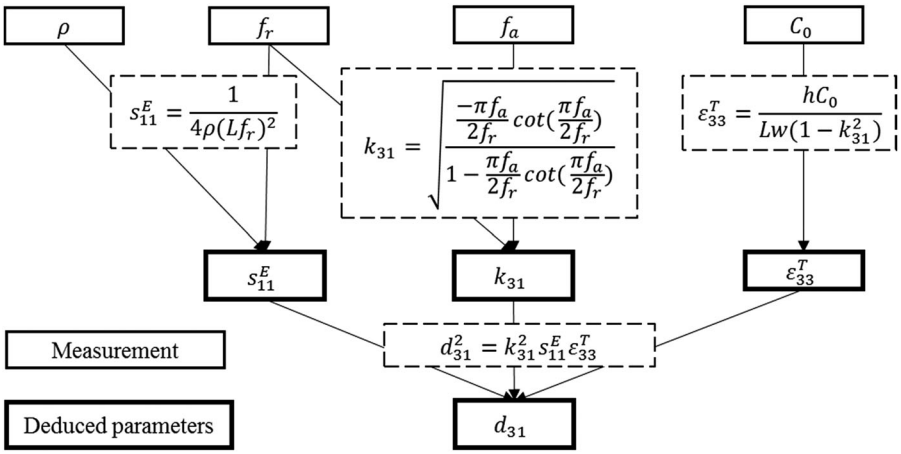


Figure 2. Scheme of coefficient determination method.

in the length extensional mode. This model is implemented thanks to COMSOL Multiphysics® software with structural mechanics and AC/DC modules.

Parametric study of the electrical admittance by 3D FE modelling

For the 3D FE modelling, the tensors of compliance, piezoelectric and permittivity constants of the considered material have to be completed (cf. Figure 3).

A parametric study is carried out on the three tensors components, except the components identified thanks to the 1D model, in order to evaluate their influence on the electrical impedance in length extensional mode. To this aim, a 3 mm × 39 mm × 150 µm thinned PZT layer is modelled in 3D with a hexahedral mesh made of 500 elements with dimension 0.6 × 0.78 × 0.075 mm^3. Free/free mechanical boundary conditions are imposed on the thin film extremities (faces parallel to (x_2, x_3) plane), which are connected to an alternative voltage source. Then, frequency domain studies are carried out. For these studies, apart from the already evaluated coefficients, all the other coefficients vary within [20–200%] of the manufacturer's values.

The correlation coefficient between the impedance curves obtained with the 1D analytical model and the 3D FE model is assessed in the following section. To this end, we introduce a normalised coefficient defined as the ratio (η) of the evaluated coefficient value to the initial manufacturer's value, thus η is varying between 0.2 and 2. Meanwhile all other parameters are set to datasheet values.

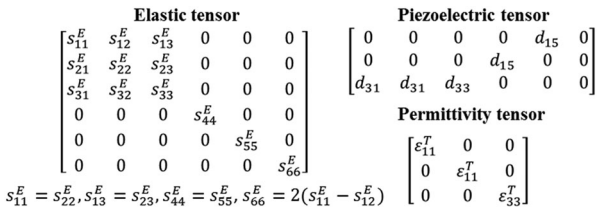


Figure 3. Material coefficient tensors.

Elastic tensor

Figure 4 shows the correlation coefficient (R) as a function of the normalised value of each coefficient of the compliance matrix. This correlation coefficient decreases when s_{12}^E coefficient increases. Concerning the s_{13}^E, s_{33}^E, s_{44}^E and s_{66}^E coefficients, R remains constant at 96.3%.

Therefore, only the s_{12}^E coefficient seems to have an influence on the impedance response of the piezoelectric sample.

Figure 5 presents the impedance modulus curves for different normalised values of the s_{12}^E coefficient.

Even if the s_{12}^E coefficient seems to have an influence on the impedance response of the piezoelectric sample, this influence is very weak as reported in Table 1.

Piezoelectric tensor

As showed on Figure 6, the d_{33} and d_{15} coefficients have no effect on the impedance in the length extensional mode as R remains constant at 96.3%.

Permittivity tensor

The ε_{11}^T coefficient has also no effect on the impedance in the length extensional mode as R remains constant at 96.3% (cf. Figure 7).

