



HAL
open science

Conception et réalisation d'un banc pour l'étude de fiabilité des micros dispositifs piézoélectriques de récupération d'énergie dédiés aux implants cardiaques

Seifeddine Maaroufi

► **To cite this version:**

Seifeddine Maaroufi. Conception et réalisation d'un banc pour l'étude de fiabilité des micros dispositifs piézoélectriques de récupération d'énergie dédiés aux implants cardiaques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paris Saclay (COmUE), 2017. Français. NNT : 2017SACLS187 . tel-01563105

HAL Id: tel-01563105

<https://theses.hal.science/tel-01563105>

Submitted on 17 Jul 2017

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

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

NNT : 2017SACLS187

THESE DE DOCTORAT
DE
L'UNIVERSITE PARIS-SACLAY
PREPAREE A
L'UNIVERSITE PARIS-SUD
AU SEIN DU
CENTRE DE NANOSCIENCES ET DE NANOTECHNOLOGIES

ECOLE DOCTORALE N° 575 EOB
ELECTRICAL, OPTICAL, BIO-PHYSICS AND ENGINEERING

SPECIALITE DE DOCTORAT
ELECTRONIQUE, OPTOELECTRONIQUE, NANO ET MICROTECHNOLOGIES

Par

M. SEIFEDDINE MAAROUFI

CONCEPTION ET REALISATION D'UN BANC POUR L'ETUDE DE FIABILITE DES MICROS
DISPOSITIFS PIEZOELECTRIQUES DE RECUPERATION D'ENERGIE DEDIES AUX
IMPLANTS CARDIAQUES

Thèse présentée et soutenue à Orsay, le 30 juin 2017

Composition du Jury :

M. Lionel Petit	Professeur, INSA de Lyon	Président, Rapporteur
M. Dimitri Galayko	Maitre de conférences HDR, Université Paris 6	Rapporteur
M. Laurent Daniel	Professeur, CentraleSupélec	Examineur
M. Fabien Parrain	Maitre de conférences HDR, Université Paris-Sud	Directeur de thèse
M. Philippe Gaucher	Professeur, CentraleSupélec	Invité
M. Bertrand Boutaud	Manager service "Recherche Avancée" LivaNova	Invité
M. Elie Lefeuvre	Professeur, Université Paris-Sud	Invité

Remerciement

C'est avec une grande émotion et beaucoup de sincérité que tiens à remercier toutes les personnes qui ont soutenu de près ou de loin mon travail.

Tout d'abord, je remercie tous les membres du jury de me faire l'honneur d'évaluer mon travail. Je remercie Messieurs Lionel Petit et Dimitri Galayko d'avoir acceptés d'être rapporteurs de ma thèse et pour leurs commentaires qui ont permis d'améliorer mon rapport. Egalement Messieurs Philippe Gauchet et Laurent Daniel en leur qualité d'examineur.

Je tiens tout particulièrement à remercier mon directeur de thèse Monsieur Fabien Parrain pour son intérêt et son soutien, sa grande disponibilité, sa bonne humeur et ses nombreux conseils tout au long de la thèse, mais surtout durant la rédaction du manuscrit. Cet homme à qui je témoigne ma grande gratitude était toujours présent surtout pendant les moments les plus dures. A cet homme avec qui j'ai tissé des liens personnels et que je considère comme un ami, je tiens à lui dire un grand Merci du fond du cœur, ce travail n'aurait pas été possible sans toi.

Je remercie chaleureusement Messieurs Renzo Dal Molin et Bertrand Boutaud, mes supérieurs hiérarchiques à la société LivaNova, pour m'avoir donné la chance et les moyens de réaliser cette thèse. A mes collègues de LivaNova, Alaa, Willy, Karima et Hamza, je dis également merci, j'ai gardé de bons souvenirs de nos discussions animées au cours des pauses café et je leur souhaite une grande réussite professionnelle.

La réalisation de ce travail s'appuie également sur un environnement qui est essentiel. A ce titre, je voudrais remercier le C2N d'Orsay et son personnel, plus particulièrement Mme Isabelle Dalac et Mme Carole Bonnot nos administratrices, ainsi que mes collègues de l'équipe SAREM: Alexis, Abdel, Koro, Zouhir, à qui je dis également merci, je n'ai pas toujours été facile à gérer.

Un remerciement spécial est dédié à toute l'équipe de recherche MN(O)EMS avec qui j'ai passé ces dernières années. Une équipe dynamique, motivante et à l'écoute.

Mes plus profonds remerciements vont à mes parents. Tout au long de mon cursus, ils m'ont toujours soutenu, encouragé et aidé. Ils ont su me donner toutes les chances pour réussir. Qu'ils trouvent, dans la réalisation de ce travail, l'aboutissement de leurs efforts ainsi que l'expression de ma plus affectueuse gratitude.

Je remercie mes sœurs Afef et Rafia et toute ma famille pour leur soutien. Plus personnellement je remercie ma femme Imen pour sa patience, son écoute et

surtout son amour qui m'a été essentiel durant ces années. A ma fille Beya, je dis merci pour la joie de vivre que tu me procure. Je remercie tous mes plus proches amis et je leur souhaite plein de réussite.

Je remercie enfin toutes les personnes intéressées par mon travail, en espérant qu'elles puissent trouver dans mon rapport des explications utiles pour leurs propres travaux.

Table des matières

Introduction.....	1
1. Contexte de la thèse	5
2. Etat de l'art sur la récupération d'énergie	11
2.1 Systèmes de récupération d'énergie miniatures	12
2.1.1 Problématique liée aux dispositifs autonomes	14
2.1.2 Systèmes de récupération d'énergie lumineuse	15
2.1.3 Systèmes de récupération d'énergie RF.....	16
2.1.4 Systèmes de récupération d'énergie thermique.....	17
2.1.5 Système de récupération d'énergie mécanique.....	19
2.1.5.1 Les gisements vibratoires/ de chocs.....	20
2.1.5.2 Transduction électromagnétique.....	21
2.1.5.3 Transduction capacitive.....	23
2.1.5.4 Transduction piézoélectrique.....	25
2.2 Systèmes de récupération d'énergie : cas des stimulateurs cardiaques implantables	32
2.2.1 Le système circulatoire/ le rythme cardiaque et ses défaillances	32
2.2.2 Les systèmes de stimulation cardiaque et leur évolution.....	34
2.2.3 Sources d'énergie.....	36
2.2.3.1 Batteries conventionnelles.....	37
2.2.3.2 Biopiles.....	38
2.2.3.3 Systèmes d'alimentation sans contact.....	39
2.2.4 Systèmes de récupération d'énergie	40
2.2.4.1 Sources d'énergie envisageables.....	40
2.2.4.2 Système de récupération d'énergie électrostatique.....	42
2.2.4.3 Système de récupération d'énergie piézoélectrique.....	43
2.2.5 Système de récupération piézoélectrique trimorphe envisagé.....	43
3. Matériaux piézoélectriques et fiabilité	47
3.1 Historique et usage de la piézoélectricité.....	48
3.1.1 Historique de la piézoélectricité.....	48
3.1.2 Applications de la piézoélectricité	51
3.1.2.1 Dispositifs utilisant l'effet piézoélectrique inverse.....	52
3.1.2.2 Dispositifs utilisant l'effet piézoélectrique direct.....	53
3.1.2.3 Dispositifs utilisant les deux effets piézoélectriques conjointement	54
3.2 Physique de la piézoélectricité linéaire	56
3.2.1 Champ de polarisation électrique	57
3.2.2 Caractéristique ferroélectrique.....	59
3.2.3 Champ d'induction électrique	60
3.2.4 Equations de couplage : formes en "d" et "e".....	61
3.2.5 Passage de la forme en "d" à la forme en "e" et inversement	62
3.2.6 Comportement macroscopique du champ de déplacement électrique.....	63
3.2.7 Modes et coefficients de couplage électromécaniques.....	64
3.3 Matériaux piézoélectriques.....	65

3.3.1	Piézoélectricité dans le cas des matériaux cristallins.....	65
3.3.2	Les monocristaux.....	66
3.3.3	Céramiques.....	67
3.3.4	Polymères.....	69
3.3.5	Matériaux ferroélectret composites.....	70
3.4	Cas des céramiques PZT.....	72
3.4.1	Composition et élaboration à petite échelle.....	72
3.4.2	Céramique douce/dure.....	74
3.4.3	Polarisation des céramique PZT.....	75
3.5	Fiabilité des systèmes piézoélectriques et des céramiques PZT.....	77
3.5.1	Notion de fatigue et paramètre d'influence.....	79
3.5.2	Caractérisation de la fatigue.....	81
3.5.3	Fatigue des céramiques PZT.....	82
3.5.3.1	Approche électrique –Tension imposée.....	82
3.5.3.2	Approche mécanique – Déplacement imposé.....	83
3.5.3.2.1	Extraction coefficient piézoélectrique d_{31}	83
3.5.3.2.2	Extraction coefficient de couplage électromécanique k_{33}	84
4.	Stratégies de fatigue accélérée et de caractérisation.....	87
4.1	Morphologie des structures types étudiées.....	88
4.2	Stratégie de fatigue.....	89
4.2.1	Mode d'actionnement des structures en régime harmonique forcé.....	89
4.2.2	Le processus de fatigue accélérée envisagé est-il vraiment le reflet de la réalité ?...91	
4.2.3	Système de pincement des structures utilisé.....	92
4.3	Modes de défaillance identifiés.....	93
4.4	Indicateurs de la fatigue.....	93
4.5	Modélisation des indicateurs de la fatigue.....	96
4.5.1	Réduction de la loi de comportement des couches PZT.....	96
4.5.2	Rayon de courbure de la structure sous champ électrique imposé.....	102
4.5.3	Réponse électrique d'une couche piézoélectrique soumise à un champ de déformation uni-axial.....	104
4.5.4	Caractéristiques de base des bimorphes de type Vermon 60/12/60.....	105
4.5.5	Modélisation du système de pincement.....	108
4.5.6	Tension en régime harmonique forcé.....	115
4.5.7	Spectroscopie d'impédance.....	118
4.5.8	Force de blocage à déplacement imposé.....	128
4.5.9	Force de blocage à tension imposée.....	129
4.5.10	Conclusion à propos des indicateurs utilisés.....	130
5.	Instrumentation du banc de fatigue accélérée.....	133
5.1	Conception mécanique du banc de fatigue accélérée.....	134
5.1.1	Architecture générale du banc développé.....	134
5.1.2	Système d'actionnement.....	135
5.1.3	Platine de maintien des structures.....	137
5.1.4	Système de pincement des structures.....	138

5.1.5	Couronne de maintien des systèmes de pincement	140
5.2	Instrumentation du banc	143
5.2.1	Electronique de proximité associée à chaque structure sous test	144
5.2.2	Amplificateur de puissance utilisé pour l'actionnement quasi statique.....	147
5.2.3	Mesure de la tension en régime harmonique.....	148
5.3	Environnement logiciel développée.....	148
6.	Mesures expérimentales	153
6.1	Problématique liée à l'encastrement/prise de contact des structures....	154
6.1.1	Prise de contacts électriques des structures.....	154
6.1.2	Encastrement des structures.....	156
6.2	Essais préliminaires sur des bimorphes PiezoSystems	160
6.3	Premières mise en évidence de la fatigue.....	163
6.3.1	Mesures statiques jusqu'à rupture.....	164
6.3.2	Essai de fatigue accéléré sur 8 bimorphes type 1.....	165
6.3.2.1	Mesures avant vieillissement :	166
6.3.2.2	Résultats après 360 millions de cycles :	169
7.	Conclusions & Perspectives	175
	Bibliographie.....	178

Introduction

Les progrès récents en biotechnologie et microfabrication ont permis le développement d'une grande variété de systèmes miniaturisés ayant des domaines d'application divers et variés. Ceci est notamment vrai dans le médical où ces nouveaux dispositifs sont moins invasifs tout en étant plus efficaces améliorant ainsi le confort et l'espérance de vie des patients.

Fortement intégrés, ces systèmes comprennent, entre autres, des parties électroniques et nécessitent une source d'énergie pour être alimentés. Le recours à des piles ou des batteries est toujours possible, mais contraignant du fait de leur limite en termes de longévité qui nécessite leur remplacement qui est rarement une procédure simple ou souhaitable. Ceci est particulièrement le cas avec les stimulateurs cardiaques de nouvelle génération qui se présentent sous la forme d'une capsule d'un volume global de l'ordre de 1 cm^3 qui est directement implantée dans le ventricule du patient. Afin d'avoir une durée de vie espérée de 20 ans sans intervention extérieure, il est donc nécessaire de s'affranchir des sources d'énergie traditionnelles. L'une des solutions les plus prometteuses est d'intégrer un dispositif de récupération d'énergie vibratoire qui permet de plus une miniaturisation encore plus poussée et des performances accrues tout en s'affranchissant de l'utilisation de produits pouvant se révéler toxiques pour le patient.

Des études universitaires et industrielles ont montré par différentes preuves de concept la viabilité de cette approche, en particulier pour les stimulateurs cardiaques sans sonde. Différents principes et architectures ont été élaborés et évalués dans la littérature. A titre d'exemple, certains d'entre eux utilisent la transduction électrostatique ou encore, comme dans notre cas, des dispositifs piézoélectriques.

Dans tous les cas, l'objectif est de maximiser la densité de puissance récupérée, ce qui implique l'utilisation des différents matériaux formant le dispositif de récupération d'énergie au maximum de leur potentiel. Toutefois, la fiabilité à long terme de ces dispositifs et des matériaux qui les constituent est largement méconnue aujourd'hui et leur étude détaillée est nécessaire pour passer des preuves de concept à un prototype fonctionnel et ainsi à l'industrialisation. En effet, la connaissance de l'évolution des caractéristiques, des matériaux, des composants et des assemblages est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement à long terme de l'implant tout en optimisant ses performances.

Il existe plusieurs approches pour étudier l'évolution des propriétés électromécaniques et donc la fiabilité à long terme d'un dispositif piézoélectrique. La plus commune est certainement la spectroscopie d'impédance qui permet

d'extraire à partir de la mesure d'impédance/admittance les principaux paramètres électromécaniques (fréquences de résonance, facteur de qualité Q, coefficient de couplage ...). Néanmoins, en raison de l'amplitude d'excitation généralement faible, appliquée par les analyseurs d'impédance et du formalisme sous-jacent (hypothèse petit signaux), cette méthode ne permet pas d'investiguer sur le comportement en grand débattement/mouvement et ainsi de mettre en évidence les non-linéarités piézoélectriques ou mécaniques qui pourraient apparaître.

Nous proposons ici de concevoir et de réaliser un banc de fatigue accélérée et de caractérisation massivement parallèle (jusqu'à 36 structures peuvent être testées simultanément) où un pot vibrant va actionner les dispositifs sous test par leurs bases. Outre la tension fournie en régime harmonique et la mesure de l'impédance, il est possible grâce à un système associé à chaque structure sous test, d'extraire leur raideur respective ainsi que leur force de blocage pour une tension imposée. Ceci permet d'extraire périodiquement les paramètres électromécaniques des dispositifs (modules d'Young, le coefficient piézoélectrique d_{31} ...) et de suivre leur évolution afin de mettre en exergue l'évolution du vieillissement de la structure et/ou des matériaux (ruptures, fissures, délaminations, dépoliarisation ...).

Ce document est organisé de la manière suivante :

- Dans un premier chapitre nous situerons nos travaux de recherche dans leur contexte académique et industriel. Ceci nous permettra d'identifier clairement la problématique à laquelle nous nous confrontons et de mettre en évidence les enjeux soulevés.
- Par la suite, dans le chapitre deux, nous présenterons un inventaire, non exhaustif, des différentes méthodes de récupération d'énergie rapportées dans la littérature. Le champ d'application des récupérateurs d'énergie étant très vaste, nous nous focaliserons plus particulièrement sur les systèmes piézoélectriques faisant l'objet de cette étude. Nous aborderons aussi dans cette seconde section la problématique liée à leur fiabilité ainsi que celle des stimulateurs cardiaques implantés qui est l'application pour laquelle le récupérateur testé est dédié.
- La troisième partie portera sur les principes fondamentaux de la piézoélectricité et sur les matériaux qui y sont associés. Ainsi, un bref rappel de la physique sous-jacente à ce phénomène et de sa modélisation mathématique sera fait en premier lieu. Par la suite, nous présenterons les différents matériaux piézoélectriques existants en se focalisant plus

particulièrement sur les céramiques PZT qui constituent l'élément actif du dispositif étudié. L'étude de la fatigue de ces céramiques et des dispositifs qui les emploient sera également abordée.

- Nous traiterons au sein du chapitre quatre de la stratégie de vieillissement accéléré proposée pour exacerber les modes de défaillance qui peuvent apparaître. Ainsi, nous présenterons le banc proposé qui permet d'imposer aux structures sous tests les mêmes contraintes mécaniques que dans le cadre de l'application visée mais à des fréquences bien plus élevées afin de limiter la durée des essais. Tout au long du vieillissement, les caractéristiques propres des structures seront extraites périodiquement via des mesures électriques et/ou mécaniques. Ces mesures permettent l'extraction d'une série d'indicateurs qui donnent la possibilité de conclure sur leur état fonctionnel et éventuellement d'identifier les modes de défaillance qui peuvent apparaître. La détermination de la valeur initiale de ces indicateurs nous amène à modéliser finement les structures sous test en prenant soin de prendre en compte l'impact du banc.
- Au sein du chapitre cinq, nous traiterons de la conception mécanique du banc de fatigue accélérée ainsi que l'instrumentation qui lui est associée que ça soit d'un point vu matériel que logiciel. Dans un premier temps nous présenterons son architecture mécanique qui présente la particularité de mettre en œuvre un grand nombre de pièces réalisées par impression 3D et donc, à faible coût. Dans un second temps, nous traiterons de l'instrumentation mise en œuvre qui se base en grande partie sur l'emploi d'une électronique de proximité prenant la forme d'une carte associée à chaque structure sous test. Le tout est entièrement automatisé par l'intermédiaire d'un PC où un logiciel dédié a été écrit en langage Python.
- Le chapitre six sera consacré aux essais expérimentaux qui ont été menés jusqu'alors. Ainsi nous aborderons la mise en œuvre des bimorphes au sein du banc développé et les différents problèmes auxquels nous avons été confrontés. Ce chapitre présentera également les premiers résultats relatifs au vieillissement d'un premier ensemble de structures testées dans la limite de 360 millions de cycles.
- Pour finir, le chapitre sept clôt ce manuscrit.

Chapitre

1

Contexte de la thèse

Ce chapitre introductif a pour but de situer nos travaux de recherche dans leur contexte académique et industriel. Son but est d'identifier clairement la problématique à laquelle nous nous confrontons et de mettre en évidence les enjeux soulevés.

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration entre la société LivaNova (anciennement SORIN Group) et le laboratoire de recherche C2N¹ (anciennement IEF - Institut d'Electronique Fondamentale) à travers, entre autre, le projet LAUREAT financé par l'agence nationale de la recherche (ANR-14-CE17-0010, programme ANR Innovation biomédicale 2014).

Ce projet a pour objectifs, l'étude de la fiabilité et la robustesse de micro-générateurs piézoélectriques destinés aux implants cardiaques sans sonde de dernière génération à très grande durée de vie (typiquement 20 ans au lieu de 9 ans pour les systèmes équipés de piles en lithium).

Il convient de préciser que LivaNova est une multinationale présente dans plus de 80 pays, spécialisée dans le développement, la fabrication et la commercialisation des appareils médicaux. Ses produits couvrent trois axes qui sont en l'occurrence :

- les respirateurs artificiels,
- les valves cardiaques artificielles,
- les dispositifs de gestion du rythme cardiaque pour lesquels elle est l'un des leaders mondiaux.

Chaque année plus d'un million de patients dans le monde sont traités par des stimulateurs ou défibrillateurs cardiaques LivaNova. Ce marché, en accroissement de plus de 12% par an, devrait atteindre un chiffre d'affaires de 43 milliards de dollars US en 2020 [1] stimulé en cela par le vieillissement de la population d'une part et l'accès accru aux soins des populations des pays émergents d'autre part.

De son côté, le C2N (Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies) est un laboratoire de recherche en cotutelle entre l'Université Paris-Saclay et le CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique) nouvellement issu de la fusion entre l'IEF et le LPN (Laboratoire de Photonique et de Nanostructures). De par sa taille, le C2N est la première centrale académique de nanotechnologie d'Ile de France, rattachée au réseau national RENATECH.

Dans le cadre de cette collaboration, le C2N a apporté son expertise en termes de conception, modélisation, fabrication et caractérisation des micros et nanosystèmes pour répondre à la problématique soulevée par LivaNova centrée sur l'étude de la fiabilité à long terme des récupérateurs d'énergie utilisés au sein des stimulateurs cardiaques sans sondes.

¹ Centre de Nanosciences et de Nanotechnologies

Les microtechnologies ont fait des progrès importants et ont permis le développement d'une grande variété de systèmes miniaturisés implantables, dont les applications en biotechnologie peuvent aller de la surveillance et du diagnostic jusqu'aux traitements localisés.

Tous ces systèmes fortement intégrés comprennent, entre autres, des composants électroniques et nécessitent une source d'énergie pour les alimenter. Même si l'utilisation des piles ou des batteries est toujours possible, leur remplacement n'est pas une procédure simple ni souhaitable. Ceci est particulièrement vrai dans le cas des stimulateurs cardiaques sans sonde (*Leadless pacemaker*) directement implantés dans le ventricule du patient (Figure 1). Dans ce cas, le recours à un dispositif de récupération d'énergie est une alternative intéressante pour parer aux batteries traditionnelles rendant les systèmes en question entièrement autonomes tout en permettant une miniaturisation plus poussée avec des performances accrues.

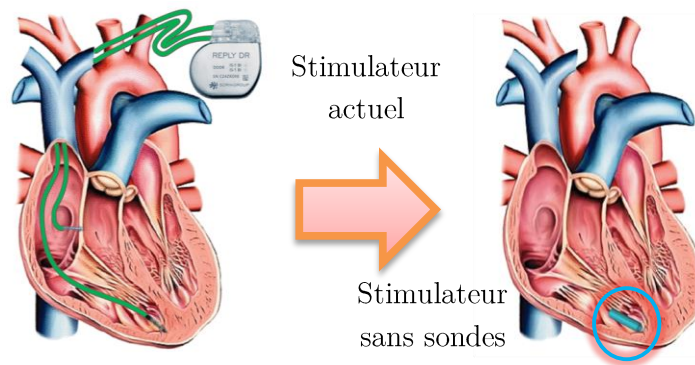


Figure 1. Stimulateur cardiaque actuel / Stimulateur cardiaque sans sonde.

Des études académiques et industrielles ont montré par différentes preuves de concept la viabilité de cette approche, en particulier pour les stimulateurs cardiaques sans sondes[2]. Différents principes et architectures ont été élaborés et évalués dans la littérature[3]. A titre d'exemple, certains d'entre eux utilisent la transduction électrostatique [4][5], la variation de la pression sanguine [6][7] ou des dispositifs piézoélectriques comme les structures étudiées et développées par la compagnie LivaNova et qui seront ici l'objet d'étude.

Avant toute chose, il est impératif de connaître les cycles de fonctionnement du cœur ainsi que l'effet des pathologies cardiovasculaires sur ce dernier afin d'extraire les spécifications auxquelles doit répondre le pacemaker et par la suite le récupérateur d'énergie.

Le cœur humain est l'organe qui assure la majeure partie de l'alimentation de tout le corps en oxygène et en éléments nutritifs à travers le système circulatoire. Ce muscle creux fonctionne comme une pompe qui se contracte spontanément de façon répétitive et périodique suite à la polarisation/dépolarisation du nœud

sinusal à un rythme de 60 à 80 battements par minute, ce qui engendre un débit sanguin d'environ 5 litres par minute (Figure 2). Bien que le rythme cardiaque pourrait être altéré par des effets naturels comme l'excès de sécrétions hormonales ou l'agitation nerveuse, les pathologies cardiovasculaires telles que les arythmies ou les cardiomyopathies peuvent elles aussi dérégler le rythme cardiaque induisant alors des troubles allant des palpitations jusqu'à la mort subite [8].