In summary, the FE model has shown that only the parameters surrounded in Figure 8 have a strong influence on the electrical impedance behaviour in the length extensional mode and should be carefully determined. All other coefficients have a weak or negligible effect. As a consequence, the manufacturer's values can be used for the other constants, provided that the geometrical assumptions of the 1D model are respected.

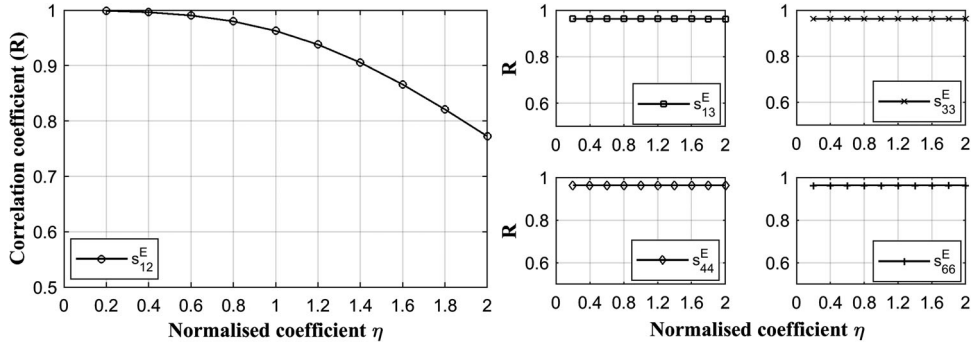


Figure 4. Correlation coefficient R as a function of normalised coefficients η for the five independent elastic parameters.

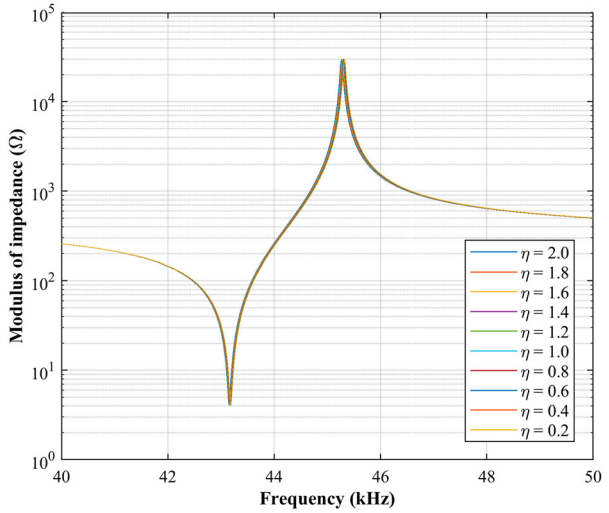


Figure 5. Impedance modulus as a function of frequency with an evolution of normalised s_{12}^E coefficients (from 20 to 200%).

Table 1. Maximum variation of f_r, f_a, Z_r and Z_a for a variation of η between 0.2 and 2 for s_{12}^E parameters.

Parameter	f_r	f_a	Z_r	Z_a
Maximum variation (%)	0.06	0.11	1.72	1.93

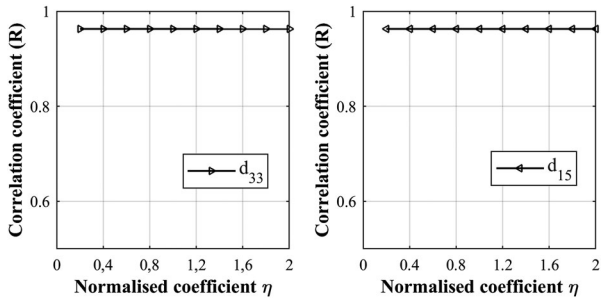


Figure 6. Correlation coefficient R as a function of normalised coefficients η for the two independent piezoelectric parameters.

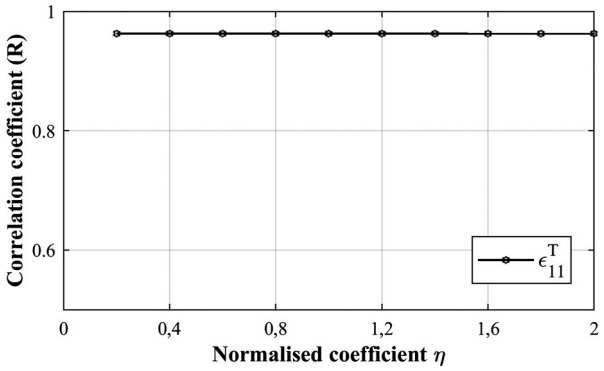


Figure 7. Correlation coefficient R as a function of normalised coefficient η for ε_{11}^T parameter.

Comparison between experimental and numerical results

In this study, a thinned PZT layer whose dimensions respect the theoretical assumptions (3 mm × 39 mm × 150 µm) is studied experimentally. The electrical impedance of the sample is measured using a HIOKI© impedance analyser. The test bench is controlled with Matlab® instrumentation control toolbox. The experimental set-up is presented in Figure 9.

The electrical impedance measurements are compared in Figure 10 to the 1D and 3D models in the length extensional mode. An adjustment process described in [16] is used to adjust theoretical curves with the experimental one. For this adjustment process, in order to reduce the gap between the modelling results and the experiment, elastic losses and dielectric losses are introduced using complex coefficients [13]

$$s_{11}^E = s_{11r}^E(1 - j\theta s_{11}^E) \tag{8}$$

$$\varepsilon_{33}^T = \varepsilon_{33r}^T(1 - j\theta\varepsilon_{33}^T) \tag{9}$$

where θs_{11}^E and $\theta\varepsilon_{33}^T$ are the mechanical and dielectric losses factor, respectively. Their values were measured by the manufacturer, following IEEE standard [15], and are indicated in the material's datasheet (cf. Table 2).

After the optimisation process on s_{11}^E, ε_{33}^T, d_{31}, θs_{11}^E and $\theta\varepsilon_{33}^T$ parameters, a very good agreement is

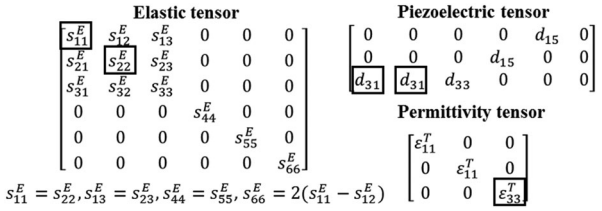


Figure 8. Parameters of interest for the calculation of electrical impedance in the length extensional mode.

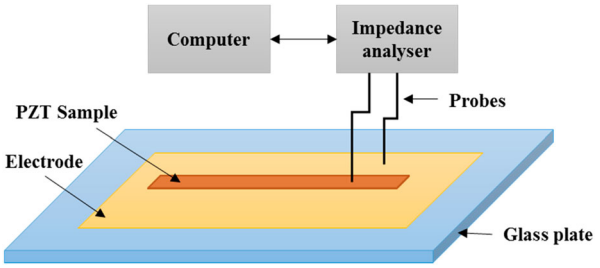


Figure 9. Scheme of the experimental set-up.

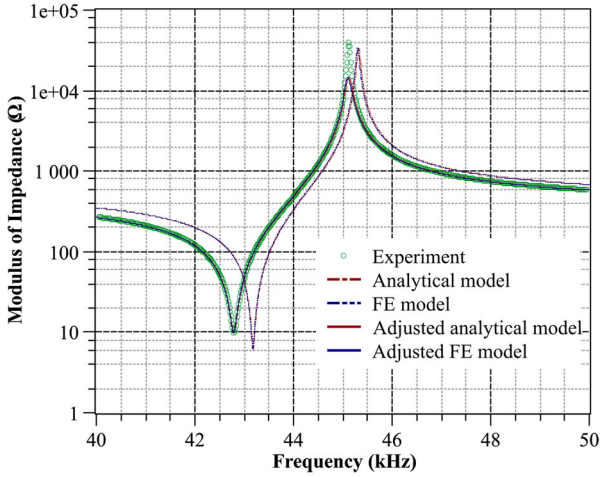


Figure 10. Experiment and models comparison before and after adjustments on electrical impedance.

Table 2. Comparison between manufacturer's datasheet and adjusted values.