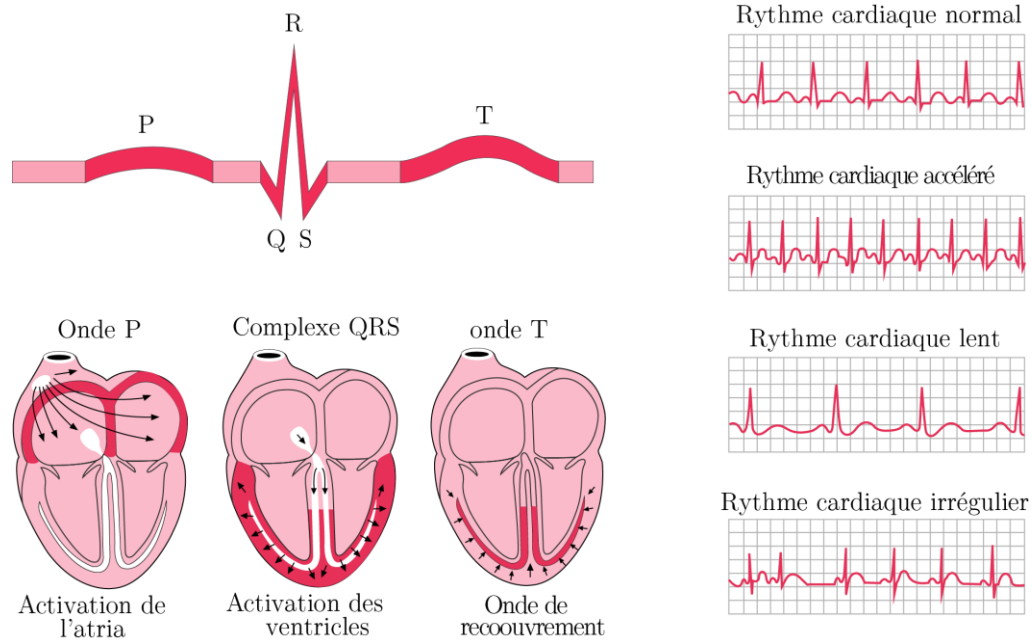


Figure 2. Propagation normale de l'excitation électrique du nœud sinusal aux fibres de Purkinje[4].

Pour parer à la plupart des problèmes de dérèglement du rythme cardiaque, les traitements médicamenteux ne sont pas une option envisageable. Seul le recours à un stimulateur (*pacemaker*) ou un défibrillateur (ICD²) cardiaque peut s'avérer efficace. Depuis plus de 50 ans, ces dispositifs sont implantés en dessous de l'épiderme et assurent la bonne propagation de l'impulsion électrique au cœur par le biais de sondes directement fixées à l'intérieur de la cavité cardiaque, le plus souvent à l'apex du ventricule droit, comme illustré dans la Figure 3.



² ICD : *Implantable Cardioverter Defibrillator*

Figure 3. Cinquante ans de pacemaker LivaNova.

Bien que leur efficacité soit prouvée, les pacemakers dans leur configuration actuelle présentent certaines limites en termes de risque, principalement liées aux sondes. Les accidents constatés portent sur l'éventuel risque d'infections, de rupture (Figure 4) ou de délogement des sondes pouvant provoquer une perforation cardiaque. Encore plus grave, les risques de thrombose, de dissection du sinus coronaire ou d'endommagement de la valve cardiaque demeurent possibles mais heureusement rares.



Figure 4. Exemple de rupture de sonde.

Pour toutes ces raisons, l'idée d'un stimulateur sans sondes s'est imposée et a conduit à un dispositif qui sera directement logé dans le cœur. A partir de là, un grand travail de miniaturisation a commencé pour avoir un dispositif de moins d'un centimètre cube, qui englobe tous les étages nécessaires au fonctionnement du stimulateur. Toujours est-il que la question majeure qui demeure soulevée consiste à l'alimentation électrique du stimulateur en question. Bien que le recours à des piles semble possible, leur durée de vie pour des dimensions aussi petites reste très limitée, d'où l'idée d'opter pour un récupérateur d'énergie fiable pouvant générer une puissance suffisante qui alimente le stimulateur et le rend entièrement autonome durant la durée de vie souhaitée de plus de 20 ans.

Plusieurs types de récupérateurs d'énergie utilisent le gisement vibratoire du cœur, dont notamment deux qui ont suscité l'intérêt, à savoir les récupérateurs électrostatiques et les récupérateurs piézoélectriques.

C'est ce dernier type qu'on a retenu dans le cadre de ce projet à la faveur de sa relative simplicité et du recul existant sur la mise en œuvre des céramiques piézoélectriques. Le récupérateur qui a fait l'objet de notre étude est constitué d'un trimorphe PZT/métal/PZT encastré libre (structure de type cantilever) au bout duquel est fixé une masse sismique permettant d'accorder sa fréquence de vibration.

Dans tous les cas, recourir aux récupérateurs d'énergie sous-entend de maximiser la puissance électrique récupérée pour un volume le plus faible possible. La problématique de la réduction de la taille est d'autant plus difficile à satisfaire

que le système de récupération visé devra représenter une bande passante à basse fréquence (quelques dizaines de Hertz) en accord avec le spectre du gisement vibratoire de l'environnement dans lequel il sera placé. Tout ceci implique l'utilisation des différents matériaux constituant le système, et en particulier les céramiques piézoélectriques, au maximum de leur potentiel.

Cependant, la fiabilité à long terme de ces dispositifs et des matériaux qui les constituent (notamment les céramiques piézoélectriques de type PZT) demeure largement méconnue de nos jours. Leur étude détaillée est nécessaire pour passer des preuves de concept à un prototype fonctionnel et ainsi à l'industrialisation. En effet, la connaissance de la durée de vie des matériaux et leur assemblage est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement à long terme de l'implant, mais également d'optimiser ses performances. Dans le domaine des implants médicaux comme les stimulateurs cardiaques, la fiabilité à long terme est cruciale car elle a un impact direct sur la vie du patient.

Pour étudier les propriétés électromécaniques et donc la fiabilité d'un dispositif piézoélectrique, plusieurs approches sont possibles.

Dans notre cas, nous proposons un banc de test massivement parallèle (jusqu'à 36 structures pourraient être testées simultanément), où un pot vibrant va actionner les dispositifs sous test. Grâce à un système associé à chaque structure sous test, il est possible d'extraire la raideur de la structure, de mesurer la force de réaction pour un mouvement donné, mais également la force de blocage pour une tension d'excitation imposée.

Comme nous allons le voir, ceci permet d'extraire périodiquement les paramètres électromécaniques du dispositif sous test (principalement le module d'Young, le coefficient piézoélectrique d_{31}) et de suivre leur évolution afin de mettre en exergue l'évolution du vieillissement de la structure ou des matériaux (ruptures, fissures, délamination, dépolarisation ...). Cette démarche permet de proposer une alternative originale à la spectroscopie d'impédance/admittance. Cette dernière est généralement employée pour la caractérisation de ce type de structure et ne permet pas, en outre d'investiguer dans le domaine non-linéaire.

Dans la suite de ce document nous ferons en premier lieu, un état de l'art non exhaustif traitant de la récupération d'énergie et de la problématique liée à leur fiabilité aussi bien au niveau des systèmes qu'au niveau des matériaux. Dans un deuxième temps et après un bref rappel sur la piézoélectricité, nous présenterons la démarche de vieillissement et de caractérisation proposée, ainsi que les modèles qui y sont associés. Par la suite, nous détaillerons le bâti réalisé et toute l'instrumentation qui lui est rattaché. Enfin, nous présenterons les résultats obtenus avant de conclure et présenter quelques perspectives de recherche.

Chapitre

2. Etat de l'art sur la récupération d'énergie

Ce chapitre bibliographique portera sur l'inventaire non exhaustif des différentes méthodes de récupération d'énergie rapportées dans la littérature. Le champ d'application des récupérateurs d'énergie étant très vaste, nous nous focaliserons particulièrement sur les systèmes piézoélectriques faisant l'objet de cette étude. Notre objectif dans une première phase est de fournir un panorama des concepts et des principales méthodes de transduction d'énergie par le biais d'exemples applicatifs. Dans une seconde phase, nous aborderons la problématique liée à la fiabilité des stimulateurs cardiaques implantables qui est l'application pour laquelle le récupérateur d'énergie testé est dédié.

2.1 Systèmes de récupération d'énergie miniatures

Du fait des progrès technologiques des dernières décennies et plus particulièrement du développement rapide de l'électronique, notre monde moderne se caractérise par la multiplication des systèmes autonomes intelligents.

Ces derniers sont devenus plus accessibles aux consommateurs du fait de leur coût rendu raisonnable tout en présentant plus de fonctionnalités grâce, d'une part, à la miniaturisation de leurs composants et, d'autre part, à la baisse de leur consommation en énergie. Ce dernier aspect est devenu au fil du temps, un enjeu de premier ordre pour les concepteurs. Ceci est d'autant plus vrai pour les systèmes électroniques à taille réduite qui sont l'objet d'une volonté continue de miniaturisation et de réduction de leur consommation ce qui a initié l'exploration de nouvelles alternatives pour les alimenter.

Les piles et les batteries conventionnelles étaient jusqu'à récemment un recours satisfaisant aux besoins des concepteurs. Néanmoins, leurs dimensions, leur poids important, leur durée de vie et leur densité d'énergie limitée constituent aujourd'hui un handicap au développement des nouveaux systèmes ultra miniaturisés.

Depuis quelques années les tentatives de rendre les systèmes électroniques autoalimentés ne cessent d'évoluer. Plusieurs approches et méthodes sont explorées. Toutefois l'idée de base reste commune, à savoir, exploiter les énergies du milieu ambiant au système. A partir de là, plusieurs pistes s'offrent aux concepteurs à travers un panel assez large en terme de gisements énergétiques présents dans notre environnement quotidien (lumière, gradient de température, vibrations ...) pouvant être converti en une autre forme d'énergie utile, le plus souvent, en électricité (Figure 5). On parle alors de récupération d'énergie en anglais "*energy/power harvesting*" ou "*energy scavenging*".

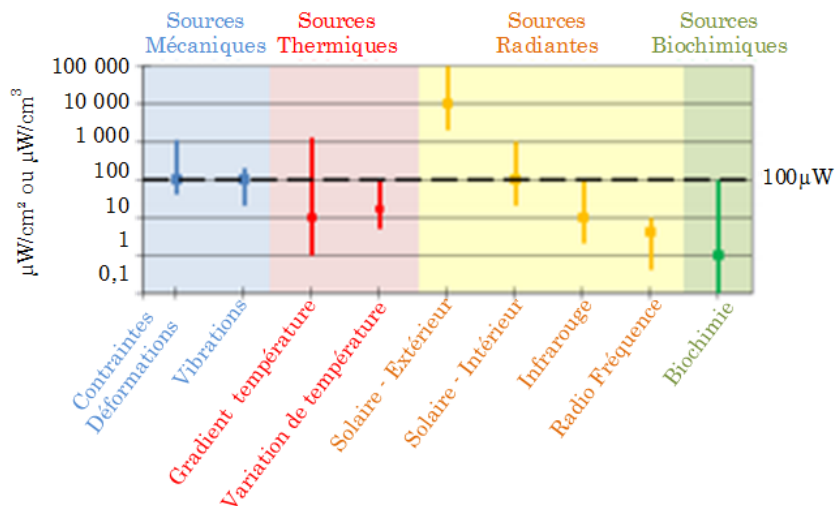


Figure 5. Puissance potentiellement récupérable à partir des différentes sources d'énergie ambiantes disponibles [5]. Ce graphe met en évidence la barre symbolique de 100 μW par unité de surface ou de volume à partir de laquelle la source énergétique est considérée comme exploitable pour les applications grand public.

Selon Veera Raghavan, chercheur à la faculté d'ingénierie de Melbourne (Australie), bien que les deux termes anglo-saxons soient utilisés avec la même signification, ils ne désignent pas la même chose. La différence réside principalement dans le sens et l'échelle de l'activité. Le terme "*scavenging*" signifie que le système tend à récupérer le surplus et les excédents énergétiques issus de lui-même, les transformer et les stocker pour les mettre à disposition: le but final est donc ici d'augmenter le rendement énergétique global du système. Par ailleurs, le terme "*harvesting*" signifie que le système de récupération d'énergie tend à rendre le dispositif totalement autonome. De manière un peu caricaturale, nous pouvons dire que le terme "*scavenging*" s'utilise dans le cadre de système ayant pour but la récupération d'énergie qui serait perdue sans alors que le terme "*harvesting*" s'emploie pour les dispositifs visant la production d'énergie nécessaire au bon fonctionnement du système à partir du milieu environnant afin de le rendre, ne serait-ce que partiellement, autonome.

Il s'agit là d'un domaine qui s'est rapidement imposé comme solution incontournable dans un vaste champ d'application visant à s'affranchir des technologies conventionnelles d'alimentation (piles, batterie ...) qui nécessitent une maintenance périodique en plus des contraintes liées à une durée de vie limitée, une certaine plage de température de fonctionnement autorisée ou encore à une potentielle toxicité.

Pour ces raisons, on estime que le marché de la récupération d'énergie sera de l'ordre de 4,2 milliards de dollars US en 2019 alors qu'il n'était que de 131 millions de dollars environ en 2012. Ces chiffres traduisent l'énorme potentiel de ces technologies qui seront amenées à occuper de plus en plus de place dans notre

vie quotidienne à travers des applications diverses et variées, mettant en œuvre des récupérateurs d'énergie de différentes natures.

2.1.1 Problématique liée aux dispositifs autonomes

La plupart des dispositifs électroniques de faible puissance, tels que les capteurs sans fil ou les applications nomades, sont alimentés par des piles. Cependant, même les piles de forte capacité ont une durée de vie limitée et doivent être remplacées fréquemment. Ces remplacements peuvent devenir excessivement coûteux notamment dans le cas où il y a des centaines de systèmes disposés dans des endroits éloignés ou difficiles d'accès (cas des capteurs abandonnés *smart dust*). Les technologies de récupération d'énergie peuvent être considérées comme une solution efficace pouvant assurer une durée de vie bien supérieure à ces équipements de faible puissance tout en éliminant le besoin d'intervention de maintenance humaine. De plus elles peuvent se substituer aux batteries/piles là où elles sont trop coûteuses ou se révéler dangereuses. Une telle solution pourra ouvrir l'horizon à de nouvelles applications jusqu'à présent impossibles à réaliser du fait entre autres de la nature de l'endroit d'implantation (environnements sévères).

Les dispositifs, en particulier les applications grand public dont la taille réduite limite fortement le recours aux piles conventionnelles, incite à trouver d'autres alternatives pour les alimenter. Bien qu'il existe des piles de petite taille (la plus petite du marché a une taille 9mm^3 et fournit une puissance de 70 mW pendant 30 heures) leur densité de puissance reste assez limitée face aux demandes énergétiques nécessaires de ces dispositifs aux fonctionnalités de plus en plus grandes.

Alimenter ces dispositifs par des récupérateurs d'énergie électrique utilisant des gisements énergétiques non traditionnels tels que les générateurs thermoélectriques, les transducteurs piézoélectriques ou encore les cellules solaires demeure un défi. En effet, chacun des gisements précités nécessite, outre le récupérateur par lui-même, un circuit d'interfaçage de gestion de l'énergie permettant d'alimenter le reste du système efficacement.

En résumé, les applications de récupération d'énergie sont conçues pour rendre le dispositif en question plus ergonomique, autosuffisant, et plus rentable en ne nécessitant pas ou peu d'entretien pendant de nombreuses années. De plus, la récupération d'énergie est souvent opérée au plus près du système à alimenter, éliminant ainsi le besoin de câbles.

Dans ce qui suit, nous allons essayer de donner un panorama rapide des sources énergétiques les plus communes exploitées dans le cadre des récupérateurs

d'énergie. Ces sources feront naturellement appel à différents modes de transduction qui seront également présentés.

2.1.2 Systèmes de récupération d'énergie lumineuse

Fortement apprécié dans le domaine de la récupération d'énergie, les sources lumineuses naturelles ou artificielles constituent une alternative énergétique de choix qui peuvent être exploitées à travers l'emploi de cellules photovoltaïques.

Le marché des sources lumineuses artificielles est en augmentation régulière et, selon *Solar Power Europe*³, la puissance cumulée des installations en fonctionnement en 2015 atteint 50,1 GW. Les niveaux de puissances lumineuses radiatives présentes dans notre environnement quotidien sont résumées le Tableau 1.

Conditions	Puissance lumineuse (mW/cm ²)	Puissance électrique récupérable (mW/cm ²)
Plein soleil	100	15
Soleil voilé	50	7,5
Ciel nuageux	5 - 20	0,75 - 3
Intérieur (à proximité d'une fenêtre)	0,4 - 2	0,06 - 0,3
Intérieur (loin d'une fenêtre)	0,5	0,075
Eclairage artificiel	0,1 - 1,5	0,015 - 0,225

Tableau 1. Densité de puissance électrique récupérée en fonction des puissances lumineuses recues.

La majeure partie des dispositifs de récupération d'énergie solaires sont constitués d'un réseau de cellules photovoltaïques, dont chacune est composée de jonction p-n, comportant des contacts métalliques de part et d'autre afin d'assurer le contact électrique. Lors d'une exposition à la lumière, les photons incidents créent des paires électron-trou au sein du matériau semi-conducteur formant la jonction : du fait du champ électrique régnant au sein de la zone de charge d'espace, une force électromotrice est induite et permet d'alimenter le circuit connecté. Bien que cette technologie soit assez mature, le rendement typique de ces dispositifs reste de l'ordre de 15% pour les modules à bas cout (généralement en silicium polycristallin). Cette valeur est de l'ordre de 20% dans le cas des cellules solaires à base de silicium monocristallin, plus chères mais néanmoins de

³ SolarPower Europe (ancienne association européenne de l'industrie photovoltaïque) représente des membres actifs sur toute la chaîne de valeur du photovoltaïque. Son objectif est de façonner l'environnement réglementaire et de renforcer les opportunités d'affaires pour l'énergie solaire en Europe.

plus en plus répandues, et atteint même 25% pour certains dispositifs qui ont été développés par l'université de Nouvelle-Galles-du-Sud (Australie).

Des modules aux performances variables ont été développés en utilisant diverses technologies, autres que celles silicium, afin d'augmenter le rendement ou encore afin de répondre au mieux à des besoins plus spécifiques. Dans le but d'augmenter le rendement, les concepteurs ont ainsi développées cellules solaires à base de composés III-V ayant une énergie de bande interdite comprise entre 0,16 eV et 2,24 eV. Ces cellules peuvent, être réalisées avec des compositions variables, ce qui permet d'avoir des jonctions sensibles à plusieurs parties du spectre solaire. Empilées, elles peuvent présenter une haute absorption et donc un meilleur rendement tout en réduisant leur encombrement et parallèlement leur coût.

Il existe d'autres dispositifs moins performants mais qui présentent néanmoins d'autres atouts, dont notamment les cellules à base de matériaux organiques. Ces dernières, en dépit de leur durée de vie limitée et de leur rendement très modeste qui ne dépasse pas les 11%, ont l'avantage d'avoir un coût de fabrication très bas et une mise en œuvre très facile.

Citons également les cellules photo électrochimiques qui ont un rendement raisonnable de 14% et présentent l'avantage, en plus de leur faible coût, d'être flexibles. Cependant, leur instabilité chimique dans le temps due à la présence d'électrolyte liquide, est un frein à leur expansion.

Les divers dispositifs précités ayant prouvé leur viabilité, ne cessent de conquérir notre environnement à travers des applications variées, allant de celles anecdotiques telles les lampadaires et autres horodateurs jusqu'à celles de très haute technicité pour l'alimentation en énergie des satellites.

2.1.3 Systèmes de récupération d'énergie RF

Parmi les gisements énergétiques exploitables, les ondes radiofréquences (RF) ambiantes sont une alternative intéressante pour la récupération d'énergie du fait de leur quasi omniprésence dans notre environnement. Ces ondes pouvant faire l'objet d'une récupération d'énergie efficace, sont largement disponibles via les systèmes publics de télécommunication et les réseaux informatiques sans fils.

En dépit d'un niveau de densité de puissance relativement faible, l'énergie récupérée pourrait être significative. Ainsi et de manière plus chiffrée, à une distance variant de 25 à 100 m d'une station d'émission GSM, on estime que la densité de puissance rayonnée et donc potentiellement récupérable est de 0,1 à 1 mW/m² pour une bande de fréquences unique [6]. Même si la densité d'énergie de l'ensemble des fréquences GSM descendantes peut varier d'un facteur 3 en fonction de la densité du trafic, elle est nettement plus élevée que celle des fréquences des réseaux informatiques locaux sans fil (WLAN) [6]. Il demeure

entendu que malgré les données précitées, les puissances rayonnées restent insuffisantes pour récupérer une énergie susceptible d'alimenter un capteur, à moins d'augmenter les dimensions de l'antenne dans des proportions importantes ou de réduire le champ d'action à proximité immédiate de l'émetteur source (quelques mètres).

Un exemple concret de système de récupération RF a été commercialisé par la société *Powercast*⁴. Il consiste en un circuit monolithique permettant de délivrer une tension continue réglée de 5 V. Une fois couplé à une antenne standard d'impédance 50 Ω , l'énergie récupérée est suffisante pour alimenter des capteurs abandonnés à liaison sans fil ou des systèmes d'identification.

Ces circuits récupèrent l'énergie RF ambiante dans une gamme de fréquence allant de 850 à 950 MHz avec un rendement de l'ordre de 70% pour une puissance RF d'entrée de 23 dBm. Ainsi, ce type de système arrive à récupérer jusqu'à 15 mW à 30 cm de distance de l'émetteur et dans des conditions optimales (pas de réflexions, polarisation alignée). Néanmoins cette puissance décroît très rapidement lorsqu'on augmente la distance. Comme rapporté dans la littérature, pour une puissance d'émission fixée à 100 mW, on récupère 1,5 mW à 20 m [7] et plus que 200 μ W à 2 m [8].

D'autres systèmes de récupération d'énergie, utilisant de multiples sources RF de gammes fréquentielles différentes sont présentés, à titre d'exemples, dans les travaux de Minhong [9], et Jabbar [10]. Le premier a proposé un récupérateur d'énergie employant plusieurs antennes afin d'augmenter le rapport puissance/surface. Il a ainsi pu conclure qu'une augmentation de 83% de la surface de récupération d'énergie, triplerait la puissance électrique récupérée.

De son côté, Jabbar a opté pour un récupérateur d'énergie basé sur la mise en œuvre de redresseurs/multiplicateurs de tension à diodes Schottky, le tout piloté par un ASIC réalisé en technologie CMOS. Le système utilise deux antennes accordées à différentes gammes de fréquences RF (gamme 400 MHz et 2,4 GHz).

Ces essais montrent bien que la puissance électrique récupérée par ce type de système, décroît fortement avec la distance par rapport à la source RF. Ceci limite l'utilisation de ce type de dispositifs pour des applications à courtes distance où une source RF est bien identifiée voir même prévue à cet effet.

2.1.4 Systèmes de récupération d'énergie thermique

⁴ Fabrication d'émetteurs, transmetteurs et récupérateurs d'énergie RF depuis 2003 (Pittsburgh, Etats-Unis).

Outre les systèmes mettant en œuvre des phénomènes de dilatation thermiques de matériaux solides, des matériaux à mémoire de forme, ou les générateurs Stirling difficile à miniaturiser, l'effet Seebeck est certainement le plus employé dans les systèmes de récupération d'énergie thermiques de petite taille.

L'effet Seebeck se manifeste par l'apparition d'une différence de potentiel aux bornes d'un assemblage en série de deux matériaux différents, lorsque leurs jonctions (jonctions dites froide et chaude) sont portées à des températures différentes : on forme alors un thermocouple comme illustré dans la Figure 6.

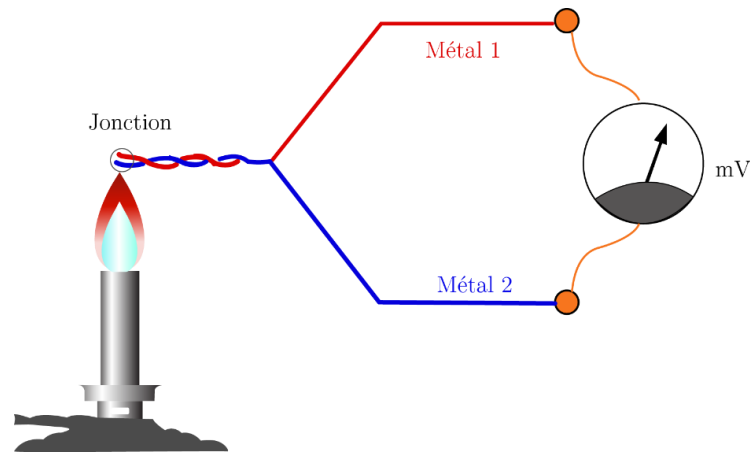


Figure 6. Schémas d'un thermocouple

Cette différence de potentiel est telle que :

$$V = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot \Delta T = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot (T_2 - T_1) \quad (2.1)$$

Où α_1 et α_2 sont les coefficients Seebeck des deux matériaux formant le thermocouple, ΔT la différence de température appliquée entre les deux jonctions. Dans de nombreux cas on place un nombre plus ou moins grand de thermocouples en série afin d'augmenter la tension fournie : on forme alors une thermopile.

Outre son faible rendement (inférieur à 5%), cette technologie présente certains inconvénients, à commencer par la toxicité des éléments chimiques (antimoine, tellure) présents dans les matériaux thermoélectriques les plus performants. D'autres matériaux pouvant être plus performants et moins nocifs, ne présentent des propriétés thermoélectriques qu'à haute température : de ce fait il est difficile de maintenir une différence de température suffisante entre les jonctions froide et chaude du système permettant son bon fonctionnement. On est astreint en conséquence à recourir à un système de refroidissement bien plus volumineux que la partie active du système (la thermopile). Ceci affecte considérablement la géométrie globale du système, qui ne peut pas être miniaturisée en dessous d'un certain niveau. Un autre inconvénient est à souligner pour ce type de dispositif. Il s'agit de leur relative fragilité due à leurs propriétés mécaniques semblables à celles des céramiques. De ce fait, une attention toute particulière doit être

apportée lors de leur conception afin que les contraintes thermomécaniques induite par leur mode de fonctionnement ne se répercutent pas au niveau des thermocouples.

Parmi les modes de conversion de l'énergie thermique en énergie électrique, on peut également citer la pyroélectricité. Cette dernière est notamment employée dans les sondes de température et autres capteurs infrarouges. La pyroélectricité se manifeste par le changement de polarisation d'un matériau (matériau dit pyroélectrique) sous l'effet de la variation de la température. A l'instar de la piézoélectricité, relative aux effets des contraintes mécaniques appliquées, lorsqu'un changement de température est imposé à un matériau pyroélectrique, ceci induit une accumulation de charge électriques et donc une tension dans sa direction de polarisation.

Plusieurs types de matériaux peuvent être utilisés comme certains polymères ou certains composites dont les propriétés pyroélectriques se manifestent à température ambiante et chutent notamment au-delà. Néanmoins les monocristaux demeurent les plus performants à travers un facteur de couplage plus important, offrant une réponse en tension plus avantageuse.

Malgré les performances intéressantes annoncées pour ce mode de conversion, son développement reste limité à cause de la fragilité des matériaux employés en plus de leur indisponibilité en dehors du cadre de la recherche scientifique.

D'autres méthodes de récupération de l'énergie thermique existent, parmi elles, nous pouvons citer la conversion thermoïonique. Ce mode de conversion utilisé pour les applications à hautes température, met en jeu deux électrodes métalliques parallèles maintenues à de hauts niveaux de température (entre 1000 et 2000 K) entre lesquelles il existe un gradient thermique (différence de plusieurs centaines de degrés entre les plaques). L'agitation thermique à l'électrode la plus chaude fait migrer des électrons vers la deuxième : ceci crée ainsi un courant électrique. Ce principe a été utilisé notamment dans des piles nucléaires employées dans des applications spatiales (sondes).

2.1.5 Système de récupération d'énergie mécanique

L'omniprésence des sources d'énergie mécaniques a incité les développeurs à concevoir des systèmes générant l'électricité à partir des différentes formes de mouvements ou vibrations présentes dans l'environnement. Suivant la source exploitée, les niveaux de puissance énergétiques potentiellement récupérables, varient significativement comme présenté dans la Figure 7.

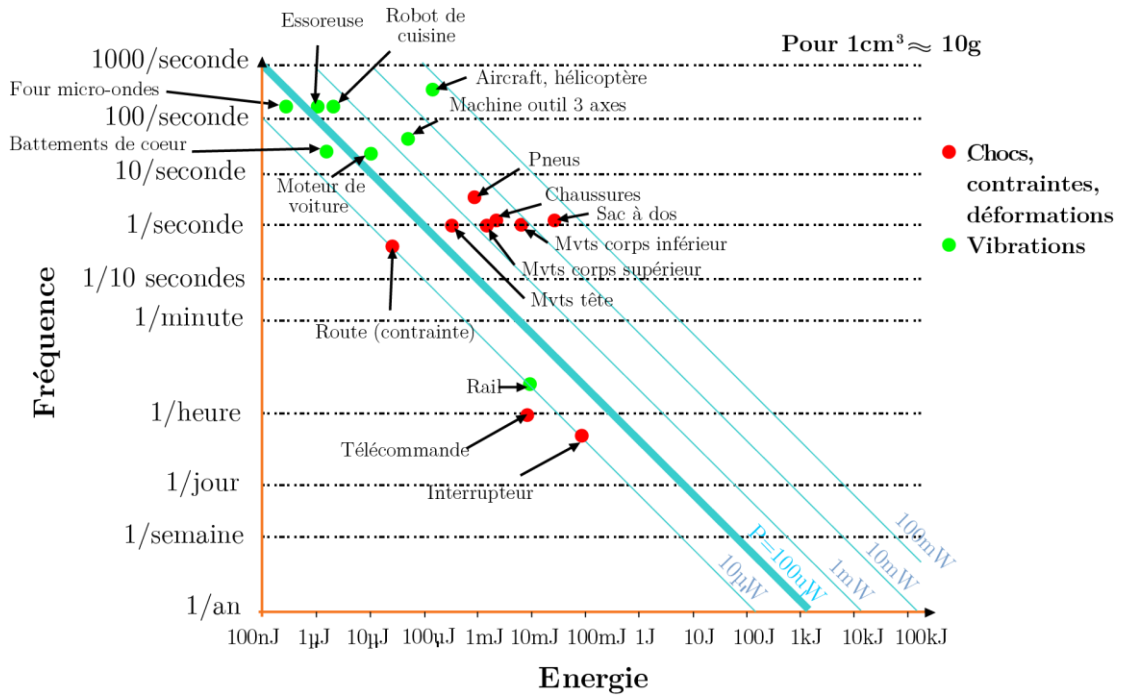


Figure 7. Energie et puissance mécanique disponible en fonction de la source

Le choix de la méthode de récupération dépend fortement de la nature et de la puissance de la source d'énergie mais encore de l'emplacement où sera employé le système de récupération. Nous allons dans ce qui suit, présenter les modes de récupération d'énergie les plus communs exploitant le gisement vibratoires ou de chocs. Ces modes de récupération peuvent être classés en trois catégories bien distinctes suivant leur mode de transduction :

- les récupérateurs électromagnétiques,
- les récupérateurs capacitifs
- les transducteurs piézoélectriques.

2.1.5.1 Les gisements vibratoires/ de chocs

Il existe plusieurs types de sollicitations mécaniques comme les chocs, les impacts et les vibrations. Bien qu'ils semblent similaires, ils sont en fait différents par leur niveau de puissance ainsi que leur fréquence.

A la différence des vibrations, les chocs et impacts décrivent des sollicitations mécaniques le plus souvent irrégulières et sporadiques au cours du temps : les chocs résultent d'un contact entre deux corps alors que les impacts sont relatifs à un mouvement brusque sous l'effet inertiel d'un ensemble. Dans ce cas, les amplitudes de déformations sont plus grandes et offrent ainsi une puissance instantanée plus importante qui est de l'ordre de 10 mW/cm³ dans le cas des mouvements du corps humain. Les vibrations quant à elles, qui sont des stimulations généralement périodiques, permettent d'extraire une composante sinusoïdale dominante certes avec des niveaux de puissance moins grands

($100 \mu\text{W}/\text{cm}^3$) mais constante et donc plus adaptés afin d'alimenter des dispositifs autonomes.

2.1.5.2 Transduction électromagnétique

La transduction électromagnétique est la plus utilisée à l'échelle macroscopique du fait des rendements très élevés qu'il est possible d'obtenir. Ainsi, c'est ce principe qui est utilisé au sein des générateurs tournants synchrones ou asynchrones employés dans les centrales électriques qu'elles soient hydrauliques, thermiques ou nucléaires. Ce mode de transduction mécano électrique est par ailleurs utilisés à plus petite échelle dans notre environnement quotidien dans les dynamos de vélos et autres lampes de poche actionnées manuellement. Du fait de la maturité de ce principe de transduction, celui-ci a été l'un des premiers employé dans le domaine des récupérateurs d'énergie. Ces dispositifs ont le mode de conversion basé sur la génération d'une force électromotrice, induite par la variation des flux magnétiques à travers un bobinage, comme illustré dans la Figure 8.

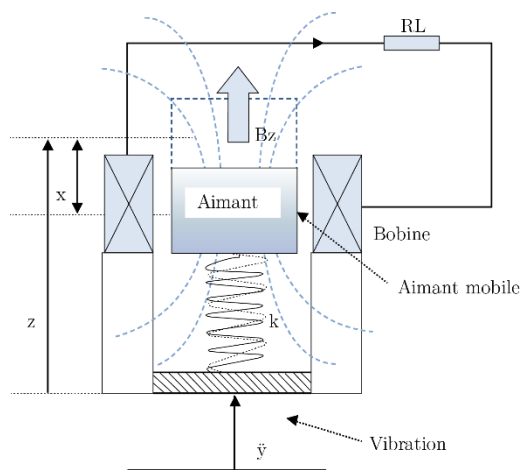


Figure 8. Structure et principe de fonctionnement d'un transducteur électromagnétique activé par les vibrations.

La dernière décennie est marquée par la volonté des chercheurs à développer des transducteurs électromagnétiques miniaturisés, pouvant être intégrés dans des systèmes électroniques autoalimentés. Le Tableau 2 résume les performances de quelques récupérateurs d'énergie électromagnétiques, évoqués dans la littérature compte tenu de leur puissance de sortie maximale sur charge résistive optimale. Cette puissance est généralement donnée pour une accélération à une fréquence donnée, ce qui nous permet de définir la densité de puissance normalisée DPN telle que :

$$DPN = \frac{\text{densité de puissance}}{\text{accélération}^2} \quad (2.2)$$


	Réf. année	Puissance de sortie (mW)	fréquence (Hz)	Accélération (ms ⁻²)	Volume (cm ³)	DPN
	[11] 2007	0,035	-	-	0,5 30,4	- -
	[12] 2008	0,058	52	0,59	0,15	1110
	[13] 2008	0,015	8	0,38	12,4	8,13
	[14] 2008	0,586e-3	60	8,83	0,1	75
	[15] 2008	1,2	55	0,98	27	46,28
	[16] 2009	0,36	100	9,8	1,45	2,56
	[17] 2009	0,9	25,8	-	2	-
	[18] 2009	0,0032	948	7,45	>5	0,01
	[19] 2011	2,54	71,5	6	0,58	122
	[20] 2011	0,008	112	1	2,3	3,48
	[21] 2011	0,29	102	9,8	8,6	0,35
	[22] 2011	0,012	12	2,21	4,5	0,53
	[23] 2011	0,12	44,9	2,94	12,1	1,15
	[24] 2012	0,021	180	8	0,32	1,04

Tableau 2. Comparatif de quelques récupérateurs électromagnétiques existants [25].

Les récupérateurs électromagnétiques permettent d'obtenir des densités de puissance très élevées mais ils sont difficiles à miniaturiser principalement du fait de la présence de bobinages difficile à réaliser industriellement à petite échelle. De plus, ils emploient généralement des aimants, coûteux, qui génèrent un champ magnétique qui peut être néfaste dans le cadre de certaines applications.

2.1.5.3 Transduction capacitive

La transduction capacitive se base sur l'exploitation d'une structure mécanique présentant deux armatures conductrices isolées l'une de l'autre. L'une de ces deux armatures est fixe alors que l'autre est mobile et peut se déplacer suivant les sollicitations (mouvements ou déformations) imposées au système : ceci forme en conséquence un condensateur dont la capacité va changer en fonction des mouvements de la partie mobile. Cette technique présente plusieurs avantages tels que :

- Une miniaturisation relativement aisée gage d'une augmentation de la capacité électrique des transducteurs et donc du rendement électromécanique.
- Coût de fabrication à grande échelle pouvant être faible via l'utilisation des procédés de fabrication collectifs MEMS (dépôt/gravure de couches par photolithographie).

Il convient de modérer le premier point. En effet, en allant vers les technologies MEMS, il conviendra de contrôler les paramètres dimensionnels qui peuvent être critiques (notamment au niveau des gaps électrostatiques) et d'appréhender l'impact significatif des capacités parasites qui peuvent réduire considérablement le rendement global du système.

Sans rentrer dans les détails, deux stratégies sont employées dans la mise en œuvre des transducteurs électrostatiques : l'utilisation d'un cycle à tension ou à charge constante. Quel que soit le cycle employé, qui est conditionné par l'électronique de gestion de l'énergie associée, ceci nécessite une source d'énergie électrique afin d'initier le processus (charge initiale du ou des capacités variables) [26]. Notons que certains dispositifs mettant en œuvre des matériaux électrets (matériaux présentant une polarisation électrique spontanée du fait de charges localement piégées) ne nécessitent pas de source d'énergie afin d'activer la récupération d'énergie [27].

Le premier récupérateur d'énergie électrostatique MEMS a vu le jour au MIT⁵ en 2001. *Meninger* a proposé un dispositif, d'une longueur 1,5 cm et d'une largeur

⁵ *Massachusetts Institute of Technology*, Etats-Unis.

0,5 cm réalisé sur la base d'un substrat en silicium de 500 μm d'épaisseur. Ce système prend la forme de capacités à peignes interdigités positionnées de part et d'autre d'une masse suspendue tel un résonateur de *Tang*. Le dispositif est schématisé dans la Figure 9.

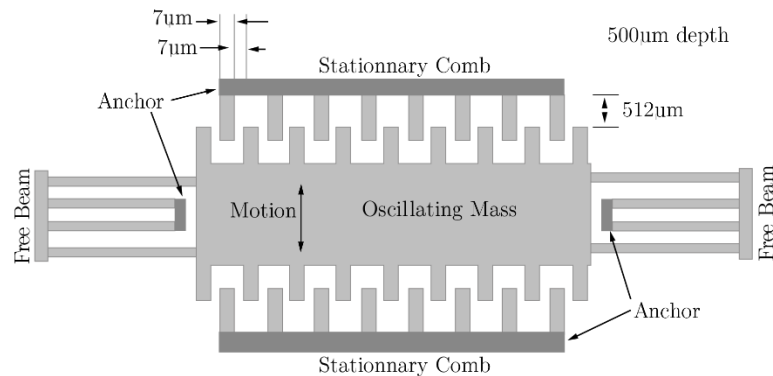


Figure 9. Architecture du récupérateur d'énergie électrostatique en peigne interdigité proposé par *Meninger* [28].

Lors du déplacement de la partie suspendue, les deux condensateurs ainsi formés voient leur capacité électrique varier en opposition de phase : la capacité de l'un augmente pendant que l'autre diminue. Ainsi, la capacité totale de la structure varie entre deux extrémums $C_{\min}=2$ pF et $C_{\max}=260$ pF en fonction du chevauchement de telle sorte que la puissance maximale générée est d'environ 42 μW .

Au laboratoire C2N, des travaux récents sur un récupérateur d'énergie électrostatique en technologie MEMS ont été élaborés par *Risqueux et al.* (Figure 10). Le dispositif proposé se présente sous la forme d'un cylindre de 1 mm d'épaisseur mettant en œuvre différents niveau de peignes interdigités. Ceux-ci, ainsi que les ressorts de suspension, sont fabriqués par électrodéposition alternée de plusieurs couches structurales en nickel en travers un masque temporaire en cuivre. Ces travaux ont permis d'obtenir un récupérateur ayant une densité de puissance de 74 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ à une fréquence de résonance de 20 Hz [29].

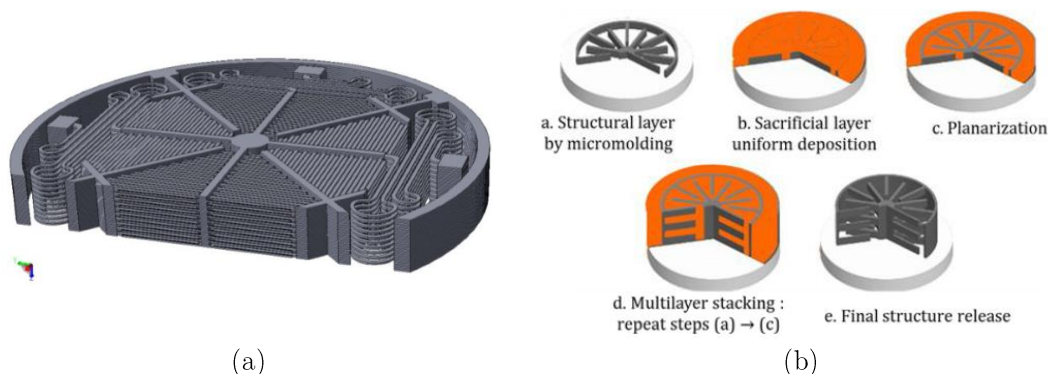


Figure 10. (a) CAO du transducteur électrostatique. (b) procédé de fabrication du transducteur.

Une étude comparative élaborée par *Mitcheson et al.* liste les avantages et inconvénients respectifs d'un générateur électromagnétique résonant, d'un générateur électrostatique résonant ou non, en fonction du type d'excitation. Ainsi, il a montré que :

- les micro-générateurs résonants électrostatiques et électromagnétiques sont, à taille constante, énergétiquement équivalents et présentent des performances maximales quand la fréquence de résonance du transducteur correspond à la fréquence typique de l'excitation [30].
- les micro-générateurs électrostatiques non résonant présentent, quant à eux, de meilleures performances pour des applications dont les sollicitations sont à large bande ou ayant une fréquence typique variable dans le temps [31].

2.1.5.4 Transduction piézoélectrique

La dernière décennie a été marquée par une attention particulière apportée à la transduction piézoélectrique à travers le développement des dispositifs de récupération d'énergie (dénommé par la suite REP pour "Récupérateur d'Energie Piézoélectrique"). Ces derniers ont plusieurs avantages tels que la facilité de conception, une densité de puissance élevée et surtout une perspective d'évolution importante. Ainsi, durant ces dernières années, le nombre des publications scientifiques traitant des récupérateurs piézoélectriques est deux fois plus important que celles dédiées à leurs homologues électrostatiques et électromagnétiques [32].

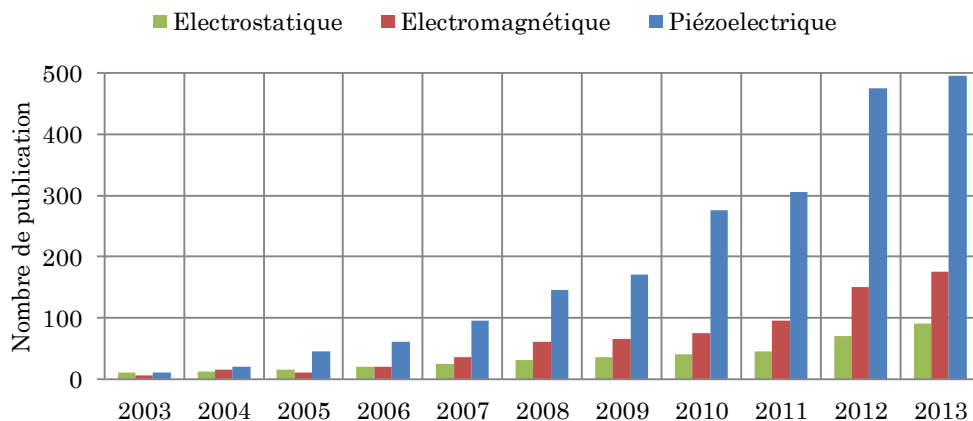


Figure 11. Evolution du nombre des publications scientifiques sur les récupérateurs d'énergie piézoélectrique, électrostatique et électromagnétique entre 2003 et 2013 [32].

Commençons par définir brièvement la transduction piézoélectrique, relative à l'effet direct et indirect de ce phénomène. L'effet indirect est la faculté d'un matériau piézoélectrique à se déformer mécaniquement en réponse à l'application d'un champ électrique externe. Ce phénomène physique est réversible, c'est-à-

dire, si le matériau piézoélectrique subit une contrainte mécanique (force, accélération, pression..), il aura une réponse sous forme d'accumulation de charges électriques à sa surface, ce qu'on appelle l'effet piézoélectrique direct : c'est cet effet qui est exploité par les récupérateurs d'énergie.

Pour faciliter le balayage du spectre applicatif très large des récupérateurs d'énergie piézoélectriques, *Toprak et al.* ont trouvé judicieux de le décomposer en 3 groupes, suivant leur dimension et donc leur échelle qui adressent des procédés de fabrication différents tout comme les niveaux de puissance accessibles et les domaines d'application visés [32]. Une telle classification se fera en conséquence comme suit : échelle macroscopique, échelle microscopique (technologies MEMS) et échelle nanoscopique (technologies MEMS/NEMS).

Bien qu'ils ne soient pas les plus représentatifs, des exemples de REP à l'échelle macroscopique ont prouvé leur viabilité. Ainsi nous pouvons citer le dispositif développé en 2006 par la société japonaise des chemins de fer, qui a installé 6 m² de plancher piézoélectrique à l'entrée de la gare de Tokyo pour évaluer le potentiel de production d'un tel système. Rien que pour cette surface limitée, l'énergie générée a été estimée à 10 kJ par jour. Cette performance a motivé la société à renouveler l'expérience en 2008 avec un système de 90 m² de surface et un gain de 500 kJ par jour[33].

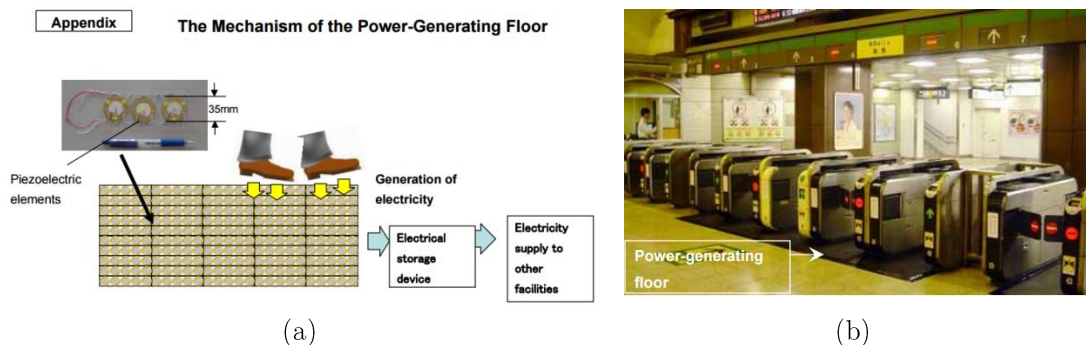


Figure 12. Principe de fonctionnement (a), prototype du récupérateur d'énergie piézoélectrique sous forme de plancher développé par la société japonaise des chemins de fer (b).

Par ailleurs, la société *Innovwattech* a étudiée en 2009 la possibilité d'utiliser des récupérateurs d'énergie piézoélectrique dans un tronçon d'autoroute. Grâce à un générateur piézoélectrique posé sur une portion de route de 10 m, il a été possible de récupérer une puissance moyenne de 2000 W [34].

Notons également l'existence des REP à une échelle intermédiaire qu'on peut appeler mésoscopique, utilisés, entre autres, pour alimenter les réseaux de capteurs sans fil ou encore les dispositifs médicaux implantables. Le premier dispositif REP dédié à l'alimentation des stimulateurs cardiaques a été proposé en 1960. Son fonctionnement se base sur l'exploitation de la déformation mécanique induite par l'expansion de l'aorte pendant un cycle de systole/diastole

qui induit le mouvement de poutres encastrées/libres (cantilever) en céramique PZT et par là même la conversion énergétique du domaine mécanique vers le domaine électrique [35][36].

Plus tard *Hesler et al.* ont développé un REP implantable pouvant générer de l'énergie électrique à partir des mouvements thoraciques lors de la respiration [37]. Ces tentatives dans le domaine médical ont ouvert la voie pour *Antaki et al.* qui ont développé en 1995 un dispositif piézoélectrique intégrés à des chaussures en vue de récupérer de l'énergie pendant la marche, comme illustré dans la Figure 13. Le dispositif en question, de par sa taille plus réduite, est plus simple à intégrer que son homologue électromagnétique au prix d'une puissance électrique recueillie deux fois plus faible. Ce dispositif employant un empilement de couches PZT d'un volume globale de $0,5 \text{ cm}^3$ permet la récupération d'une puissance moyenne de $5,7 \text{ mW/kg}$ sous charge résistive optimale, pour un rythme de marche normal d'une fréquence d'environ $0,9 \text{ Hz}$.