Parameters	Manufacturer's values	Adjusted values	Variation (%)
s_{11}^E [m² N⁻¹]	1.12e−11	1.14e−11	1.8
$\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0$	1054	1264	19.9
d_{31} [pC N⁻¹]	−109	−126	15.6
$\theta\varepsilon_{33}^T$	0.002	0.005	150.0
θs_{11}^E	0.0011	0.0023	109.1

observed between the different curves (cf. Figure 10). The correlation coefficients between the models and the experimental curves are close to 93%. Table 2 shows the comparison between the manufacturer's values and the adjusted values of s_{11}^E, ε_{33}^T, d_{31}, θs_{11}^E and $\theta\varepsilon_{33}^T$ parameters.

In conclusion, f_r and f_a frequencies and Z_r amplitude obtained by theoretical models present a better matching with the experimental values (up to 97%). However there is still a mismatch with Z_a amplitude. The effect of this mismatch is currently studied in ongoing work dedicated to the bimorph theoretical and experimental study when it is vibrating and generating electrical energy.

Conclusion and future works

By using both 1D analytical model and 3D FE model, the important components of material properties tensors are determined, i.e. the mechanical coefficient s_{11}^E, the dielectric permittivity ε_{33}^T, and the piezoelectric coefficient d_{31}. Except these parameters, the other components of compliance, electromechanical coupling and permittivity tensors have a weak influence on the electrical impedance, when assumptions on 1D geometrical dimensions are respected. Thanks to this simple but efficient method, requiring only the measurement of the electrical impedance in the length extensional mode, the set of effective parameters of the considered PZT material is accurately characterised, taking into account mechanical and dielectric losses.

The effective coefficients obtained by the present method will be assessed in a 3D FE model of a piezoelectric bimorph cantilever for the purpose of designing energy harvesting devices, in response to specific applications.

Disclosure statement

No potential conflict of interest was reported by the authors.

Funding

This work was supported by the French National Research Agency [ANR LabCOM 'TMEMS' N° ANR-14-LAB5-0004-01] and the National Association for Research and Technology (ANRT).

References

[1] Sodano HA, Inman DJ, Park G. A review of power harvesting from vibration using piezoelectric materials. Shock Vib Dig. 2004;36(3):197–205. doi:10.1177/0583102404043275

[2] Kang MG, Jung WS, Kang CY, et al. Recent progress on PZT based piezoelectric energy harvesting technologies. Actuators. 2016;5(1):5. doi:10.3390/act5010005

[3] Ferin G, Hoang T, Bantignies C, et al. Powering autonomous wireless sensors with miniaturized piezoelectric based energy harvesting devices for NDT applications. Proceedings of the 2015 IEEE International Ultrasonics Symposium, IUS 2015; 2015 Oct 21–24; Taipei: IEEE; 2015. p. 1–4.

[4] Deterre M, Lefeuvre E, Dufour-Gergam E. An active piezoelectric energy extraction method for pressure energy harvesting. Smart Mater Struct. 2012;21(8):085004. doi:10.1088/0964-1726/21/8/085004

[5] Shen D, Park JH, Ajitsaria J, et al. The design, fabrication and evaluation of a MEMS PZT cantilever with an integrated Si proof mass for vibration energy harvesting. J Micromech Microeng. 2008;18(5):055017. doi:10.1088/0960-1317/18/5/055017

[6] Cook-Chennault KA, Thambi N, Sastry AM. Powering MEMS portable devices – a review of non-regenerative and regenerative power supply systems with special emphasis on piezoelectric energy harvesting systems. Smart Mater Struct. 2008;17(4):043001. doi:10.1088/0964-1726/17/4/043001

[7] Erturk A, Inman DJ. An experimentally validated bimorph cantilever model for piezoelectric energy harvesting from base excitations. Smart Mater Struct. 2009;18(2):025009. doi:10.1088/0964-1726/18/2/025009

[8] Kuang Y, Zhu M. Design study of a mechanically plucked piezoelectric energy harvester using validated finite element modelling. Sensors Actuators A Phys. 2017;263:510–520. doi:10.1016/j.sna.2017.07.009

[9] Feuillard G, Bavencoffe M, Fortineau J, et al. Measurement of the effective piezoelectric coefficient on PZT film integrated structures using laser interferometry. Proceeding of the Electroceramics End-Users VII, Piezo 2013;2013 Mar 17–20;Les Arcs, France.

[10] Bavencoffe M, Tembhurnikar N, Negulescu B, et al. Modeling of the mechanical response of piezoelectric structures from millimeter to micrometer. Proceedings of the Electroceramics for End-Users IX, Piezo 2017; 2017 Feb 19–22; Cercedilla (Madrid), Spain.

[11] Rouffaud R, Hladky-Hennion AC, Levassort F. A combined genetic algorithm and finite element method for the determination of a practical elasto-electric set for 1-3 piezocomposite phases. Ultrasonics. 2017;77:214–223. doi:10.1016/j.ultras.2017.02.015

[12] Pérez N, Carbonari RC, Andrade MAB, et al. A FEM-based method to determine the complex material properties of piezoelectric disks. Ultrasonics. 2014;54(6):1631–1641. doi:10.1016/j.ultras.2014.03.006

[13] González AM, García Á, Benavente-Peces C, et al. Revisiting the characterization of the losses in piezoelectric materials from impedance spectroscopy at resonance. Materials. 2016;9(2):72. doi:10.3390/ma9020072

[14] Brissaud M. Matériaux piézoélectriques: caractérisation, modélisation et vibration [Piezoelectric materials: characterization, modeling and vibration]. Lausanne: Presses polytechniques et universitaires romandes; 2007; French.

[15] 176-1987 IEEE standard on piezoelectricity. IEEE 1988. doi:10.1109/IEEESTD.1988.79638

[16] Hoang T, Ferin G, Rosinski B, et al. Characterization of a thin piezoelectric material before integration into a cantilever-based mechanical energy harvester. Proceedings of the IEEE International Ultrasonics Symposium, IUS 2016;2016 Sep 18–21;Tours: IEEE; 2016. p. 31–34. doi:10.1109/ULTSYM.2016.7728652

Annexe 2 : Modeling Of The Clamping Fixture Of A Piezoelectric Cantilever-type Energy Harvesting Device

T. Hoang[1,2], G. Poulin-Vittrant[2], G. Ferin[1], F. Levassort[2], C. Bantignies[1], A. Nguyen-Dinh[1], M. Bavencoffe[2]

1. Advanced Research dept., VERMON S.A., Tours, France
2. GREMAN UMR7347, Université François-Rabelais de Tours, INSA Centre Val de Loire, CNRS, Blois, France

Introduction

Over the last decade, ambient vibration energy harvesting by piezoelectric materials has been an area of extensive research [1,2]. This technology enables to convert wasted mechanical energy available in our environment into useful electrical energy for autonomous wireless sensors supply[3], in structural health monitoring applications, or implantable medical devices[4].

The most common structure used in vibration energy harvesting is a clamped/free piezoelectric bimorph cantilever beam, which is constituted of two thinned-bulk piezoelectric layers separated with an inner shim material. Firstly, two plates made of hard PZT ceramic are bonded on the two opposite faces of a thin brass layer using epoxy adhesive. Secondly, each face of the bimorph is grinded to the desired thickness. Then, the square bimorph is metallized: electrode materials made of chromium and gold are deposited on each face of the device. Finally, the bimorph is cut into several rectangular bimorphs with desired dimensions. To understand and predict the behaviour of such a cantilever-based mechanical energy harvester, analytical and numerical models are developed[5,6].

In our work, the pursued goal is to build an effective three-dimensional (3D) finite element model (FEM) for the design of a cantilever-based mechanical energy harvester in vibration. To this end, a thinned layer of PZT material is first considered and a particular attention is paid on the clamping fixture modeling issue.

Experimental setup

Before its integration into a piezoelectric bimorph cantilever (Figure 1), the characterization of the 4mm x 39mm x 150.5µm thinned PZT layer has been carried out[7].

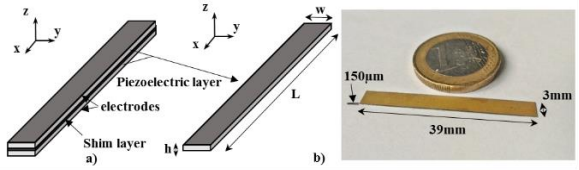


Figure 1. a) Scheme of the bimorph and PZT layer inside the bimorph, b) scheme and photograph of the PZT sample.