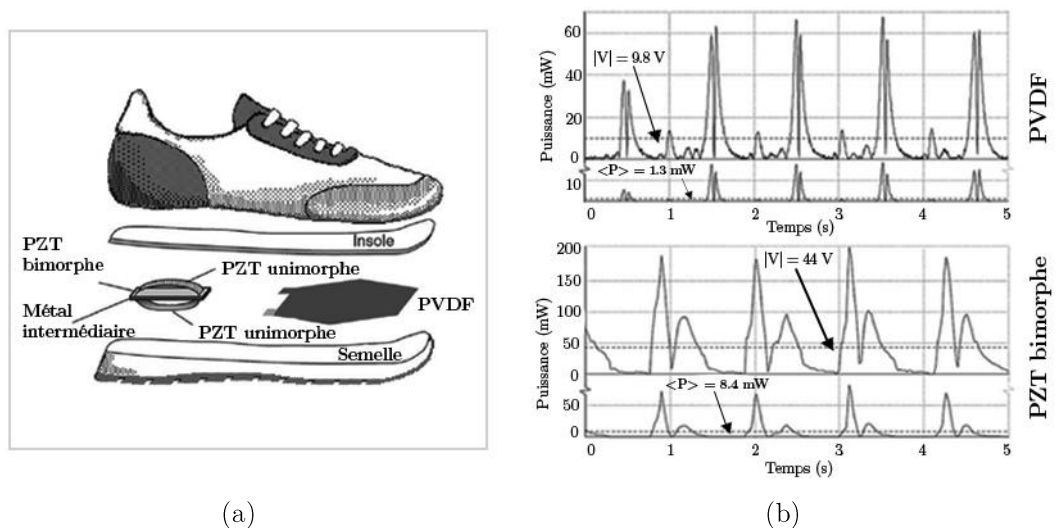


Figure 13. (a)Récupérateur d'énergie piézoélectrique proposé par *Antaki*. (b) La tension et puissance de sortie des appareils fabriqués sur des charges résistives optimales sous un rythme de marche normal, qui est d'environ $0,9 \text{ Hz}$ comme en témoigne les pointes sur les sorties.

Outre les REP qui exploitent directement les déformations du milieu dans lequel ils sont placés ou les chocs induits par des corps mobiles, un grand nombre d'entre eux mettent à profit une structure vibrante excitée par les vibrations de leur environnement. Ainsi, un grand nombre de systèmes présentés dans la littérature se compose uniquement d'une structure piézoélectrique (monomorphe, bimorphe) simplement encastrée (cantilever) comportant une masse séismique à leur extrémité libre. Ici le challenge est d'adapter cette masse afin que la bande passante du résonateur ainsi formé soit en accord avec celle de l'environnement. Cette géométrie est celle adoptée dans le cadre des systèmes que nous étudions dans le cadre de cette thèse : ceci sera développé par la suite.

Dans une même optique, *Glynn-Jones* a proposé un REP avec une forme plus originale que celle d'un simple cantilever à section constante rectangulaire ; à savoir une poutre trapézoïdale en acier large de 23 mm à son encastrement, sur laquelle est disposée une couche de PZT prise entre deux électrodes comme représenté dans la Figure 14. Ici, le but est de rendre la contrainte mécanique constante le long de la structure lors de sa flexion induite par les force d'inertie [38] : il est ainsi possible de limiter la concentration de contrainte et ce, notamment au niveau de l'encastrement, sans affecter le rendement global du système. La fréquence de résonance du dispositif étant à 80 Hz, une puissance électrique de 3 μ W sur une résistance optimale à 333 k Ω peut être récupérée. Pour cette puissance, le débattement de la pointe de la poutre est de 0,8 mm [39]. Dans la même optique, d'autres travaux ont recourt à des cantilevers de forme incurvée [40].

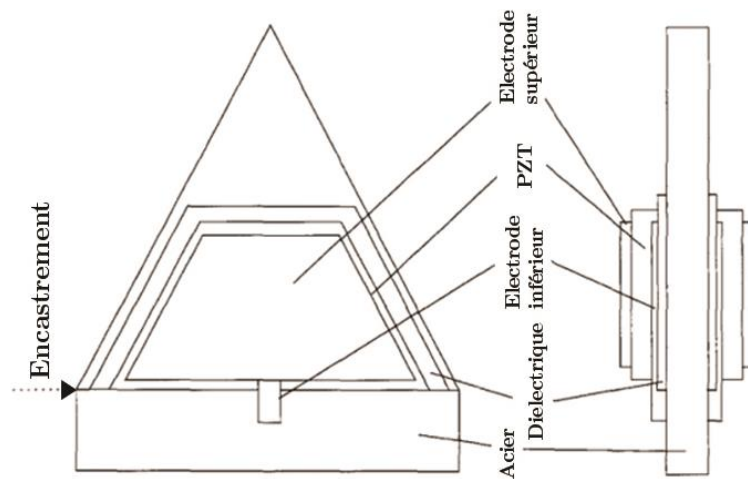


Figure 14. Récupérateur d'énergie piézoélectrique proposé par *Glynn-Jones*.

Nous avons présenté précédemment différents exemples de REP qui ont prouvé leur faisabilité, leur efficacité mais dont la fiabilité reste à prouver : cette thèse va dans ce sens. Les dispositifs à échelle mésoscopique, de par leurs coûts de fabrication qui restent modérés et leur puissance de sortie allant de quelques centaines de microwatts à quelques milliwatts en fonction de leur taille peuvent se montrer viables pour un grand nombre d'applications tels les capteurs abandonnés. Néanmoins, il convient de garder un œil critique sur les niveaux de puissance affichés dans la littérature qui sont obtenus dans un environnement contrôlé quelques fois très loin de la réalité.

De nombreuses études ont été faites sur les REP à l'échelle des MEMS. Leur petite taille les rend attrayants, mais elle est aussi leur point faible. Ainsi, nombre d'entre eux se basent sur l'exploitation du gisement vibratoire environnant et donc sur l'emploi de structures résonantes où la masse en mouvement est directement liée à la puissance électrique récupérée. Le défi qui reste à relever est

donc de maximiser les masses en mouvements tout en restant à l'échelle des MEMS. Un autre point critique est l'intégration des couches piézoélectriques à petite échelle et leur niveau de conversion électromécanique plus bas qu'à l'échelle macroscopique.

Un exemple de REP en technologies MEMS est proposé par *Jeon et al.* [41]. Ce dispositif se présente sous la forme d'un cantilever rectangulaire (Figure 15) constitué d'une couche structurale en oxyde revêtue d'un film mince de PZT, déposé en sol-gel. Une masse séismique de 50 μm d'épaisseur est positionnée à son extrémité. Ce dispositif permet de récupérer une puissance électrique de 1 μW sous l'action d'une accélération de 10,9 g à une fréquence de 13 Hz.

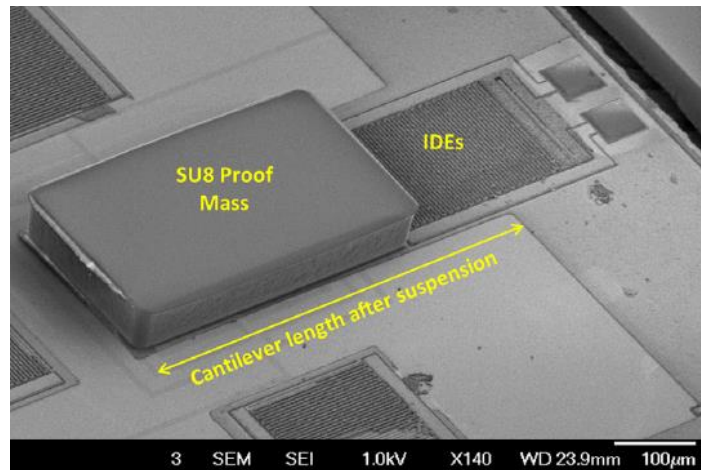


Figure 15. Récupérateur d'énergie à base de film mince de PZT développé par *Jeon et al.*

Un autre exemple est présenté par *Fang et al.* [42] qui a opté pour le même concept avec une masse séismique en nickel de 0,15 mm^3 qui a permis d'augmenter la puissance de sortie à 2,16 μW pour une accélération pic à pic de 2 g et pour une fréquence de résonance de la structure égale à 609 Hz. La fabrication du dispositif se base sur un dépôt de PZT en sol-gel (Figure 16). Ce type de dépôt présente plusieurs avantages tels qu'une bonne qualité du film déposé et un coût modéré. Néanmoins, il recèle l'inconvénient d'un dépôt qui reste de faible épaisseur ne dépassant pas les 0,1 μm par couche : ceci rend long et coûteux le dépôt d'une couche de quelques microns qui serait nécessaires à l'obtention de systèmes MEMS à haut rendement.

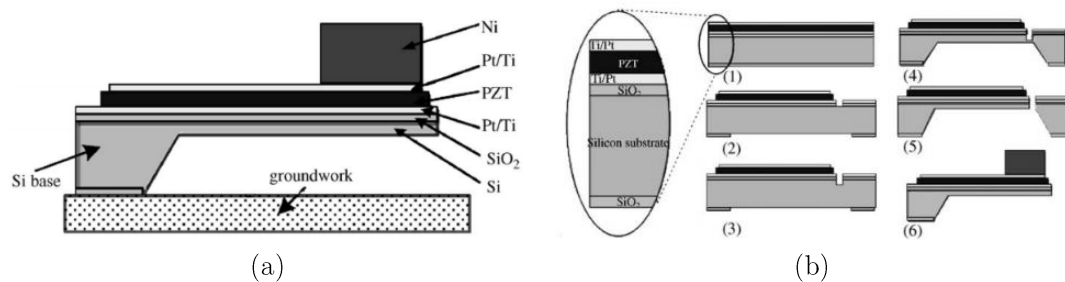


Figure 16. Schémas du dispositif réalisé par *Fang et al.* (a), procédé de fabrication du cantiléver piézoélectrique.

Outre l'élaboration par sol-gel, il est possible d'obtenir des couches de céramique PZT aux échelles MEMS par d'autres moyens. Ainsi *Morimoto et al.* ont réalisés des films de PZT épitaxiés de $2,8 \mu\text{m}$ d'épaisseur sur la base d'un substrat d'oxyde de magnésium (MgO). Le dispositif réalisé à partir de ces films (Figure 17), permet de récupérer une puissance électrique de $244 \mu\text{W}$ pour une accélération de 50 m/s^2 à 126 Hz [43].

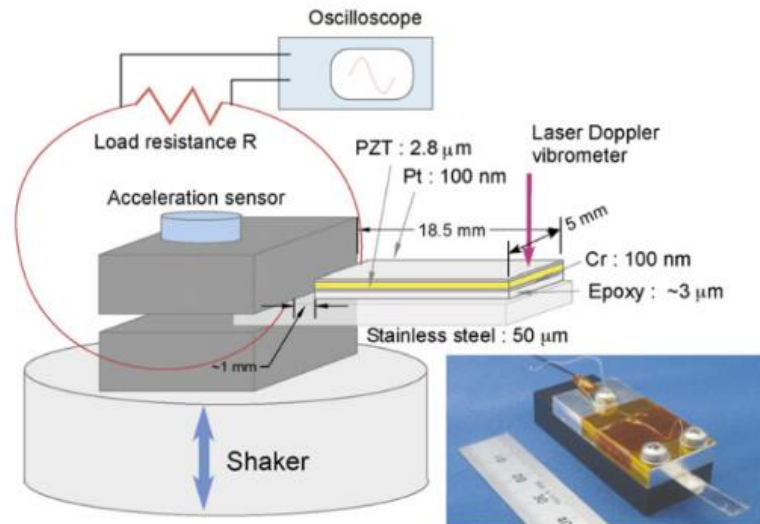


Figure 17. Schéma fonctionnel du REP à base de films minces en PZT

Un dernier exemple est relatif aux travaux d'*Elfrink et al.* qui ont réalisé un dispositif utilisant des films actifs de nitrure d'aluminium (AlN). Cette étude montre que le packaging du dispositif, aspect souvent négligé, a un effet sur le rendement du système. Ainsi, en s'affranchissant de l'amortissement gazeux par l'emploi d'un packaging sous vide, il serait possible de multiplier par 100 la puissance électrique récupérée [44].

Des travaux ont également été menés afin d'entrevoir des systèmes de récupération d'énergies exploitant des structures à l'échelle nanoscopique (NEMS) [45]. Ainsi *Wang et al.* ont en 2006, mis en évidence expérimentalement le caractère piézoélectrique de nanofils d'oxyde de zinc (ZnO). L'expérience a consisté à déformer des nanofils grâce à la pointe d'un microscope à force atomique (AFM) tout en mesurant le potentiel électrique comme montré dans la Figure 18.

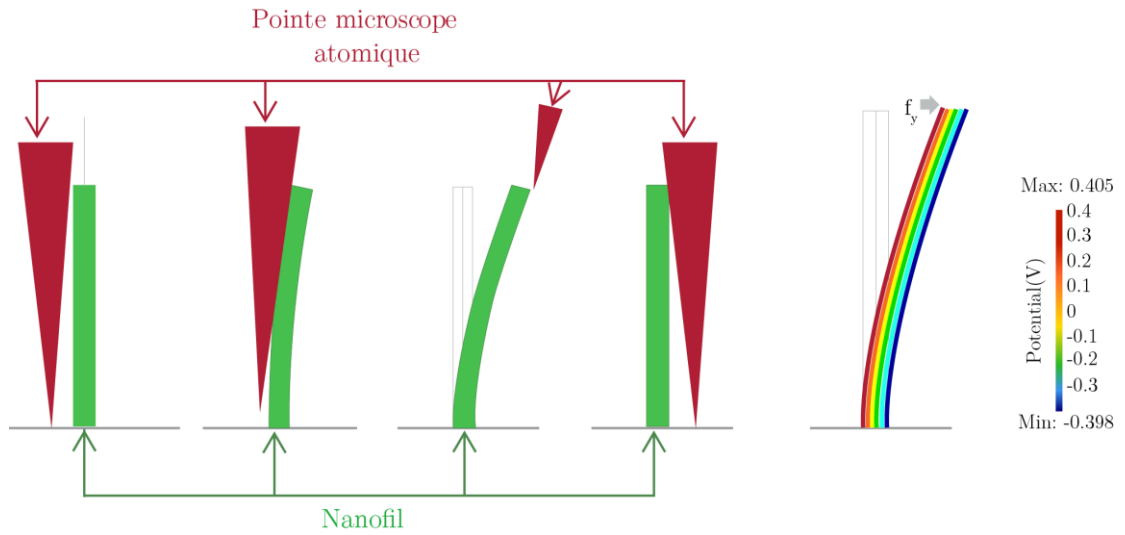


Figure 18. Déformation et potentiel électrique du nanofil en ZnO sous l'effet de la sonde du microscope atomique [45].

Bien que l'énergie électrique récupérable par un seul et unique nanofil en ZnO reste négligeable, *Wang et al.* ont montrés que dans le cas d'un grand nombre de nanofils alignés verticalement et connectés via une électrode en silicium texturée avec des motifs en zigzag, il était possible de récupérer une puissance de 1 pW pour une surface active de 2 mm et à partir d'une excitation ultrasonore.

2.2 Systèmes de récupération d'énergie : cas des stimulateurs cardiaques implantables

2.2.1 Le système circulatoire/ le rythme cardiaque et ses défaillances

Le système circulatoire du corps humain est l'ensemble des organes en circuit permettant de véhiculer les fluides dans l'organisme par le biais du sang. Il assure ainsi le transport et l'échange interne des nutriments (hormones, anticorps, leucocytes,...) et de l'oxygène vers les cellules tout en collectant les déchets et notamment le dioxyde de carbone. Bien que ce système soit composé de plusieurs éléments (poumons, veines, capillaires,...), le cœur reste l'élément central de la chaîne circulatoire.

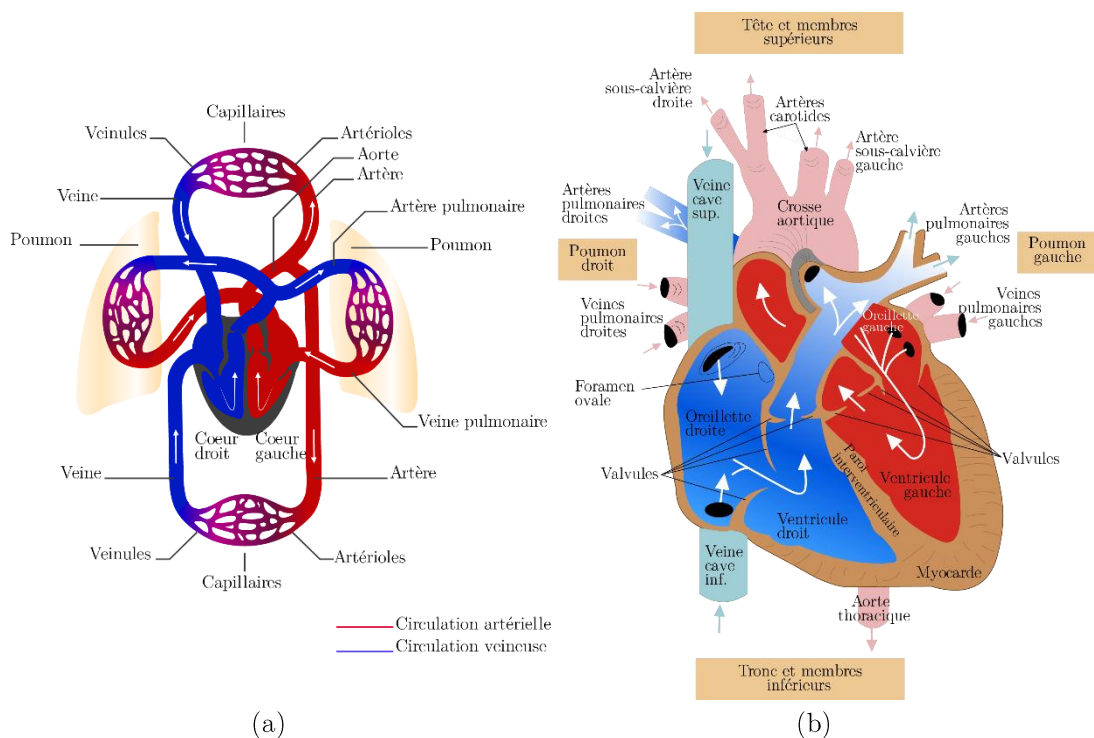


Figure 19. Schémas du système circulatoire et du cœur

Le cœur humain est un muscle (tissu cardiaque) robuste et d'une taille ne dépassant pas celle d'un poing serré. Il a le rôle de pomper environ 5 litres de sang dans le système circulatoire à travers un rythme de contraction/décontraction. Ce cycle/rythme cardiaque se caractérise par deux phases de fonctionnement distinctes garantissant un pompage efficace et ondulatoire. D'une part la systole, la phase durant laquelle le sang est expulsé hors de la cavité cardiaque sous l'effet de la contraction des fibres musculaires, suivie de la diastole qui correspond à la phase de relaxation du muscle cardiaque permettant le remplissage de la cavité par le sang. La succession de ces deux phases pour les deux cavités définit le battement cardiaque, comme illustré dans la Figure 20.

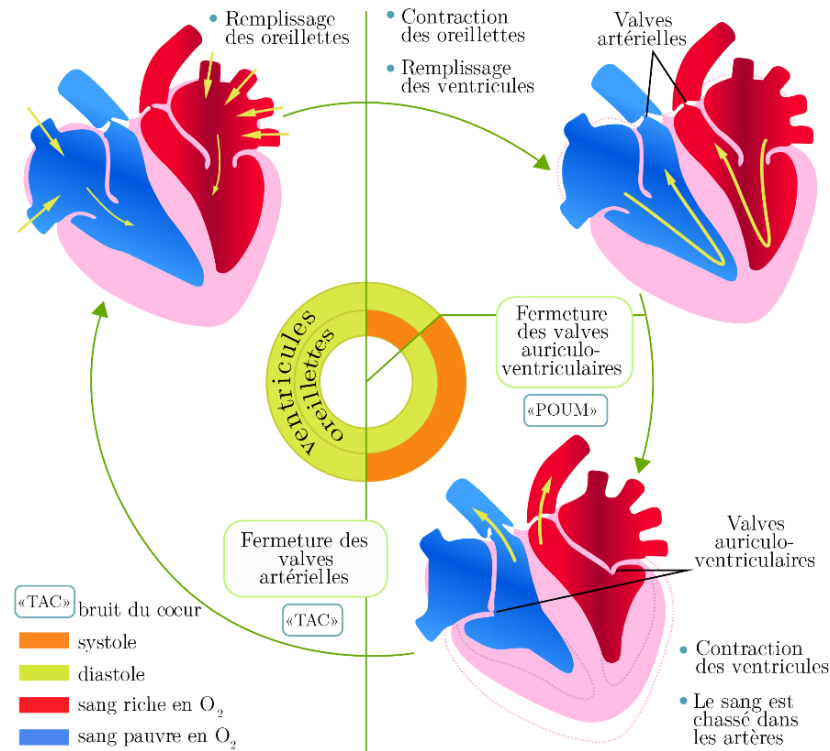


Figure 20. Cycle de de contractions cardiaques

La séquence systole-diastole du battement cardiaque coordonnée par le réseau de fibres nerveuses, est activée par une impulsion électrique induite par des cellules spécialisées du nœud sinoatrial du cœur. Cette impulsion de quelques millisecondes, appelée aussi stimulation cardiaque, atteindra toutes les cellules du myocarde de façon synchrone et déclenchera la contraction du muscle cardiaque.

Concrètement le système de conduction/stimulation électrique du cœur est un peu plus complexe. Néanmoins il est important de le connaître pour comprendre les sources de défaillances qu'il peut induire. La conduction électrique peut être décrite en 3 étapes séquentielles majeures :

- En premier lieu, l'impulsion électrique à une fréquence de 60 à 100 battements par minute (bpm) est créée au nœud sino-auriculaire (SA) de l'oreillette droite, dictant ainsi le rythme du cœur
- Par la suite, le nœud atrioventriculaire (AV) ayant une conduction plus lente pour permettre le remplissage des ventricules par le sang avant la contraction, subit l'impulsion électrique de (SA). Le cas échéant (AV) génère lui-même une impulsion moins rapide (40 à 60 bpm) pour réguler le rythme,
- Finalement, l'impulsion est transmise via les fibres de *Purkinje* au muscle cardiaque induisant sa contraction (Figure 21).

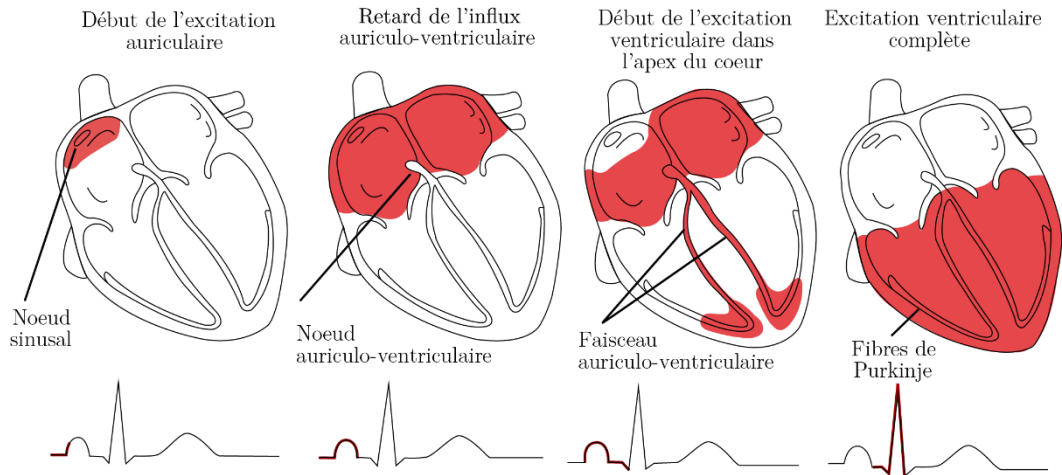


Figure 21. Conduction électrique du cœur via électrocardiogramme (ECG)

Le système de conduction est donc un élément clé dans l'adaptation du rythme cardiaque à travers un pompage efficace du sang. Ce rythme doit s'accommoder de façon parfaitement synchronisée à l'activité qu'effectue le corps à chaque instant, afin de garantir un remplissage maximum des ventricules qui vont à leur tour délivrer une force contractile maximale à la masse ventriculaire avec une cadence précise.

Cependant, il n'est pas rare que le rythme cardiaque soit perturbé, ralenti comme dans le cas de bradycardie ou même accéléré (tachycardie) pour des raisons pathologiques. Certaines personnes ayant un tissu cardiaque malade sont susceptibles de développer des pathologies du système de conduction cardiaque, détériorant ainsi leur qualité de vie et voir même causer la mort. En effet, les stimulations électriques propres au cœur ne sont plus appropriées, causant une insuffisance cardiaque en raison de leur irrégularité, leurs intermittences ou encore leur inadaptation à l'effort fourni par le corps.

Ces pathologies cardiaques peuvent être traitées selon l'anomalie, par des dispositifs électroniques artificiels appelés stimulateurs ou défibrillateurs implantables, substituant en partie le travail du cœur et que nous allons détailler dans les paragraphes suivants.