The functional characterization of this PZT layer is made using a dedicated vibration test bench composed by a function generator Tektronix AFG3101, an oscilloscope Tektronix TDS3034B, a laser Keyence LK-5000, an accelerometer PCB PIEZOTRONICS 393B and a loudspeaker Dayton audio RSS315HF-4 (Figure 2).

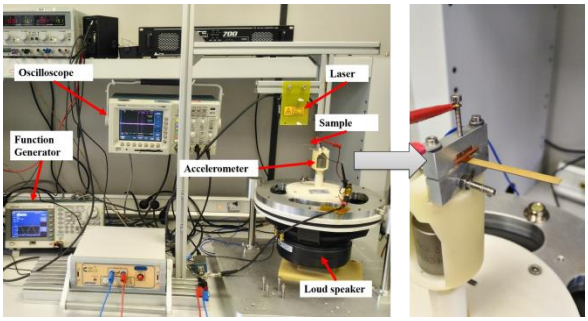


Figure 2. The vibration energy harvesting test bench.

As shown in Figure 3, the clamped cantilever beam is mechanically excited by applying a displacement at its fixed end, generated by the loudspeaker. The vibration amplitude and spectrum are controlled by a function generator. The accelerometer is used to monitor the generated vibration. The displacement at the free end of the cantilever beam is measured by the laser sensor. The signals from the accelerometer and the laser sensor are acquired with the

oscilloscope. The whole acquisition chain is controlled by the computer that enables to automatically scan over a wide range of vibration frequencies and amplitudes thanks to a virtual instrumentation developed in MATLAB.

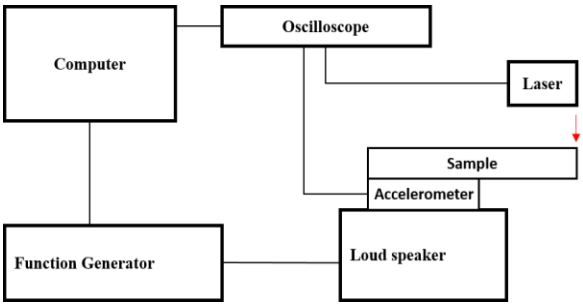


Figure 3. The vibration energy harvesting test bench – interconnection diagram.

Finally, Figure 4 is obtained and presents the amplitude of the displacement at the free end of our device as a function of the frequency. A maximum of amplitude is detected at 65.4Hz.

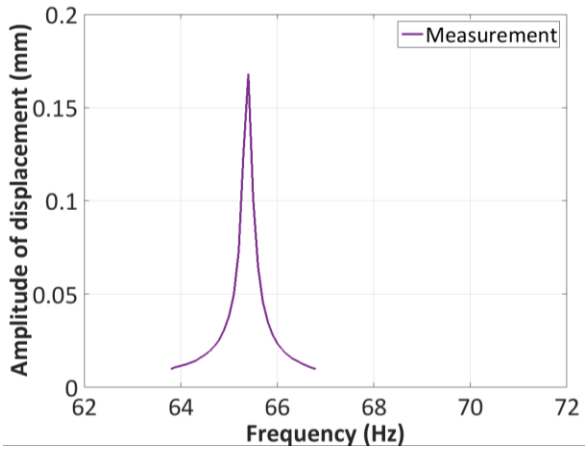


Figure 4. Amplitude of the displacement at the free end of the device as a function of the frequency.

Comparison between experimental and numerical results

Thanks to COMSOL Multiphysics® FEA software, the 4mm x 39mm x 150.5µm thinned PZT layer is modelled in 3D with a hexahedral mesh made of 500 elements with dimensions 0.8 x 0.78 x 0.075mm^3 using the *Piezoelectric Devices* interface of the *Structural Mechanics Module.*
Ideal clamped-free boundary conditions are applied over a length of 3 mm at one end of the device and a frequency domain study is performed. Then the displacement at the free end of the device can be calculated at a given frequency (Figure 5).

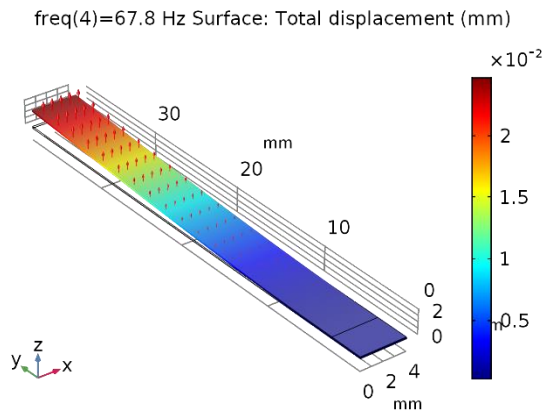


Figure 5. Simulated displacement of the device at 67.8Hz.

Figure 6 presents the comparison between simulation and measurement results on the amplitude of the displacement at the free end of the device. Even if there is a good accordance of the two curves, a gap of 3.67% is observed in frequency, and a difference of 12.98% in displacement amplitude.

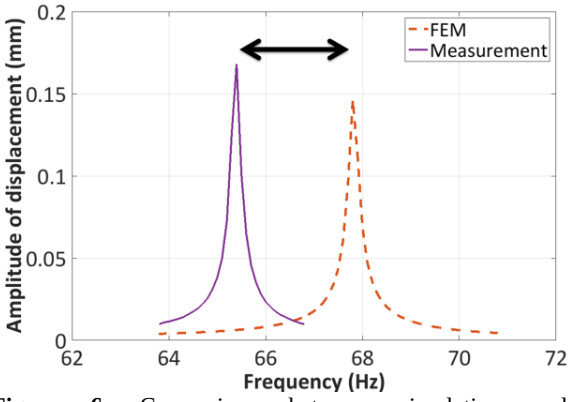


Figure 6. Comparison between simulation and measurement results.

Discussion on the clamping fixture issue

As a discrepancy between simulation and measurement results is observed, different ways of modeling the clamping fixture of the beam are considered.
In modal analysis, the study deals with configurations of increasing complexity, from the ideal clamped-free boundary condition up to the 3D FEM model of the fixture system imported from the CAD CAM integrated software TOPSOLID by using the *CAD import Module*.
Table 1 summarizes the different investigated cases illustrated in Figure 7.

As shown in Table 1, the 5th model presents a discrepancy of less than 0.01% with the measurement

results. In this case, the clamping fixture is modelled by a spring in domain with adapted stiffness[8].

Table 1: Comparison between simulation and measurement results for different clamping fixtures of the beam.

Model of clamping fixture	Frequency of the 1st mode of vibration (Hz)	Δ(%)
1. Fixed constraint in domain	68.07	4.08
2. Fixed constraint on two surfaces	68.06	4.07
3. Fixed constraint on bottom surface	67.90	3.81
4. Fixed constraint on bottom surface + top surface load $2.10^7 N/m^2$	67.92	3.85
5. Spring $k=7.3.10^6 N/m$ in domain	65.40	0.003
6. 3D FEM model of the real fixing system	67.96	3.92

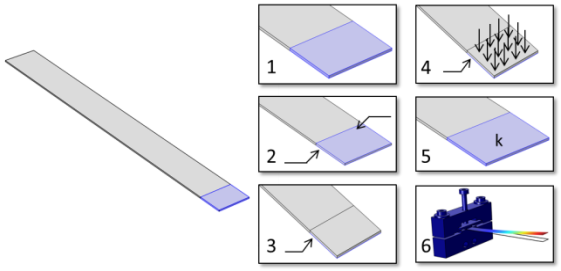


Figure 7. The different investigated clamping fixtures of the beam.

Conclusions

The vibrational response of a thinned layer of PZT has been simulated thanks to COMSOL Multiphysics® FEA software using the *Piezoelectric Devices* interface of the *Structural Mechanics Module* and compared to experimental data.

In order to reduce the discrepancy between simulation and measurement results, different ways of modeling the clamping fixture of the beam have been considered, from the ideal clamped-free boundary condition up to the 3D FEM model of the fixture system imported from the CAD CAM integrated software TOPSOLID by using the *CAD import Module*.

For each investigated fixture model, the comparison of its results and the experiment for predicting the first resonance mode of the piezoelectric samples shows a difference inferior to 5%. However, in the case of a clamping fixture modelled by a spring in domain with adapted stiffness, the gap between numerical and experimental results is reduced to less than 0.01%.

We then recommend the use of this functional design tool to improve the modeling of the piezoelectric cantilever-type energy harvesting device.