2.2.2 Les systèmes de stimulation cardiaque et leur évolution

Les déficiences cardiaques précitées, font appel aux dispositifs de stimulation cardiaque artificielle en vue de les traiter. Ce sont plus de 4 millions de personnes dans le monde qui sont équipées par des stimulateurs cardiaques. Rien qu'en France, plus de 60 000 stimulateurs sont posés chaque année, contre 10 000 défibrillateurs implantables.

Dans cette étude nous nous intéresseront exclusivement aux stimulateurs cardiaques pour lesquels le récupérateur d'énergie étudié et initialement dédié.

Soulignons de prime abord que les techniques de stimulation cardiaque sont relativement anciennes. Le premier dispositif commercialisé par LivaNova remonte à l'année 1964. Il s'agit d'un modèle de 55 cm³, peu ergonomique et qui génère continuellement des impulsions à une seule fréquence. Ses besoins en énergie sont importants et nécessitent en conséquence plusieurs batteries pour l'alimenter. Ceci explique sa taille importante.

LivaNova n'a pas cessé depuis, de faire évoluer ses stimulateurs aussi bien en termes de dimensions qu'en termes de performances. Ses efforts ont abouti au développement des dispositifs actuels, équipés de capteurs qui surveillent l'activité cardiaque du patient et ne procèdent aux stimulations que quand c'est nécessaire. Ceci a permis d'optimiser de manière significative le confort du patient, via un dispositif plus efficace et qui est l'un des plus ergonomiques du marché à l'heure actuelle.

L'évolution des différents modèles commercialisés par LivaNova est reprise dans la Figure 22.



Figure 22. Evolution de la miniaturisation des stimulateurs cardiaques SORIN

Le dernier stimulateur cardiaque mis au point (REPLY) est composé de 2 parties bien distinctes (Figure 23) :

- Le boîtier hermétique et biocompatible en titane qui renferme :
 - une batterie permettant d'alimenter le stimulateur,
 - un circuit électronique hybride comportant un microprocesseur permettant de générer des impulsions de basse tension à des fréquences et des durées bien précises.
- Les sondes, constituées d'une âme conductrice et isolée par une gaine. Leur extrémité libre est vissée directement dans la cavité cardiaque pour véhiculer la stimulation générée par le boîtier.

Une traverse assure l'herméticité des connexions électriques entre le boîtier et les sondes.

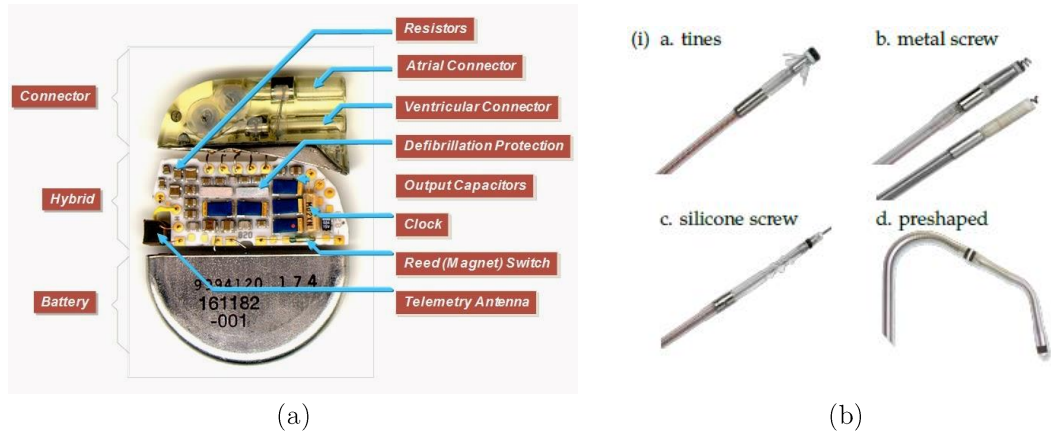


Figure 23. Composition du stimulateur cardiaque actuel de SORIN (a), Différents types de sondes (b).

2.2.3 Sources d'énergie

Le développement des stimulateurs cardiaques se trouve souvent face à un dilemme mettant la taille et la longévité du dispositif en concurrence. Pour optimiser ces deux paramètres corrélés et régis par l'équation (2.5), il est nécessaire de trouver un compromis entre la densité d'énergie de la batterie (généralement réduite à l'offre du marché) et la puissance utile au bon fonctionnement du dispositif, qui représente un levier de régulation conséquent.

$$\frac{\text{longévité}}{\text{taille}} \propto \frac{\text{densité énergie batterie}}{\text{puissance consommée}} \quad (2.3)$$

Durant son fonctionnement, le stimulateur électrique passe par plusieurs phases avec différents niveaux de besoins énergétiques. Comme évoqué précédemment, ce dispositif s'adapte à l'activité et l'effort du patient à travers la surveillance et l'analyse de son électrocardiogramme mesuré par les sondes. Il répond de façon optimale aux déficits du cycle cardiaque naturel par diverses régulations (stimulation, ralenti, retard de la stimulation auriculo-ventriculaire). Les régulations en question sont gérées et synchronisées en permanence par un algorithme ayant une puissance de calcul efficace. En plus des rôles précités, la phase de communication avec l'environnement extérieur constitue elle aussi un quota énergétique à prendre en compte.

Outre la phase de l'impulsion électrique, la consommation énergétique des autres phases varie de quelques microwatts à 20 μW , suivant le degré d'interventions que le stimulateur doit apporter au cœur du patient pour réguler son rythme. D'un autre côté, l'impulsion électrique dont la puissance est décrite par l'équation (1.6), dépend entre autres du design des électrodes ainsi que de l'état du tissu cardiaque où elles sont fixées.

Elle nécessite une énergie W_{stim} allant de 1 à 20 μJ par battement cardiaque pour être déclenchée.

$$W_{stim} = t_{stim} \cdot \frac{U^2}{R} \quad (2.4)$$

L'expression de la puissance consommée lors de la stimulation met en équation trois paramètres dont un propre au patient qui est R l'impédance des tissus cardiaques avec une valeur typique de 500Ω . Les deux autres t_{stim} (durée de l'impulsion) et U (amplitude de l'impulsion) sont ajustés pour assurer une stimulation efficace. Pour ce faire, l'amplitude d'impulsion doit être 2 fois supérieure à la tension minimale pouvant provoquer l'excitation du muscle (rhéobase). Ceci correspond à une durée d'impulsion appelée chronaxie, suffisante à l'excitation des tissus musculaires, comme décrit dans la courbe de *Lapicque* (Figure 24).

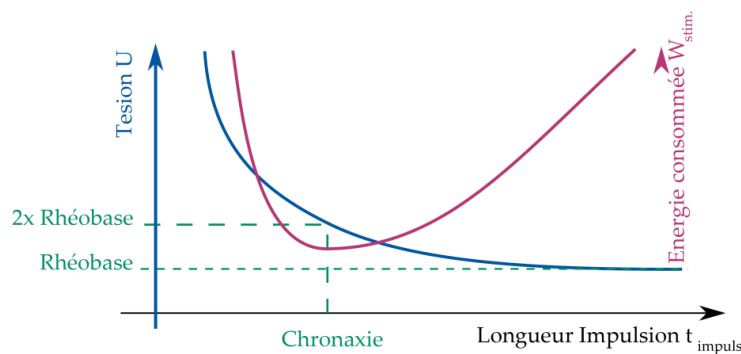


Figure 24. Lois de Lapicque : seuil de stimulation cardiaque et énergie consommée.

2.2.3.1 Batteries conventionnelles

Historiquement, les premiers stimulateurs cardiaques avaient une durée de vie de seulement quelques années et étaient alimentés par des piles de type mercure/zinc. Au début des années soixante-dix, des prototypes de stimulateurs embarquant des générateurs thermoélectriques au plutonium 238 ont été réalisés (Figure 25). Néanmoins, du fait de leur toxicité importante, des risques de détournement à des fins belliqueuses et de la multitude de protections nécessaires (confinement des éléments radioactifs) qui affectent considérablement le poids et le volume du système, cette voie a été vite abandonnée. Ceci a été conforté par l'apparition des batteries au lithium à la même époque, qui permettaient d'obtenir des systèmes qui présentaient des durées de vie allant jusqu'à dix ans.

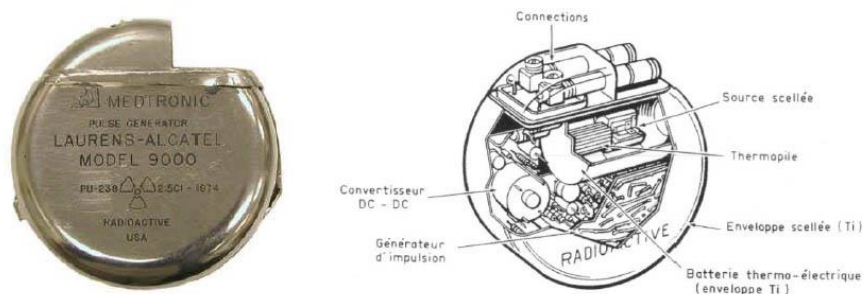


Figure 25. Illustration d'un prototype de stimulateurs embarquant des générateurs thermoélectriques au plutonium 238.

Depuis, tous les stimulateurs cardiaques des générations qui se sont succédé sont alimentés par des piles au lithium qui présentent une densité de puissance d'environ 15 mW/cm^3 pour une durée de vie moyenne de sept ans. Compte tenu de ces valeurs qui sont le reflet d'un niveau de performances tout à fait acceptable, il a été envisagé de les utiliser également dans la nouvelle génération de stimulateurs sans sondes développée à l'heure actuelle.

Afin que le stimulateur sans sonde visé soit le moins invasif possible (altérations du fonctionnement du cœur), les praticiens ont fixé la taille maximale de la capsule à 1 cm^3 . Compte tenu du volume maximal disponible pour l'intégration de la pile (300 mm^3), la consommation de l'électronique embraquée devrait être réduite à $5 \text{ }\mu\text{W}$ afin d'obtenir une durée de vie globale du système égale à 20 ans. Cette durée correspond à l'espérance de vie moyenne des patients équipés de ce type de stimulateur. Malheureusement les systèmes actuels présentent une consommation électrique bien plus importante et les piles au lithium ne se révèlent donc pas comme une solution viable pour ces systèmes de dernière génération. Ceci a suscité la volonté d'étudier d'autres sources énergétiques qui seront brièvement présentées dans la suite.

2.2.3.2 Biopiles

Pour combler les insuffisances des piles traditionnelles, des études se sont orientées depuis les années soixante-dix vers la mise en œuvre de biopiles. Il s'agit de piles à combustibles dont les réactifs sont naturellement produits et fournis par le corps humain comme le glucose. Cette substance produite, stockée et consommée massivement par l'organisme, peut être drainée à petites quantités et convertie pour alimenter un dispositif électronique implantable, sans pour autant altérer le fonctionnement du métabolisme.

Ainsi, un prototype de biopiles au glucose a été implanté en 2010 dans un rat et a permis d'obtenir une densité de puissance de l'ordre de $7,5 \text{ mW/cm}^3$. La même étude a démontré que des performances exceptionnelles atteignant jusqu'à 500 mW/cm^3 étaient possibles [46].

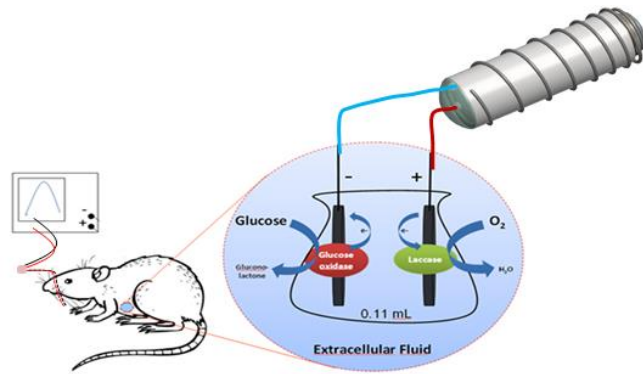


Figure 26. Schémas de principe d'une pile à combustible pour alimenter un implant cardiaque développée dans le cadre du projet IBFC⁶ entre l'UJF⁷ et LivaNova.

Des travaux plus récents, tels que ceux de *MacVittie et al.* portent sur la mise au point d'un dispositif comportant deux cellules de biocarburant reliées en série et implantées dans des homards. Ces dispositifs ont permis de d'obtenir une puissance de 640 mW/cm^2 [47]. D'autres cellules de biocarburant implantables, non basée sur l'emploi du glucose ont également été développées, comme dans [48] où le gradient électrochimique maintenu par l'oreille interne est utilisé pour fournir une puissance, certes modeste, égale à $1,12 \text{ nW}$.

Le principale frein à l'emploi des biopiles est leur la longévité limitée ne dépassant pas quelques mois. Pour toutes ces raisons leur emploi au sein de stimulateurs cardiaques n'est pour l'instant pas ou peu envisagé.

2.2.3.3 Systèmes d'alimentation sans contact

Une méthode d'alimentation des dispositifs implantables consiste dans la transmission sans contact de l'énergie depuis un émetteur externe permettant de recharger une batterie embraquée dans le dispositif et utilisée comme tampon.

La majorité des systèmes utilisant ce principe se basent sur l'emploi du phénomène d'induction électromagnétique. Schématiquement, le système met en jeu deux bobines : la première, située à l'extérieur du corps joue le rôle d'émetteur en imposant un champ magnétique variable. La seconde, faisant office de récepteur, est implantée dans le corps : la variation de flux magnétique induit à ces bornes une différence de potentiel.

En fonction de la taille des bobines et des distances qui les séparent, ces systèmes peuvent transmettre par voie transcutanée jusqu'à plusieurs dizaines de Watts pour des fréquences de fonctionnement pouvant aller jusqu'aux RF (fréquences radio).

⁶ IBFC : Implantable Bio-Fuel Cell, projet cofinancé par l'Agence Nationale pour la Recherche ANR dans le cadre du Programme Investissement d'Avenir entre 2012 et 2016 (ANR-10-NANO-03-01)

⁷ UJF : Université Joseph Fournier à Grenoble

Outre le couplage magnétique, le couplage optique peut également constituer une alternative permettant l'alimentation sans contact. La transmission de l'énergie s'opère alors par infrarouge à grande longueur d'onde. Dans ce cas, l'émetteur est une source infrarouge dont le flux incident est converti en énergie électrique au niveau du stimulateur via un réseau de photodiodes. Dans ce cadre, *Goto et al.* ont montrés qu'un réseau de photodiodes de $2,1 \text{ cm}^2$ illuminé par une densité de puissance de 22 mW/cm^2 au niveau du corps du patient pendant 17 minutes peut fournir suffisamment d'énergie pour alimenter un stimulateur cardiaque, ayant une consommation moyenne de 4 mW pendant 24 heures.

Une autre approche visant la transmission de l'énergie sans contact, peut être réalisée à travers l'envoi d'ondes ultrasonores. Le principe consiste à placer un émetteur piézoélectrique en contact avec la peau, qui excite les tissus de quelques centaines de kHz au MHz. Un deuxième transducteur piézoélectrique implanté et ayant une impédance adaptée à l'onde mécanique reçue, assure la conversion vers le domaine électrique. Cette méthode a permis de transmettre une puissance de 70 mW à 40 mm sous la peau en utilisant une onde ultrasonore de 673 kHz [49].

Toutes ces méthodes peuvent être efficaces et fournir une quantité d'énergie suffisante. Cependant, pour atteindre ces performances, il est impératif que la distance entre l'émetteur et le récepteur soit restreinte (inférieure à 2 cm), et que l'orientation et l'emplacement du récepteur soient soigneusement maîtrisés par rapport à l'émetteur ce qui est difficilement réalisable dans la majorité des cas [50]. Pour toutes ces raisons, nous pouvons conclure que ces approches, dans l'état actuel des choses, restent encore pas ou peu adaptées à l'alimentation de la nouvelle génération de stimulateur cardiaque sans sonde envisagée.

2.2.4 Systèmes de récupération d'énergie

2.2.4.1 Sources d'énergie envisageables

Parmi les sources d'énergie susceptibles d'être récupérées afin d'assurer une alimentation efficace de la nouvelle génération de stimulateurs cardiaques sans sonde, il existe plusieurs méthodes dont les plus adaptées sont :

- les cellules photovoltaïques,
- les générateurs thermoélectriques
- les récupérateurs radiofréquence
- les récupérateurs d'énergie vibratoire

Comme il a été évoqué dans la section 2.1.2, les cellules photovoltaïques sont largement répandues dans la production d'électricité à grande échelle et ce en plus de leur usage à petite échelle dans de nombreuses applications domestiques. Ces cellules fournissent une puissance électrique qui varie largement en fonction

du niveau d'exposition à la lumière. Ainsi, pour une illumination intérieure typique, les niveaux de densité de puissance récupérée sont de l'ordre de 10 W/m^2 ($10 \text{ }\mu\text{W/mm}^2$) [51].

Comme le corps humain est majoritairement opaque à la lumière (il est transparent uniquement aux infrarouges), la lumière ambiante n'est pas la source énergétique la plus adaptée pour alimenter les implants corporels. Ceci est d'autant plus vrai que les implants doivent être alimentés en permanence même durant les longues périodes d'obscurité (durant la nuit, lors du port de vêtements opaques ...) ce qui nécessiterait l'emploi de batteries tampon de forte capacité et donc de volume important. Par conséquent, ce type de source d'énergie n'est pas viable pour l'application visée.

Les générateurs thermoélectriques de leur côté, ne sont pas exploitables car ils ont besoin de deux sources de températures différentes pour pouvoir créer un gradient thermique, susceptible d'être exploité pour la récupération d'énergie comme nous l'avons déjà précisé dans la section 2.1.4. En effet, en dépit de quelques exemples d'applications mettant en œuvre cette technologie, comme par exemple, la montre Seiko Thermic, il s'est avéré que cette méthode n'est pas adaptée à notre application, le cœur étant globalement isotherme.

Une autre solution éventuelle pour alimenter le stimulateur est la technique de récupération d'énergie à partir du rayonnement radiofréquence ambiant. Cependant, ceci nécessite une grande surface d'antennes dépassant une centaine de cm^2 ou une proximité immédiate d'un émetteur dédié pour pouvoir récupérer ne serait-ce que quelques microwatts. Par conséquent, cette méthode est trop limitée et trop contraignante pour notre application.

Toutes les méthodes précitées restent jusqu'ici inadaptées à l'alimentation du stimulateur cardiaque sans sonde. Les recherches se sont alors orientées vers l'exploration de nouvelles pistes dont les plus prometteuses sont l'exploitation de l'énergie mécanique du cœur ou encore la variation de pression sanguine lors du battement cardiaque, à travers des transducteurs électrostatiques ou piézoélectriques que nous détaillerons ci-après.

Rappelons que le cœur est assimilé à une pompe qui draine environ 5 litres de sang par minute dans le corps, à une pression différentielle maximale de 13 kPa, et induit de ce fait une énergie mécanique de sortie de l'ordre de 1 W. Sachant par ailleurs que le coefficient d'efficacité du cœur se situe aux alentours de 20%, la consommation d'énergie globale peut atteindre plusieurs watts. Ce gisement énergétique peut constituer une source de récupération pour alimenter efficacement un implant intracardiaque, sans pour autant affecter le comportement naturel du cœur. En effet, gardons à l'esprit que seulement quelques microwatts seraient puisés.

2.2.4.2 Système de récupération d'énergie électrostatique

Un système de récupération d'énergie exploitant la variation de pression sanguine à l'intérieur du cœur pour mouvoir un transducteur électrostatique a été proposé par *De Terre et al.* L'exploitation de la variation de pression sanguine est motivée par plusieurs avantages, à commencer par la stabilité des forces de pression au cours du temps, une fréquence stable égale à celle du rythme cardiaque et sa non dépendance par rapport au site d'implantation.

Le système fabriqué par électrodéposition de nickel à travers un masque temporaire se présente sous la forme d'un soufflet hermétique d'un volume global de 30 mm^3 (Figure 27), dont la rigidité est de quelques centaines de Newtons par mètre. Sous l'effort des forces de pression sanguine, sa déformation est transmise au transducteur électrostatique permettant ainsi de récupérer une énergie de quelques centaines de microjoules par cycle cardiaque comme illustré dans la Figure 28.

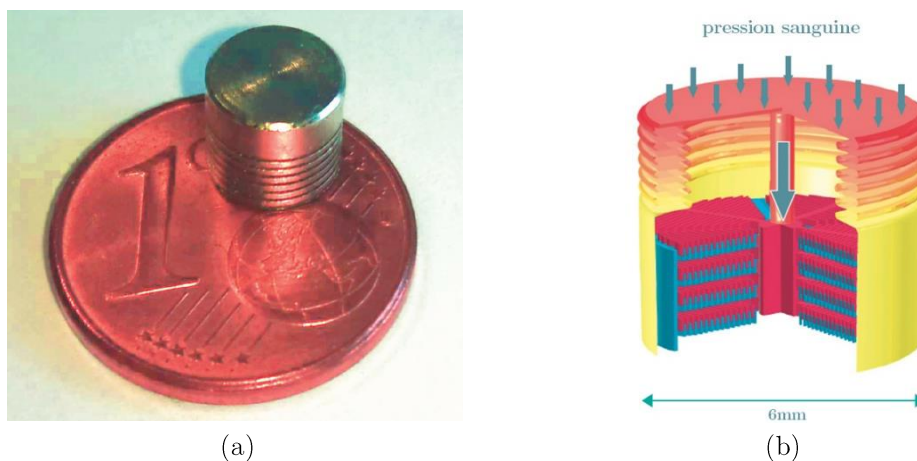


Figure 27. Photographie du prototype de soufflet (a), Transducteur électrostatique 3D à chevauchement hors-plan (b).

Le transducteur électrostatique en nickel employé se présente sous la forme d'une structure tridimensionnelle composée de plusieurs niveaux de peignes interdigités pouvant se mouvoir suivant l'axe de déformation du soufflet (Figure 28). Cette configuration novatrice permet de maximiser la variation totale de capacité à volume constant et par conséquent l'énergie récupérée.

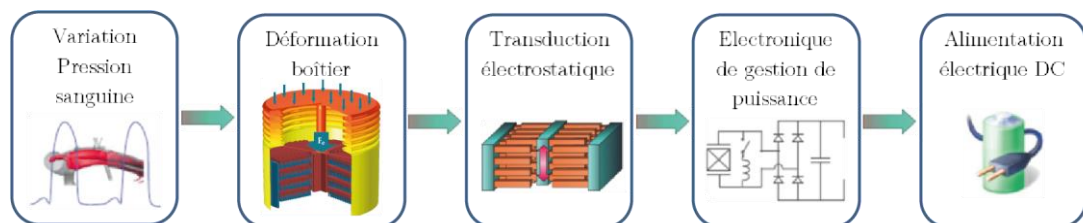


Figure 28. Diagramme de traduction électrostatique lors de la récupération des efforts de pression sanguine.

2.2.4.3 Système de récupération d'énergie piézoélectrique

Un second grand principe employé dans le domaine récupération d'énergie mécanique se base sur la mise en œuvre de transducteurs piézoélectriques. Ainsi, *De Terre et al.* ont mis en œuvre la même structure que celle présentée précédemment où seul diffère la partie active du système. Dans ce cas, le soufflet induit des déformations mécaniques au niveau d'une structure piézoélectrique fabriquée par usinage laser à partir d'un substrat bimorphe PZT/Laiton/PZT.

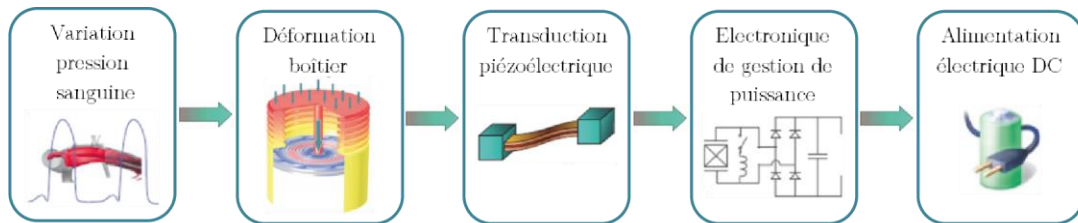


Figure 29. Diagramme de transduction piézoélectrique lors de la récupération des efforts de pression sanguine.

Cette structure, formée de plusieurs bras arrangés en spirale (Figure 30), tend à avoir une grande flexibilité autorisant un déplacement de plusieurs centaines de micromètres sans se briser.