References

1. Roundy, S., Wright, P. K. & Rabaey, J. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Comput. Commun.* **26,** 1131–1144 (2003).
2. Yan, Z. & He, Q. A Review of Piezoelectric Vibration Generator for Energy Harvesting. *Appl. Mech. Mater.* **44–47,** 2945–2949 (2010).
3. Ferin, G. *et al.* Powering autonomous wireless sensors with miniaturized piezoelectric based energy harvesting devices for NDT applications. in *2015 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)* 1–4 (IEEE, 2015). doi:10.1109/ULTSYM.2015.0534
4. Lewandowski, B. E., Kilgore, K. L. & Gustafson, K. J. in *Energy Harvesting Technologies* 389–404 (Springer US, 2009). doi:10.1007/978-0-387-76464-1_15
5. Erturk, A. & Inman, D. J. An experimentally validated bimorph cantilever model for piezoelectric energy harvesting from base excitations. *Smart Mater. Struct* **18,** 25009–18 (2009).
6. Benasciutti, D., Moro, L., Zelenika, S. & Brusa, E. Vibration energy scavenging via piezoelectric bimorphs of optimized shapes. *Microsyst. Technol.* **16,** 657–668 (2010).
7. Hoang, T. *et al.* Characterization of a thin piezoelectric material before integration into a cantilever-based mechanical energy harvester. in *2016 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)* 1–4 (IEEE, 2016). doi:10.1109/ULTSYM.2016.7728652
8. Chevallier, G., Ghorbel, S. & Benjeddou, A. A benchmark for free vibration and effective coupling of thick piezoelectric smart structures. *Smart Mater. Struct.* **17,** 65007 (2008).

Acknowledgements

This work was supported by the French National Research and Technology Association (ANRT) and the National Research Agency (ANR LabCOM "TMEMS" N°ANR-14-LAB5-0004-01).

Thien HOANG

Dispositif de récupération d'énergie piézoélectrique : modélisation, fabrication et caractérisation

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet Lab-TMEMS, une collaboration entre le laboratoire GREMAN et l'entreprise VERMON. Le but de ce projet est de réaliser des générateurs piézoélectriques miniaturisés convertissant l'énergie de vibrations basses fréquences, pour alimenter des composants électroniques utilisés notamment dans des applications biomédicales. L'objectif de cette thèse est donc de proposer une stratégie de conception et d'optimisation de tels dispositifs. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons développé une démarche originale de modélisation par la méthode des éléments finis en tridimensionnel, pour modéliser l'ensemble de la structure du générateur. Après avoir été validé expérimentalement, notre outil de conception est utilisé pour optimiser le générateur piézoélectrique selon un cahier des charges spécifique. Cet outil de conception s'appuie sur des études paramétriques géométriques, en considérant un régime de fonctionnement linéaire. Grâce à cette méthode, nous avons conçu, fabriqué et caractérisé un générateur piézoélectrique optimisé et l'avons ensuite intégré dans un capteur communicant utilisé pour la maintenance préventive d'une machine tournante industrielle. Nous avons ainsi démontré que la puissance fournie par le générateur puis convertie par un circuit électronique dédié est suffisante pour alimenter le capteur et le rendre ainsi autonome.

Mots clés : récupération d'énergie, piézoélectricité, modélisation, fabrication, caractérisation, méthode des éléments finis

Résumé en anglais

This thesis is part of the Lab-TMEMS project, a collaboration between the GREMAN laboratory and the VERMON Company. The goal of this project is to realize miniaturized piezoelectric devices harvesting energy from low frequency vibrations in order to supply devices used in biomedical applications, for example. Thus, the objective of this thesis is to propose a strategy for the design and optimization of such devices. In order to achieve this objective, we have developed an original approach of modeling by finite element method in three-dimensional space in order to model the whole structure of the harvester. After being validated experimentally, our design tool is used to optimize the piezoelectric harvester according to given specifications. This design tool for linear piezoelectric harvesters design was developed based on geometrical parametric studies in linear domain. By using this tool, we have designed, fabricated and characterized the optimized piezoelectric harvester. Then we integrated it into an autonomous wireless sensor used for the preventive maintenance of an industrial rotating machine. The power recovered from the harvester, coupled with its power management circuit, is sufficient to power the sensor, making it autonomous.

Keywords: energy harvesting, piezoelectricity, modeling, manufacturing, characterization, finite element method