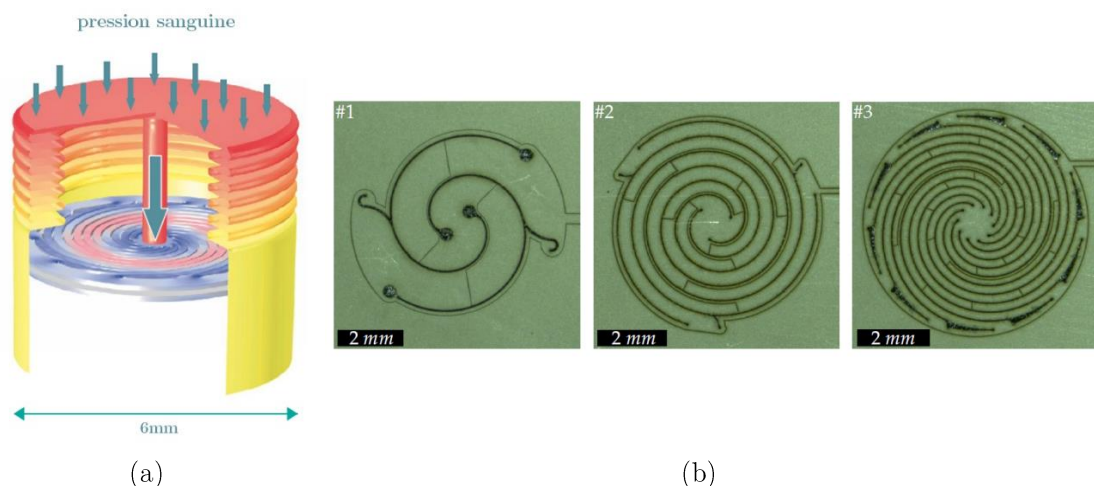


Figure 30. Transducteur piézoélectrique en spirales (a), Micrographies optiques de 3 spirales micromachinées et leurs motifs d'électrodes correspondants (b).

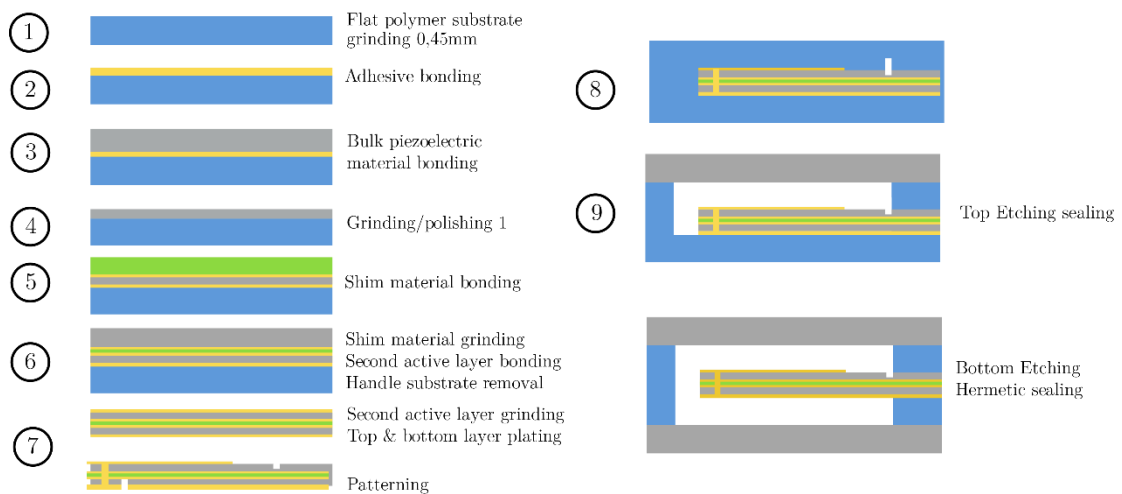
De Terre et al. ont montré dans ces travaux que l'énergie récupérée par le système envisagé est trop faible pour alimenter un stimulateur cardiaque sans sonde. Néanmoins elle pourrait être améliorée considérablement et donc se montrer éventuellement viable par l'empilement de plusieurs transducteurs piézoélectriques.

2.2.5 Système de récupération piézoélectrique trimorphe envisagé

Les structures étudiées dans ce manuscrit, sont des récupérateurs d'énergie inertiels qui permettent de convertir l'énergie mécanique issue des battements

cardiaques en énergie électrique par effet piézoélectrique. Ces dispositifs sont constitués d'une structure bimorphe PZT/Métal/PZT rectangulaire formant une poutre à encastrement simple (cantilever) au bout de laquelle est positionnée une masse sismique. Sous l'effet des forces d'inertie, cette masse va induire une flexion du bimorphe et donc une succession de cycles de compression/élongation au sein des couches de céramique PZT qui permettra ainsi la conversion mécanoélectrique.

Les dimensions du système dans le plan, variantes d'un prototype à un autre, sont telles que sa longueur totale est de l'ordre de 20 mm pour une largeur d'environ 4 mm. La structure bimorphe est formée d'un empilement de couches de céramique PZT de quelques dizaines de microns d'épaisseur et d'une couche structurale métallique (inox ou laiton) de quelques microns assemblées par collage à la résine époxyde. Les électrodes nécessaires à la prise de contacts sont réalisées par pulvérisation d'or (épaisseur de l'ordre de 100 nm) de part et d'autre de cet empilement. La grande majorité des structures employées ont été fabriquées par l'entreprise Vermon, partenaire du projet ANR LAUREAT. Le procédé de fabrication type est représenté schématiquement sur la Figure 31. Dans notre cas, les électrodes ne seront pas structurées et le bimorphe ne sera pas positionné dans une encapsulation sous vide de telle sorte que les étapes technologiques numérotées de 7 à 9 ne nous concernent pas.



Le dispositif de récupération d'énergie est conçu pour fonctionner à basse fréquence ($15 \leq f_r \leq 20$ Hz) et produire une puissance moyenne de $10 \mu\text{W}$ pendant 20 ans (approximativement 1 milliard de battements cardiaques soit un milliard de cycles). En régime nominal la valeur de la déflexion maximale du bimorphe est de l'ordre de 1 mm pic-à-pic et est fixée par le volume disponible au sein de la capsule. Pour des raisons de fiabilité, la structure devrait idéalement résister à des sollicitations bien plus importantes et notamment dans le cas de chocs.

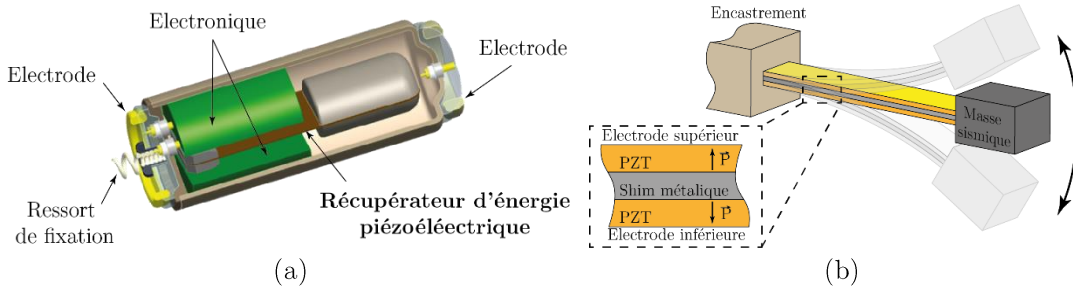


Figure 32. Récupérateur d'énergie utilisant une structure piézoélectrique bimorphe intégré au sein d'un implant cardiaque de dernière génération (a). Détails de la structure employée (b).

En fonction du sens de polarisation des deux couches de céramique PZT (polarisation de même sens ou de sens contraire), celles-ci doivent être connectées en série ou en parallèle. Pour une même efficacité énergétique, ces deux types de configuration présentent respectivement certains avantages ou inconvénients en fonction de l'application visée.

Ainsi, dans le cas où les deux couches de PZT sont polarisées dans le même sens, celles-ci doivent être connectées en parallèle : la quantité de charges électriques est alors favorisée au détriment de la tension. Si les couches de PZT sont polarisées en sens contraire, elles doivent être connectées en série : cette fois-ci la tension est maximisée au détriment de la quantité de charges électriques. Ceci est illustré dans la Figure 33.

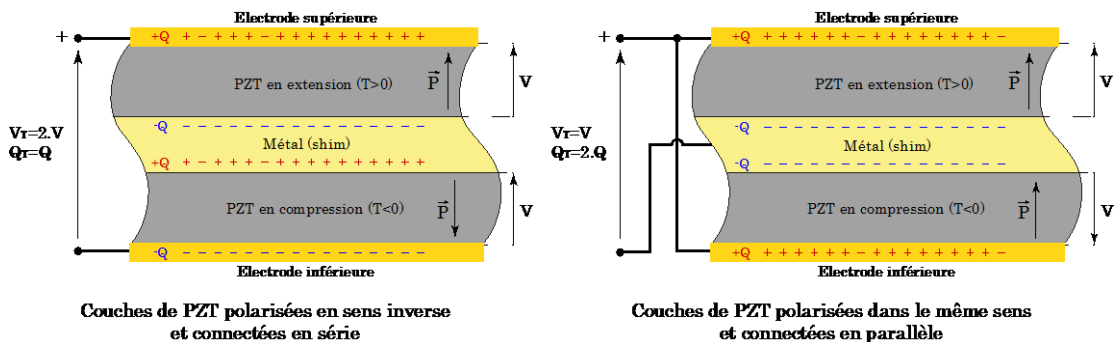


Figure 33. Configurations électrique des bimorphes suivant la polarisation des deux couches piézoélectriques. Connection en série à droite et en parallèle à gauche.

Dans notre cas, les deux couches sont polarisées en sens contraire. Ce choix a été conditionné par le fait que cette configuration impose une connexion série qui est plus simple à réaliser. En effet, dans ce cas, la couche structurale métallique est laissée flottant et ne nécessite donc pas de prise de contact qui aurait été très difficile compte tenu des dimensions du système.

Chapitre

3

Matériaux piézoélectriques et fiabilité

Ce chapitre portera sur les principes fondamentaux de la piézoélectricité et sur les matériaux qui y sont associés. Dans la première partie, nous rappellerons la physique sous-jacente à ce phénomène et sa description mathématique en se bornant à l'approximation linéaire. Ceci est nécessaire à la bonne compréhension par le lecteur des modèles qui seront développés par la suite. Dans une seconde partie, après un rapide tour d'horizon des différents matériaux piézoélectriques existants, nous nous focaliseront sur les céramiques PZT qui constituent l'élément actif du dispositif étudié. Outre l'aspect matériau, nous aborderons la problématique liée à l'étude de la fatigue des céramiques PZT et des dispositifs qui sont basés sur leur emploi.

3.1 Historique et usage de la piézoélectricité

3.1.1 Historique de la piézoélectricité

La première observation qualitative du phénomène piézoélectrique a été effectuée par un minéralogiste français, l'Abbé René Just Haüy en 1817. Cependant, la première démonstration expérimentale mettant en exergue les phénomènes macroscopiques piézoélectriques des structures cristallines a été attribuée aux frères *Pierre et Jacques Curie* en 1880. L'expérience, simple et ingénieuse, n'a nécessité pas plus qu'une feuille d'étain, du fil, et une scie de bijoutier pour ce qui est de la préparation des échantillons : les Curie ont mis en évidence l'accumulation de charges électriques à la surface d'un certain nombre de matériaux (tel le quartz, la topaze, la tourmaline et le sel de Rochelle⁸) lorsqu'ils ont soumis à des contraintes mécaniques. Le schéma de l'expérience originelle est montré sur la Figure 34. Durant cette expérience le choix des matériaux testés a été conditionné par leur comportement pyroélectrique (accumulation de charges électriques sous l'effet de la chaleur) qui avait déjà été observé expérimentalement. Les résultats obtenus ont confirmé les prédictions des Curie à propos des origines cristallographiques de la pyroélectricité de certains matériaux qui ne forment qu'un sous ensemble des cristaux piézoélectriques [52].

Dans l'article publié en 1882 et décrivant leur expérience et les résultats obtenus, ils résument les effets piézoélectriques observés de la sorte :

- 1) "Les quantités d'électricité dégagées aux extrémités d'un axe lors d'une déformation sont égales et de signes contraires."
- 2) "Les quantités d'électricité dégagées à une des extrémités sont égales et de signes contraires pour deux déformations inverses l'une de l'autre."
- 3) "Les quantités d'électricité dégagées sur chaque extrémité sont proportionnelles à la variation de pression."
- 4) "Pour une même variation de pression, lorsqu'elle s'exerce suivant la direction aux extrémités de laquelle on recueille l'électricité, les quantités d'électricité dégagées sont indépendantes des dimensions du cristal."
- 5) "Pour une même variation de pression, lorsqu'elle s'exerce normalement à la direction suivant laquelle on recueille l'électricité, les quantités d'électricité dégagées sont proportionnelles au rapport de la longueur à l'épaisseur ; elles sont indépendantes de la longueur du cristal."

⁸Egalement appelé sel de Seignette

Par le biais de ces cinq constatations, les frères Curie décrivent pour la première fois de manière qualitative et quantitative l'effet piézoélectrique direct qui est détaillé plus en détail dans la suite.

L'étymologie du préfixe "piezo" découle du grec ancien et signifie "presser" ou "serrer" et est utilisé afin de distinguer ce phénomène des autres relatif à d'autres domaines énergétiques tels que la "pyroélectricité" ou encore la "photoélectricité" (émission d'électrons par certains métaux soumis à des radiations lumineuses).

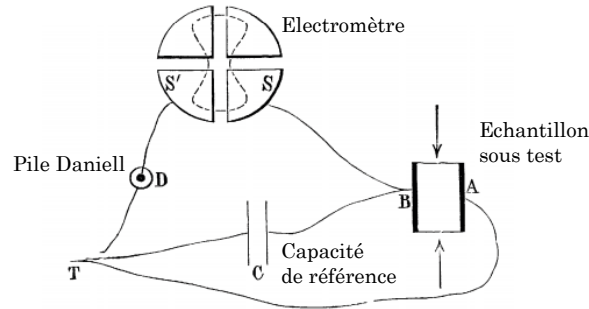


Figure 34. Schéma de principe du montage utilisé par les frères Curie pour mener à bien leurs expériences. Ce schéma est tiré de l'article original des frères Curie publié en 1882.

A la suite de l'expérience des frères Curie, il n'a pas été immédiatement prouvé que les matériaux présentant l'effet piézoélectrique direct (polarisation électrique suite à une contrainte mécanique appliquée) présentent également celui inverse (mouvement mécanique suite à un champ électrique appliqué). C'est grâce aux travaux du physicien *Gabriel Lippmann*, qui s'est basé sur les principes fondamentaux de la thermodynamique, que l'effet de piézoélectricité inverse a été déduit théoriquement en 1881. Ceci a été confirmé expérimentalement par la suite par les frères Curie, qui ont quantifié la réversibilité des phénomènes elastoélectriques dans les matériaux piézoélectriques.

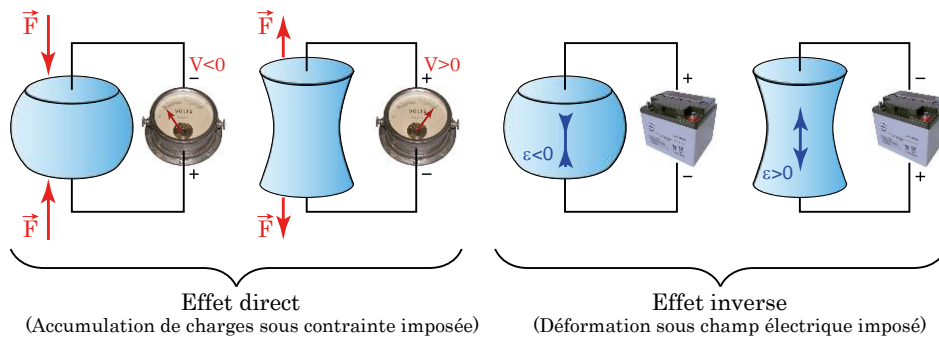


Figure 35. Réversibilité du phénomène piézoélectrique

A partir de là, les travaux portant sur ce phénomène n'ont pas cessés de prendre de l'ampleur, et ont mené à l'identification de nombreux matériaux piézoélectriques sur la base de l'asymétrie de leurs structure cristalline.

Plus d'un quart de siècle plus tard, et stimulé par la première guerre mondiale, l'une des premières applications utilisant le phénomène piézoélectrique voit le

jour. Le physicien *Paul Langevin*, aidé de *Constantin Chilowski*, conçoivent en 1917, sur la base des travaux du physicien canadien *Robert William Boyle*, un détecteur ultrasonique passif pour sous-marins. Celui-ci permet d'émettre une onde sonore de fréquence élevée (de l'ordre de 38 kHz) et de détecter son écho de retour afin d'en déduire la position des bâtiments ennemis. Ce capteur est composé d'une mosaïque de cristaux piézoélectriques placés entre deux plaques d'acier (structure dite de "triplet de Langevin"). Malgré son atout indéniable, cette application n'a pas été employée à grande échelle et n'a été usitée que sur quelques bâtiments à la toute fin du conflit⁹. Malgré sa diffusion limitée, ce concept a stimulé le développement intensif d'un nombre grandissant de dispositifs piézoélectriques entre les deux guerres (notamment les microphones et les résonateurs à quartz comme montré sur Figure 36) qui présentaient encore à cette époque des performances limitées.

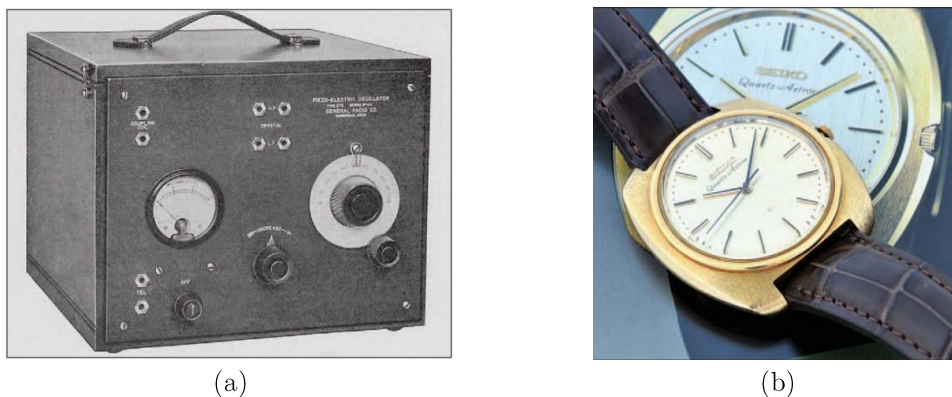


Figure 36. Premier oscillateur à quartz commercialisé en 1924 : le "General Radio Type 275" (a). Première montre à quartz commercialisée 45 ans plus tard en 1969 : la Seiko Astron (b).

A partir des années quarante, les progrès en science des matériaux ont permis de développer les piézoceramiques telles les titanates de baryum (BaTiO_x) et surtout les titanates zirconates de plomb (PZT - $\text{Pb}(\text{Zr}_x, \text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$) qui présentent de forts coefficients de couplage et des propriétés modulables par dopage métallique (constante diélectrique, coefficient de couplage, rigidité). De plus elles sont plus faciles à mettre en œuvre contrairement à certains matériaux tels les sels de Rochelle utilisés jusqu'alors dans bon nombre d'applications comme les premiers accéléromètres commerciaux fabriqués par l'entreprise Brüel & Kjær (B&K) (Figure 37). En effet les sels de Rochelle sont solubles dans l'eau et donc très sensibles à l'humidité. A partir de l'introduction des piézoceramiques, la philosophie de conception des dispositifs a changé : le matériau n'est plus le frein principal à l'obtention de l'application visée.

⁹ Les sonars n'ont été réellement utilisés qu'à partir de la seconde guerre mondiale initialement par les Britanniques via les systèmes Asdic (*Anti-Submarine Detection Investigation Committee*)

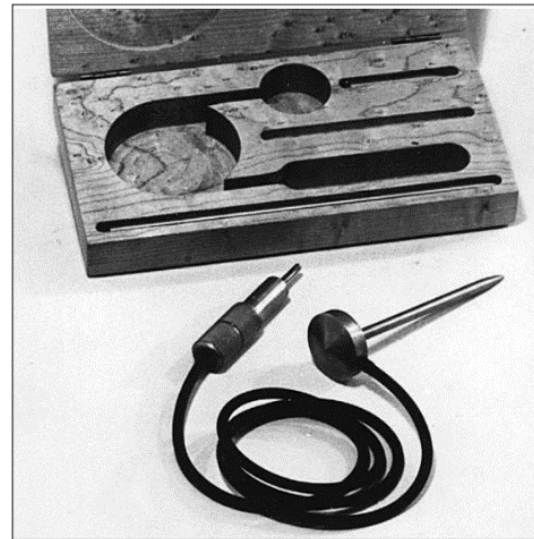
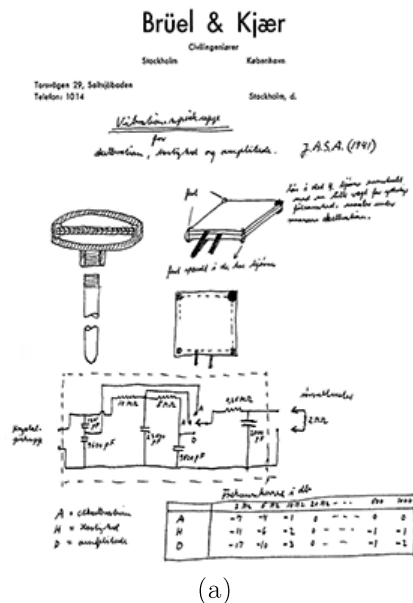


Figure 37. Schéma originel du premier accéléromètre commercialisé en 1945~1948 : modèle 4303 de la société B&K (a). Photo du dispositif (b). Le sel de Rochelle utilisé initialement a été remplacé par une piézo-céramique à partir du début des années 50.

Même si les céramiques de type PZT, mises au point au début des années cinquante, sont certainement les plus employées actuellement toutes applications confondues, il serait faux de penser que les développements sur les matériaux piézoélectriques ont pour autant cessé. Ainsi, stimulé par les directives REACH¹⁰/RoHS¹¹ de plus en plus strictes vis-à-vis de l'emploi du plomb contenu dans le PZT, de nombreuses autres céramiques sont étudiées ($\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3$, $\text{Bi}_{0.5}\text{K}_{0.5}\text{TiO}_3$, $\text{Na}_{0.5}\text{K}_{0.5}\text{NbO}_3$, KNbO_3 ...) mais également les piézopolymères (PVDF¹² ...) et plus récemment les matériaux piézoélectriques synthétiques tels les piézoélectrets.

3.1.2 Applications de la piézoélectricité

D'une manière un peu caricaturale, il existe trois principaux domaines d'application de la piézoélectricité suivant le ou les effet(s) employé(s) :

- Dispositifs utilisant l'effet inverse (actionneurs) : haut-parleurs, sonars, micro positionneurs, moteurs, injecteurs ...
- Dispositifs utilisant l'effet direct (capteurs, générateurs) : microphones, capteurs, systèmes de récupération d'énergie, système d'allumage ...

¹⁰ REACH : Registration, Evaluation, Authorisation and Restriction of Chemicals

¹¹ RoHS : Restriction of Hazardous Substances

¹² PVDF : PolyVinylidene Fluoride

- Dispositifs utilisant les deux effets : filtres, base de temps, capteurs actifs, sondes ultrasonores émettrices/réceptrices ...

Dans la suite, nous allons présenter certaines de ces applications sans être exhaustif.

3.1.2.1 Dispositifs utilisant l'effet piézoélectrique inverse

Les applications mettant en œuvre l'effet piézoélectrique inverse sont celles où il y a une conversion énergétique du domaine électrique vers le domaine mécanique afin de produire un mouvement ou d'induire des contraintes.

L'application qui est certainement la plus courante et la plus connue est la "capsule" piézoélectrique utilisée en tant que "buzzer" dans un grand nombre de dispositifs grand public. Ce dispositif se compose d'une couche de céramique piézoélectrique métallisée et collée à la surface d'un disque de laiton. Le laiton ainsi que la couche métallique sont employés afin de polariser la céramique active qui se déforme et permet ainsi la production de son dans une large bande de fréquence (de 1 kHz, jusqu'à plus de 100 kHz dans certains cas). Outre son faible prix, ce type de transducteur présente l'avantage d'être très peu encombrant et robuste (pas de parties mécaniques mobiles). Son principal désavantage, outre sa faible qualité acoustique, est de présenter une forte capacité électrique : notons que ce dernier point est commun à la grande majorité des systèmes piézoélectriques.

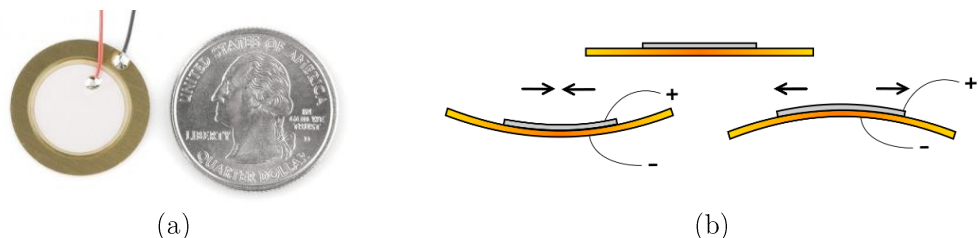


Figure 38. Transducteur piézoélectrique de type "buzzer" (a). Modes de déformation de ce type de transducteur suivant la polarité de la tension appliquée (b).

Moins anecdotiques, les actionneurs piézoélectriques linéaires sont de plus en plus employés dans les systèmes industriels et dans le domaine émergent de la microrobotique lorsque l'on a besoin d'une grande précision de positionnement néanmoins au prix d'une course faible. Ce dernier point peut être atténué par l'emploi de systèmes d'amplification de mouvements mécaniques plus ou moins complexes. Notons que les actionneurs linéaires sont également employés dans les systèmes d'injection (têtes d'impression, injecteur diesel) où l'on met à profit, en plus de leur précision, leur grande rapidité de mouvement.

Outre les actionneurs linéaires utilisant la déformation statique d'une piézocéramique, citons les moteurs piézoélectriques, rotatifs ou linéaires, qui utilisent une onde de déformation progressive au niveau du stator afin de mouvoir

le rotor. C'est notamment ce type de moteur qui est actuellement souvent employé dans les systèmes autofocus et dans les montres de dernière génération.

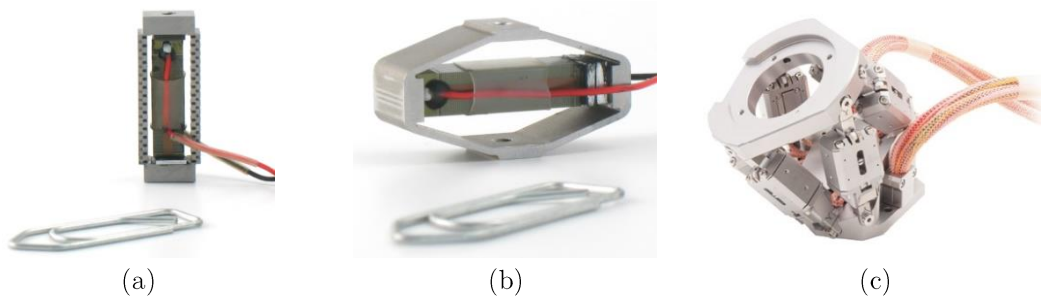


Figure 39. Actionneur linéaire simple (a) et à mouvement amplifié (b) (©Cedrat Technologies).
Hexapode actionné via des moteurs linéaires piézoélectrique (c) (©PI).

3.1.2.2 Dispositifs utilisant l'effet piézoélectrique direct

Les applications mettant en œuvre l'effet piézoélectrique direct sont celles où il y a une conversion énergétique du domaine mécanique vers le domaine électrique. La céramique soumise à des contraintes mécaniques se comporte alors comme un générateur de charges qu'il est possible de collecter via une (ou des) paire(s) d'électrodes judicieusement placées.

Outre les applications relatives à la récupération d'énergie déjà présentées dans ce document, l'effet piézoélectrique direct est largement employé pour la réalisation de capteurs. Historiquement les microphones, qu'ils soient ultrasonores ou non, ont certainement été les premiers dispositifs à utiliser ce principe. Dans le domaine industriel, de nombreuses jauges de contraintes utilisent cet effet avec l'avantage d'être très peu intrusives du fait de leur grande rigidité. Néanmoins, elles ne sont pas adaptées à la mesure de contraintes statiques du fait de la perte des charges électriques via les résistances de fuite en régime continu.

Cette particularité d'être insensible à un stimulus statique n'est néanmoins pas rédhibitoire dans le cas d'accéléromètres dédiés à la mesure de vibrations où l'on souhaite s'affranchir des effets de la pesanteur (accélération statique de ± 1 g). C'est le cas avec le dispositif montré dans la Figure 40 qui présente une bande passante comprise entre 0,25 Hz et 3 kHz.

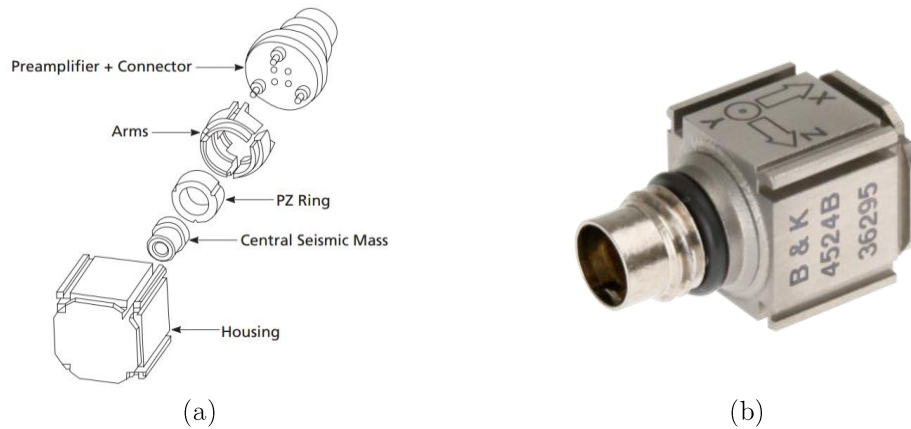


Figure 40. Accéléromètre triaxial B&K DeltaTron type 4524. Schéma de principe (a), vue du dispositif mis en boîtier (b).

3.1.2.3 Dispositifs utilisant les deux effets piézoélectriques conjointement

Les applications qui utilisent les deux effets piézoélectriques direct et inverse de manière combinée sont certainement les plus nombreuses.

Le type d'application le plus emblématique est relatif à tous les dispositifs employés en électronique à des fins de filtrage (filtres SAW¹³, BAW¹⁴ ...) ou utilisés en tant que base de temps (résonateurs à quartz).

Les filtres de type SAW utilisent deux paires d'électrodes à la surface du substrat piézoélectrique : une émettrice et une autre réceptrice (Figure 41 (a)). Le signal d'entrée est appliqué aux électrodes émettrices ce qui induit, par effet piézoélectrique inverse, une onde de surface au niveau du substrat. Si la fréquence de cette onde correspond aux modes de surface du dispositif, elle va se propager jusqu'aux électrodes de réception est induire un signal par effet piézoélectrique direct : on réalise ainsi un filtre dont la bande passante est fixée par la géométrie et le matériau formant le substrat. Les BAW fonctionnent sur le même principe mais en employant non pas des modes de surface mais des modes de structure à plus hautes fréquences. Les matériaux piézoélectriques traditionnellement utilisés pour ces deux types de dispositif sont (liste non exhaustive) l'oxyde de Zinc (ZnO), le nitrure d'aluminium (AlN), le niobate de lithium (LiNbO₃) ou encore le nitrure de gallium (GaN).

Contrairement aux dispositifs SAW et BAW, les résonateurs à quartz, de conception plus simple, n'utilisent qu'une seule paire d'électrodes positionnées de part et d'autre d'un substrat piézoélectrique (Figure 41 (b)). Le dipôle ainsi

¹³ SAW : Surface Acoustic Wave

¹⁴ BAW : Bulk Acoustic Wave

réalisé a une impédance présentant deux pics caractéristiques (pic de résonance et d'anti-résonance) relatifs au couplage électromécanique à la résonance mécanique du substrat (action conjointe de l'effet direct et inverse). Là aussi la fréquence de résonance et donc celle des pics est fixée par la géométrie. Le quartz est le matériau traditionnellement utilisé pour ce type de dispositifs du fait de sa grande stabilité thermique¹⁵ gage d'une fréquence de résonance stable avec la température.

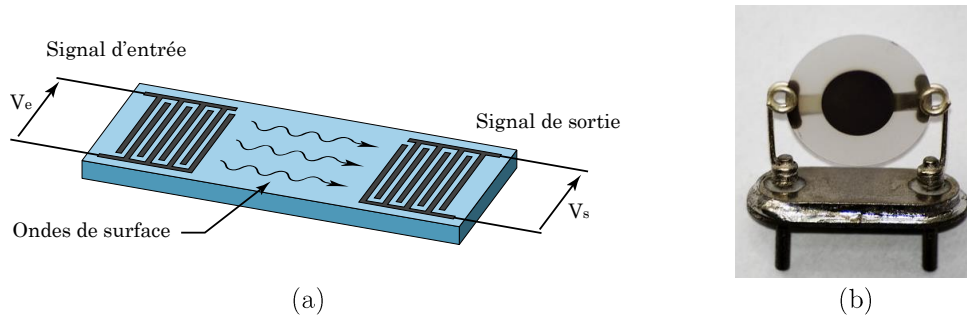


Figure 41. Architecture d'un filtre SAW (a). Oscillateur à quartz décapoté (b).

Dans le domaine des capteurs, ceux employant les deux effets piézoélectriques sont nombreux et nous nous limiterons à présenter à titre d'exemple les capteurs inertiels vibrants développés à l'ONERA¹⁶ : les accéléromètres de type VIA/DIVA (*Vibrating Inertial Accelerometer/Differential Inertial Vibrating Accelerometer*) et les gyromètres de type VIG (*Vibrating Integrated Gyrometer*) visibles sur la Figure 42.



Figure 42. Accéléromètre DIVA composé de deux structures VIA montée tête bêche pour opérer une mesure différentielle (a), gyromètre VIG (b).

Les accéléromètres VIA, intégralement réalisés en quartz à l'exception des électrodes, se composent d'une lame vibrante dont l'une des deux extrémités est fixée à une masse d'épreuve. Sous l'effet des forces d'inertie, cette masse va induire des contraintes axiales à la lame faisant varier sa fréquence de vibration

¹⁵ Le coefficient de dilatation du quartz est l'un de plus faible connu avec une valeur de $0,33e-6 \text{ K}^{-1}$.

¹⁶ ONERA : Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales

: c'est la mesure de cette fréquence qui permet ainsi la détermination de l'accélération. La lame vibrante est munie de deux paires d'électrodes : une pour l'excitation (effet inverse) et une autre pour la détection (effet direct).

Les gyromètres VIG sont réalisés sur la base de la même technologie. Ils utilisent une structure de type de diapason dont les bras sont mis en résonance dans le plan du système via une paire d'électrode (effet inverse). Sous l'effet des forces de Coriolis lors d'une rotation subie par le dispositif, un mouvement hors plan est induit et mesuré via une autre paire d'électrodes (effet direct).

Enfin, citons les sondes d'échographie ultrasonores employées pour l'imagerie médicale mais également dans le domaine du control non destructif (CND). De manière simple, il en existe de deux types à simple ou double élément comme montré sur la Figure 43. Dans le premier cas, un même transducteur est employé successivement en tant qu'émetteur (effet inverse) et en tant que récepteur (effet direct). Dans le second, deux éléments piézoélectriques distincts sont employés à cette fin.

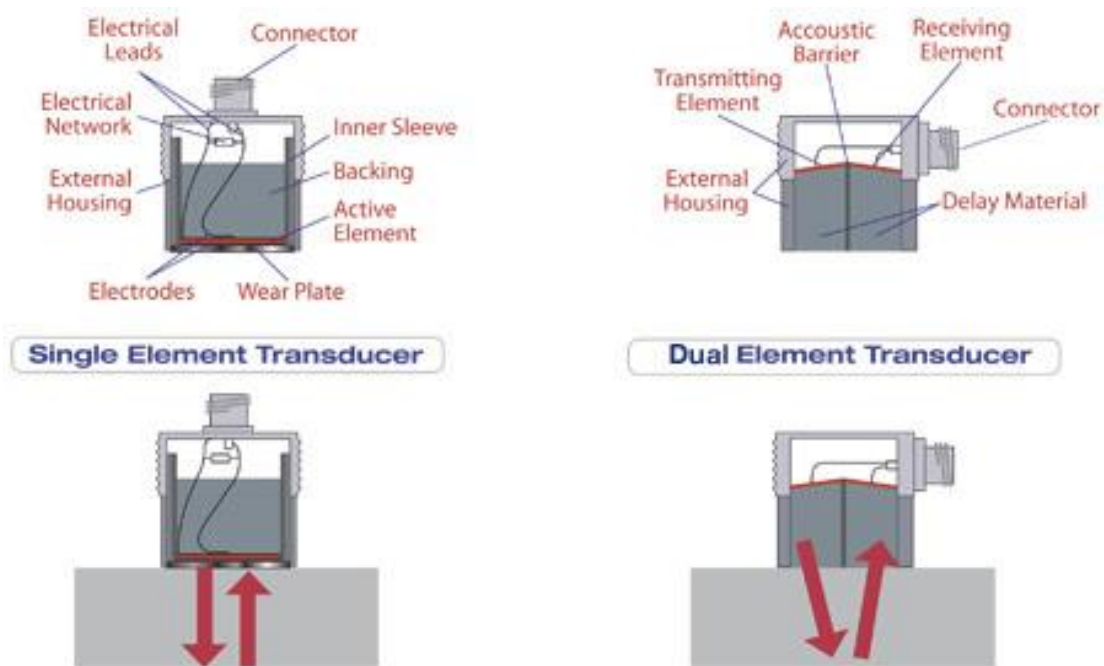


Figure 43. Principe d'une sonde d'échographie. Sonde à l'élément simple utilisé à la fois pour l'émission et la réception à droite, éléments différents pour l'émission et la réception à gauche. (© Olympus)

Notons que pour reconstituer l'image de l'organe ou de la pièce observée il est nécessaire de réaliser un balayage sectoriel du faisceau ultrasonore. Dans certains systèmes, le transducteur est mis en mouvement via un système mécanique. D'autres n'ont aucune partie mécanique mobile et sont constitués d'une batterie de transducteurs pointant chacun dans une direction fixe de l'espace.

3.2 Physique de la piézoélectricité linéaire

Comme abordé précédemment, la piézoélectricité se manifeste par une variation du champ de polarisation électrique de certains matériaux diélectriques (cristaux, polymères, ou composites) quand ils sont soumis à des contraintes mécaniques. Cet effet étant réversible, l'application d'un champ électrique induit des déformations au sein de celui-ci.

Les grandeurs physiques (température, champ électrique ou contrainte mécanique) sont couplées au sein des matériaux piézoélectriques. Ceci se traduit par des relations réversibles décrites par les lois thermodynamiques comme mis en évidence dans le schéma ci-après [53].

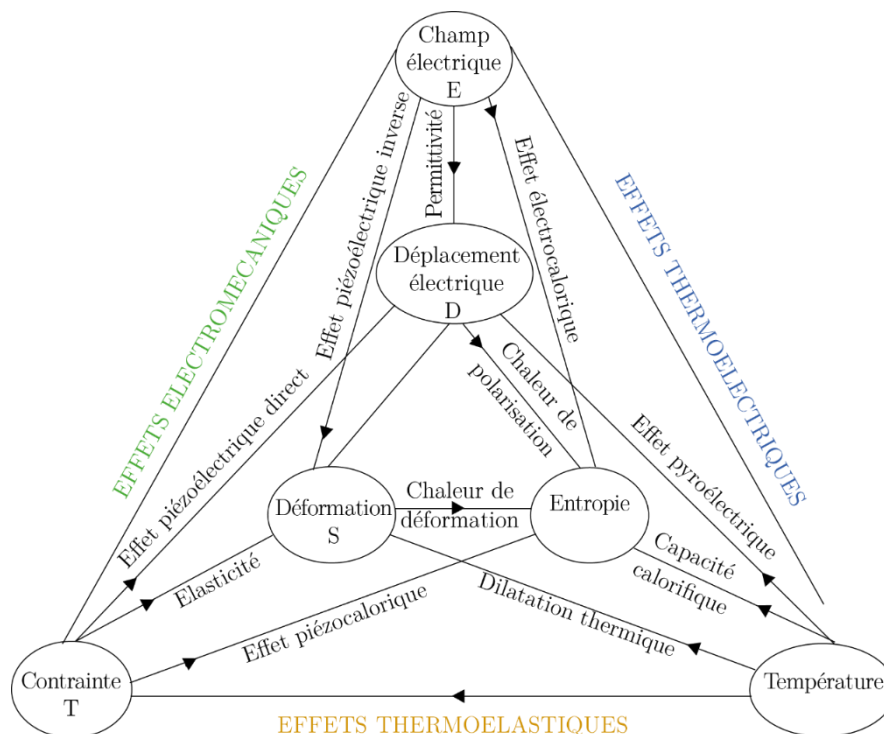


Figure 44. Relations qui régissent les propriétés thermiques, électriques et mécaniques au sein d'un cristal piézoélectrique.

Dans la suite, nous allons présenter la modélisation mathématique de ce phénomène et les termes qui y sont associés en restant dans l'approximation linéaire (approximation dite de la piézoélectricité linéaire). Notons que les effets pyroélectriques seront toujours négligés.

3.2.1 Champ de polarisation électrique

Au sein d'un diélectrique, les charges électriques positives et négatives sont organisées de telle manière que la charge électrique totale (somme des charges de volume et de surface) est strictement nulle. Sous l'effet d'un champ électrique imposé et/ou sous l'effet de contraintes mécaniques dans le cas des matériaux piézoélectrique, les charges électriques se déplacent par rapport à leur position d'équilibre comme montré sur la Figure 45. De ce fait, le barycentre des charges

positives se déplace par rapport à celui des charges négatives ce qui induit à l'échelle atomique la formation de dipôles de moment p non nul. Le moment dipolaire p_n d'un n-ième dipôle est tel que :

$$\vec{p}_n = q_n \cdot \vec{r}_n \quad (3.1)$$

Où q_n est la charge électrique positive du dipôle et r_n son déplacement relatif par rapport à celle négative.

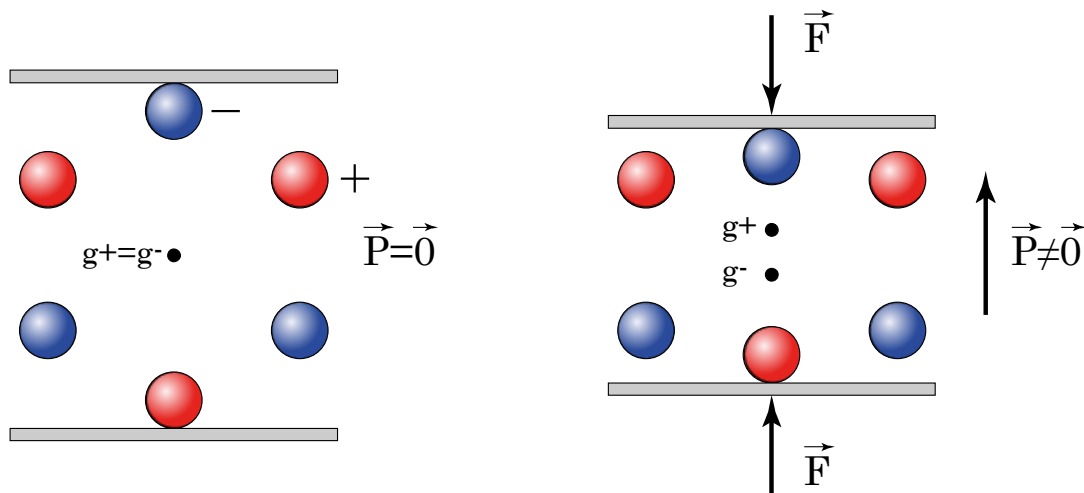


Figure 45. Mécanisme de polarisation d'un matériau piézoélectrique par mouvement des barycentres des charges électriques sous l'effet d'une contrainte mécanique.

Le champ de polarisation électrique, noté P , est relatif au moment dipolaire moyen du matériau par unité de volume Δv et est défini tel que ci-dessous :

$$\vec{P} = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta v} \cdot \sum_n \vec{p}_n = \rho^+ \cdot \vec{d} \quad (3.2)$$

Ici ρ^+ est la densité volumique de charge électrique positive se déplaçant d'une distance moyenne d . Dans le cas des matériaux piézoélectriques qui nous intéressent ici, le champ de polarisation P défini ici varie en fonction des contraintes mécaniques même en l'absence de champ électrique extérieur appliqué.

Comme le montre la Figure 46, si le champ de polarisation n'est pas constant, il se crée un déséquilibre local en charge électrique. Il est possible de relier quantitativement ce déséquilibre à une densité volumique de charge électrique dite de polarisation (dite également liée), notée ρ_p , telle que :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{P} = \rho_p \quad (3.3)$$

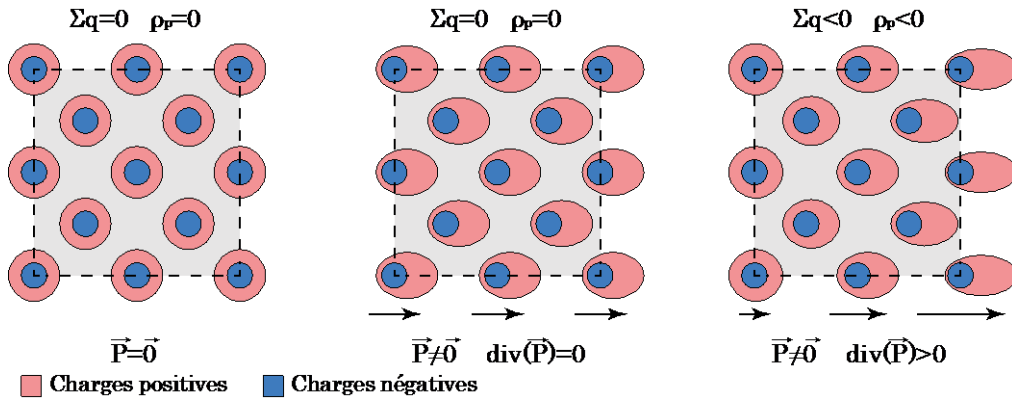


Figure 46. Polarisation au sein d'un matériau diélectrique (charges négatives fixes). Polarisation nulle à gauche, constante au centre et non-uniforme à droite qui met en évidence une densité de charge de polarisation négative.

3.2.2 Caractéristique ferroélectrique

Certains matériaux piézoélectriques présentent un champ de polarisation électrique non nul même en absence tout champ extérieur appliqué : ils sont ferroélectriques. La caractéristique de la polarisation P décrit alors un cycle d'hystérésis en fonction du champ électrique appliqué E comme montré ci-dessous :

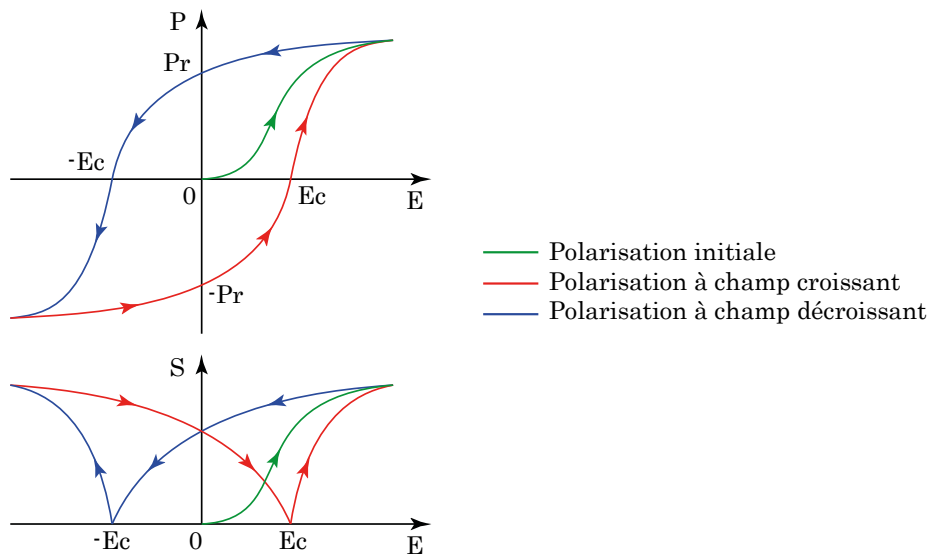


Figure 47. Polarisation et déformation d'un matériau ferroélectrique en fonction du champ électrique appliqué. La déformation est considérée suivant la direction de la polarisation qui change de signe durant le cycle.

Le cycle d'hystérésis de la polarisation est plus ou moins fermé suivant que le matériau est dit "doux" ou "dur" et est caractérisé par deux valeurs :

- La polarisation rémanente P_r : valeur de la polarisation à champ nulle après une première polarisation.
- Le champ coercitif E_c : valeur du champ électrique à appliquer pour dépolariiser complètement le matériau.

Un matériau "doux" présentera un cycle d'hystérésis fermé avec une polarisation rémanente et un champ coercitif faibles alors qu'un matériau "dur" présentera un cycle d'hystérésis plus ouvert avec une polarisation rémanente et un champ coercitif élevés.

Notons que pour des températures au-delà d'une limite, définie par la température de Curie¹⁷ notée T_c , un matériau ferromagnétique perd sa polarisation électrique.

3.2.3 Champ d'induction électrique

Outre les charges de polarisation, un matériau diélectrique peut également comporter des charges libres relatives à une densité volumique notée ρ_l . Ceci nous permet d'exprimer la variation locale du champ électrique E via le théorème de Gauss :

$$\vec{\nabla} \cdot (\epsilon_0 \cdot \vec{E}) = \rho_p + \rho_l \quad (3.4)$$

Où ϵ_0 la permittivité du vide¹⁸. En employant la loi de variation locale de P :

$$\vec{\nabla} \cdot (\epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P}) = \rho_l \quad (3.5)$$

Cette dernière expression nous amène à définir le champ d'induction électrique (également appelée champ de déplacement électrique), noté D , ainsi que sa loi de variation locale qui n'est autre qu'une réécriture du théorème de Gauss généralisé aux milieux matériels :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P} \Rightarrow \vec{\nabla} \cdot (\epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P}) = \vec{\nabla} \cdot (\vec{D}) = \rho_l \quad (3.6)$$

Dans le cas d'un matériau diélectrique non ferroélectrique (P nul pour E nul), le champ de polarisation P est linéaire en fonction du champ électrique E appliqué :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P} \Rightarrow \vec{\nabla} \cdot (\epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P}) = \vec{\nabla} \cdot (\vec{D}) = \rho_l \quad (3.7)$$

$$\vec{P} = \epsilon_0 \cdot \chi_e \cdot \vec{E} \quad (3.8)$$

Avec χ_e la susceptibilité électrique du milieu. Ceci permet de récrire l'expression du champ de déplacement électrique D en faisant apparaître la permittivité du milieu ϵ ou encore sa permittivité relative ϵ_r :

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \epsilon_0 \cdot \vec{E} + \vec{P} \\ \vec{P} &= \epsilon_0 \cdot \chi_e \cdot \vec{E} \end{aligned} \Rightarrow \vec{D} = \epsilon_0 \cdot (1 + \chi_e) \cdot \vec{E} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad (3.9)$$

¹⁷ T_c est égale à 573°C pour le quartz et est comprise entre 180°C et 380°C pour les céramiques PZT.

¹⁸ $\epsilon_0 = 8,85418782 \text{ F/m}$. Il est important de noter que cela serait ici une erreur de prendre la permittivité du matériau $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$ qui est le reflet de l'action de la polarisation elle-même.

Notons que dans le cas des matériaux isotropes, leur susceptibilité électrique et donc leur permittivité sont des scalaires. Dans les autres cas, ces grandeurs peuvent être des tenseurs.

3.2.4 Equations de couplage : formes en "d" et "e"

Les équations de couplage de la piézoélectricité relient le champ électrique E et le champ de déplacement D (et par conséquent la polarisation P) aux paramètres mécaniques que sont la contrainte T et la déformation S . Leur écriture, dans l'approximation linéaire, n'est pas unique et elles peuvent être exprimées sous différentes formes résumées dans le tableau ci-dessous :

Formes	Variables indépendantes	Grandeurs électriques	Grandeurs mécaniques
Forme en "d"	E, T	$\vec{D} = \varepsilon^T \cdot \vec{E} + d \cdot T$	$S = s^E \cdot T + d^t \cdot \vec{E}$
Forme en "e"	E, S	$\vec{D} = \varepsilon^S \cdot \vec{E} + e \cdot S$	$T = c^E \cdot S + e^t \cdot \vec{E}$
Forme en "g"	D, T	$\vec{E} = \beta^T \cdot \vec{D} - g \cdot T$	$S = s^D \cdot T + g^t \cdot \vec{D}$
Forme en "h"	D, S	$\vec{E} = \beta^S \cdot \vec{D} - h \cdot S$	$T = c^D \cdot S + h^t \cdot \vec{D}$

Tableau 3. Différentes formes d'écriture des équations de couplage de la piézoélectricité linéaire.

Dans ce qui précède, l'indice indique la quantité constante (pouvant être nulle) pour laquelle le tenseur est écrit. L'indice "t" indique quant à lui l'opérateur transposé pouvant s'appliquer aux tenseurs d'ordre 2. Dans ce qui suit, nous nous intéresserons plus particulièrement aux formes en "d" et en "e" qui seront utilisées pour la modélisation des structures testées et qui sont les plus employés dans la littérature. Dans le cadre de ces deux notations, les différentes quantités usitées sont les suivantes :

- D : vecteur de déplacement électrique (en C.m⁻², tenseur d'ordre 1 de dimension 3x1)
- E : vecteur électrique (en V.m⁻¹, tenseur d'ordre 1 de dimension 3x1)
- T : tenseur de contrainte (en Pa, tenseur d'ordre 2 réduit à un tenseur d'ordre 1 de dimension 6x1 par symétrie de l'espace)
- S : tenseur de déformation (sans unité, tenseur d'ordre 2 réduit à un tenseur d'ordre 1 de dimension 6x1 par symétrie de l'espace)
- c^E : tenseur de rigidité (en Pa, tenseur d'ordre 2 de dimension 6x6)
- s^E : tenseur de souplesse (en Pa⁻¹, tenseur d'ordre 2 de dimension 6x6)
- ε^S et ε^T : tenseur de permittivité respectivement à déformations et contraintes constantes (en F.m⁻¹, tenseur d'ordre 2 de dimension 3x3)

- d : tenseur de couplage déplacement électrique/contrainte (en C.N⁻¹ ou en m.V⁻¹, tenseur d'ordre 2 de dimension 3x6)
- e : tenseur de couplage déplacement électrique/déformation (en C.m⁻² ou en N. V⁻¹.m⁻¹, tenseur d'ordre 2 de dimension 3x6)

Notons que les tenseurs de déformation et contrainte seront ici notés, sauf indication contraire, suivant l'ordre x, y, z, xy, yz et xz.

Les matériaux piézoélectriques, telles les céramiques PZT, sont polarisés suivant une direction de l'espace bien déterminée prise comme étant l'axe z. Le matériau est généralement considéré isotrope suivant le plan auquel la polarisation est normale. Ceci permet de réduire le nombre de paramètre caractérisant le comportement électromécanique du matériau à 10 : 5 constantes élastiques, 3 piézoélectriques et 2 diélectriques. Ainsi les tenseurs de rigidité c^E et de souplesse s^E à champ E constant peuvent s'écrire comme ci-dessous :

$$c^E = \begin{pmatrix} c_{11}^E & c_{12}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{12}^E & c_{11}^E & c_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ c_{13}^E & c_{13}^E & c_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66}^E \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad s^E = \begin{pmatrix} s_{11}^E & s_{12}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{12}^E & s_{11}^E & s_{13}^E & 0 & 0 & 0 \\ s_{13}^E & s_{13}^E & s_{33}^E & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44}^E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_{66}^E \end{pmatrix}$$

Les tenseurs de couplage d et e :

$$d = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad e = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e_{15} & 0 & 0 \\ e_{31} & e_{31} & e_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Enfin, les tenseurs de permittivité ε^S et ε^T :

$$\varepsilon^S = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11}^S & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^S & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^S \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \varepsilon^T = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11}^T & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11}^T & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33}^T \end{pmatrix}$$

3.2.5 Passage de la forme en "d" à la forme en "e" et inversement

Il est courant que les fournisseurs de matériaux piézoélectriques ne donnent que les paramètres relatifs à la forme en "d" qui est d'un emploi plus répandu. Néanmoins la forme en "e" peut être utile et il convient de pouvoir passer d'une forme à une autre.

A partir des équations de couplage électromécaniques des deux formes considérées, il est facile de déterminer les différentes relations de passage. Ainsi, ces relations pour passer de la forme en "d" à la forme en "e" sont :

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

Ces dernières relations sont valables que si le tenseur de rigidité (et donc de souplesse) est symétrique si qui est vrai compte tenu des hypothèses considérées (matériau isotrope suivant le plan normal auquel la polarisation est normale).

Pour ce qui est du passage de la forme en "e", à la forme en "d", les relations sont les suivantes :

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

3.2.6 Comportement macroscopique du champ de déplacement électrique

- Dans un diélectrique parfait

Dans le cas d'un diélectrique parfait (totalement isolant comme les cristaux et céramiques piézoélectrique en premières approximations), la densité de charge libre au sein du matériau est nulle ($\rho_l=0$). Le champ D est alors conservatif ce qui implique :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{D}) = 0 \Rightarrow \frac{\partial D_x}{\partial x} = 0 ; \frac{\partial D_y}{\partial y} = 0 ; \frac{\partial D_z}{\partial z} = 0 \quad (3.10)$$

- Dans un conducteur parfait

Dans le cas d'un conducteur parfait (typiquement un métal considéré comme tel), le champ électrique est nul tout comme le champ de polarisation : le champ D est par conséquent lui aussi nul.

- Discontinuité

Dans le cas des structures étudiées dans le cadre de ce travail de thèse, nous serons souvent confrontés à des interfaces entre deux matériaux (diélectriques ou conducteurs) présentant des champs de déplacement électrique différents. En appliquant le théorème de Gauss à un cylindre d'épaisseur et de section infinitésimal à cheval sur l'interface comme montré sur la Figure 48, il est possible d'exprimer la relation de discontinuité de D entre deux matériaux :

$$(\vec{D}_2 - \vec{D}_1) \cdot \vec{n}_{12} = \sigma_1 \quad (3.11)$$

Ici, D_1 et D_2 sont respectivement les champs de déplacement électrique au sein des matériaux 1 et 2 au niveau de l'interface, n_{12} la normale à l'interface dirigée du matériau 1 vers le matériau 2 et σ_l la densité surfacique de charge libre.

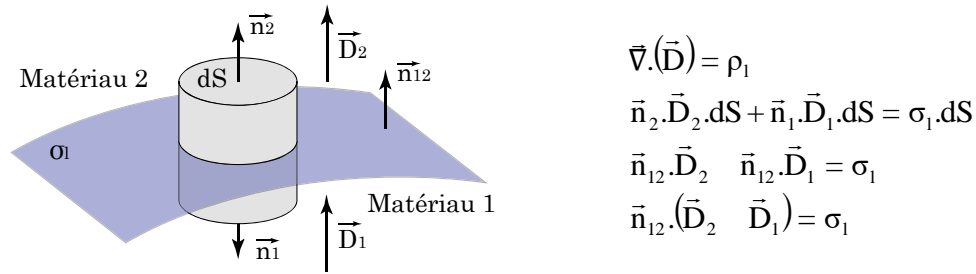


Figure 48. Discontinuité du champ de déplacement électrique à une interface.

- Comportement en circuit ouvert

Dans le cas d'une structure constituée de deux électrodes enserrant un matériau piézoélectrique (condensateur plan dont le diélectrique est un matériau piézoélectrique), si celle-ci est à circuit-ouvert, le champ D est nul.

- Comportement en circuit fermé

Dans le cas de la même structure que précédemment, si celle-ci est à circuit-fermé (électrodes court-circuitées et donc au même potentiel), le champ E est nul.

3.2.7 Modes et coefficients de couplage électromécaniques

Il est possible de positionner les électrodes permettant de polariser un matériau piézoélectrique de différentes manières par rapport à sa direction de polarisation (axe z). Suivant quel axe les électrodes sont placées, telles ou telles déformations seront induites par effet indirect et inversement telles ou telles déformations pourront générer des charges électriques au niveau des électrodes.

Les coefficients de couplage électromécaniques, notés k , sont communément employés afin de quantifier l'efficacité de conversion (taux de conversion) énergétique d'un matériau piézoélectrique donné. Ils sont définis comme ci-dessous en fonction que l'on réalise une conversation du domaine mécanique vers le domaine électrique (effet piézoélectrique direct) ou l'inverse (effet piézoélectrique inverse) :

$$k^2 = \frac{\text{Energie électrique emmagasinées}}{\text{Energie mécanique fournie}}$$

$$k^2 = \frac{\text{Energie mécanique emmagasinées}}{\text{Energie électrique fournie}}$$

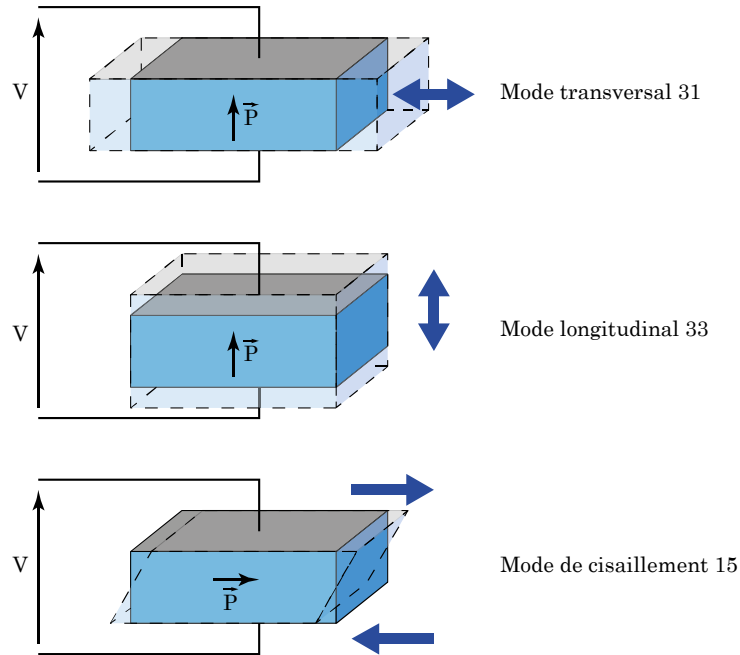


Figure 49. Principaux modes de couplage piézoélectrique.

On parle de coefficients de couplage k au pluriel car ils dépendent du mode de couplage électromécanique employé. Ainsi pour les trois modes de couplage définis précédemment les valeurs de k sont :

$$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \cdot \epsilon_{33}^T} \quad k_{33}^2 = \frac{d_{33}^2}{s_{33}^E \cdot \epsilon_{33}^T} \quad k_{15}^2 = \frac{d_{15}^2}{s_{55}^E \cdot \epsilon_{11}^T}$$

Les relations de k_{31} et k_{33} sont donnés dans l'approximation des contraintes planes (les contraintes orthogonale à la direction du chargement sont nulles : on laisse le système se relaxer dans ces directions).

3.3 Matériaux piézoélectriques

3.3.1 Piézoélectricité dans le cas des matériaux cristallins

Parmi les 32 classes de symétrie cristallines définies par Bravais (Figure 50), les cristaux piézoélectriques sont ceux qui présentent un couplage électromécanique au niveau de leur maille cristalline [54]. Dix classes cristallines parmi les 20 piézoélectriques sont pyroélectriques ce qui signifie que leur polarisation est proportionnelle à la variation de température. Enfin, parmi les 10 classes pyroélectriques seules 5 sont ferroélectriques et se distinguent par leur propriété de présenter une polarisation électrique rémanente (pour rappel, leur polarisation est non nul même en l'absence de tout champ).

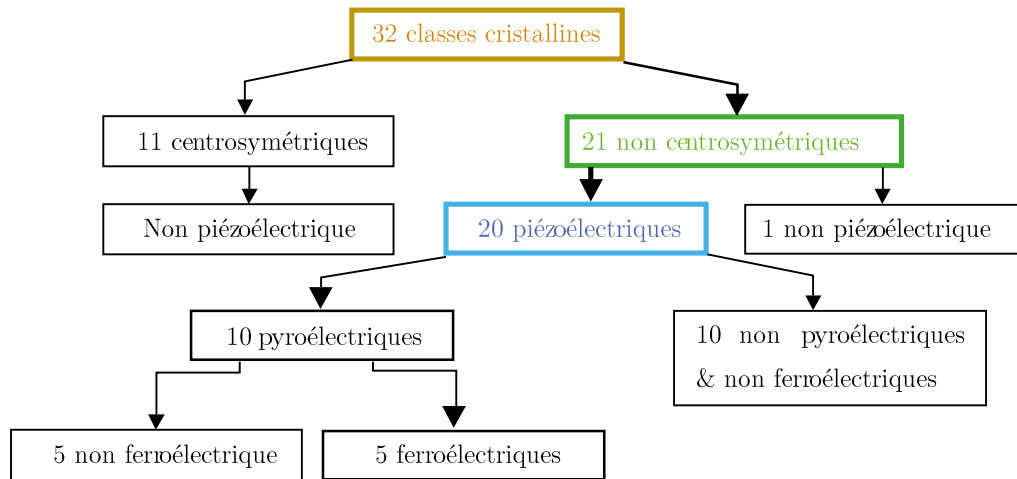


Figure 50. Hiérarchisation des classes cristallines.

Le phénomène piézoélectrique est observé dans le cas de certains corps cristaux ayant une anisotropie cristalline non centrosymétrique. Toute contrainte en compression, élongation ou cisaillement appliquée sur la structure déforme la maille du réseau cristallin, ce qui forme des dipôles électriques sous l'effet de la dissociation des charges positives et négatives.

Actuellement plusieurs familles de matériaux piézoélectriques peuvent être rencontrées. Parmi les plus répandues industriellement ou dans le milieu de la recherche citons :

- les monocristaux type quartz, LiNbO_3 , LiTaO_3 , PMN-PT, PZN-PT
- les céramiques massives dont le PZT
- les polymères type PVDF ou copolymère P(VDF-TrFE)
- les matériaux ferroélectret composites et piézocomposites type MFC¹⁹ ou AFC²⁰

3.3.2 Les monocristaux

Généralement les monocristaux sont sous la forme d'oxydes ferroélectriques ayant une structure en domaines. Selon la coexistence d'une ou de plusieurs directions de polarisation dans le cristal, on distingue alors les monocristaux mono et poly domaines.

L'optimisation des propriétés d'un monocristal piézoélectrique passe impérativement par les leviers suivants : la composition chimique, l'orientation cristallographique et la structure des domaines ferroélectriques.

¹⁹ *Macro Fiber Composites*

²⁰ *Active Fiber Composite*

Bien que le quartz soit le matériau monocristallin le plus répandu, grâce notamment à des fréquences d'oscillations fournies très précises (grande stabilité thermique), les monocristaux piézoélectriques polydomaines de type PZN-PT²¹, ou PMN-PT²² de symétrie rhomboédrique orientée suivant la direction $\langle 001 \rangle$ $\langle 110 \rangle$, ont suscités beaucoup d'intérêt durant ces dernières décennies. Ceci est dû notamment à leurs propriétés remarquables (Tableau 4) par rapport aux autres matériaux ferroélectriques tels les céramiques ou les composites. Comparativement aux céramiques PZT, le gain en termes de couplage des monocristaux précités, atteint un facteur 3 en mode latéral et 10 en mode constant, avec des coefficients piézoélectriques dépassant 2000 pC/N contre 700 pC/N pour les céramiques les plus douces.

D'un autre côté, ces matériaux peuvent être considérés comme des matériaux doux du fait de leur stabilité en termes de champ électrique (1 kV/mm) et de contrainte de dépolarisation (20 MPa).

		PZN-4,5PT $\langle 001 \rangle$	PMN-33PT $\langle 001 \rangle$	PMN-33PT $\langle 110 \rangle$
Masse volumique ρ (g/cm ³)		8,3	8,15	8,15
Souplesse mécanique s_{ij}^E (10 ⁻¹² m ² /N)	s_{11}^E	88	205	245
	s_{11}^E	NC	245	72
Permittivité relative ϵ_{rij}^T	ϵ_{r11}^T	5847	2846	2847
	ϵ_{r33}^T	NC	2847	1743
Constante de charge d_{ij} (10 ⁻¹² C/N)	d_{31}	-1034	-1163	-1644
	d_{33}	2492	2331	929
Température de Curie T_c (°C)		166	140	140

Tableau 4. Propriétés mécaniques, électriques et piézoélectriques pour différents monocristaux ferroélectriques [55].

3.3.3 Céramiques

Les céramiques aux propriétés piézoélectriques font partie du groupe des matériaux ferroélectriques. Les composés céramiques piézoélectriques ont une structure polycristalline comprenant de nombreuses cristallites (domaines) constituant une pluralité de cellules élémentaires. Les cellules élémentaires de cette céramique présentent une structure cristalline de type pérovskite dans un

²¹ monocristal ferroélectrique binaire composé de $\text{Pb}(\text{Zn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})_{1-x}\text{O}_3$ et de PbTi_xO_3 , $x \approx 0,09$

²² monocristal ferroélectrique binaire composé de $\text{Pb}(\text{Mg}_{1/3}\text{Nb}_{2/3})_{1-x}\text{O}_3$ et de PbTi_xO_3 , $x \approx 0,045$

système binaire ou ternaire qui se décrit en règle générale par la formule $A^{2+}B^{4+}O_3^{2-}$ et est schématisée dans la Figure 51 à travers le diagramme structurel du PZT (Titano-Zirconate de Plomb).

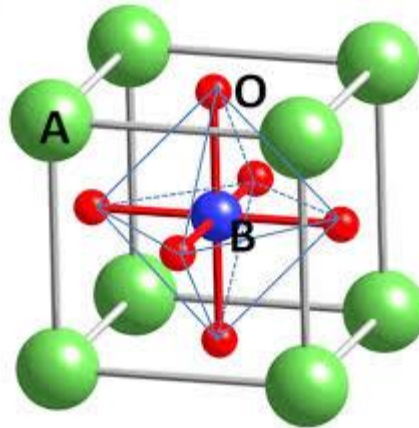


Figure 51. Diagramme schématique d'une structure pérovskite idéale ne tenant pas compte des distorsions dues à la polarisation spontanée en dessous de la température de Curie. Le cation bivalent est situé au centre de la maille cristalline, les cations tétravalents constituant les coins de la maille cubique. Les anions bivalents sont situés au centre de chaque face. La composition du cristal de PZT est A: Pb^{2+} , B: Ti^{4+} / Zr^{4+}

Les céramiques piézoélectriques peuvent être classées suivant leurs propriétés propres plus ou moins adaptées à l'application visée. Ainsi elles peuvent être regroupées en deux sous-ensembles comme ci-dessous :

- Matériaux pour "transducteurs" (émetteurs ultrasoniques ...)
- Matériaux pour actionneurs
- Matériaux pour capteurs

Leurs propriétés sont détaillées dans le Tableau 5 :

	Transducteurs	Capteurs	Actionneurs
Permittivité relative $\epsilon\epsilon_{33}$	1000 – 1300	1500 – 1850	1800 – 3800
Constante de charge d_{33} (pC/N)	240 – 310	390 – 450	475 – 680
Constante de tension g_{33} (mV/N)	26,9 – 27,1	26,9 – 33,1	20,2 – 28,5
Élasticité S_{11}^E (10^{-12} m ² /N)	11,4 – 14,9	16,3 – 18,5	15,8 – 17,9
Rigidité élastique c_{33}^D (10^{-10} N/m ²)	15,9 – 16,2	14,5 – 15,8	14,7 – 15,2

Tableau 5. Propriétés des céramiques piézoélectriques suivant leurs fonctionnalités [56]

Les systèmes d'aujourd'hui utilisent quasiment tous des céramiques à base de Titano-Zirconate de Plomb (PZT). Cette céramique est constituée d'un mélange de zirconate de plomb ($\text{PbZr}_{1-x}\text{O}_3$) et de titanate de plomb (PbTi_xO_3), qui sont connus pour leurs propriétés électromécaniques géantes et stables en fonction de la température et que nous détaillerons par la suite.

Actuellement et pour des raisons environnementales, des recherches intensives sont axées sur l'élaboration de matériaux sans plomb ayant une structure pérovskite et présentant des propriétés comparables à celles de PZT.

3.3.4 Polymères

Les propriétés piézoélectriques sont présentes aussi dans certains polymères synthétiques tel que le polyfluorure de vinylidène (PVDF). La morphologie des polymères piézoélectriques se caractérise par une phase cristalline dispersée dans une phase amorphe, dont les proportions de cristallinité varient en fonction de la méthode de mise en œuvre, des conditions de polarisation et de l'historique thermomécanique [57].

La mise en œuvre des matériaux polymères piézoélectriques semi-cristallins polaires peut être résumée par trois étapes principales:

- L'orientation mécanique qui se fait par étirage du polymère après extrusion. Ceci a pour objectif d'une part, l'alignement des rives amorphes (Figure 52 b) et d'autre part de faciliter la rotation uniforme des phases cristallines par l'application d'un champ électrique externe. Selon le mode d'étirage, les propriétés électriques et mécaniques du polymère sont différentes. Elles sont fortement anisotropes dans le cas d'étirage uni-axial et faiblement anisotropes voir isotropes transverses dans le plan du film dans le cas d'étirage biaxial.
- La polarisation électrique a pour objectif l'orientation des dipôles et est obtenue en appliquant un champ électrique de l'ordre de 50 MV/m à travers l'épaisseur du film pour orienter la phase cristalline (Figure 52 c).
- Enfin, le recuit thermique assure le maintien de la polarisation pour plusieurs années face à des températures élevées.

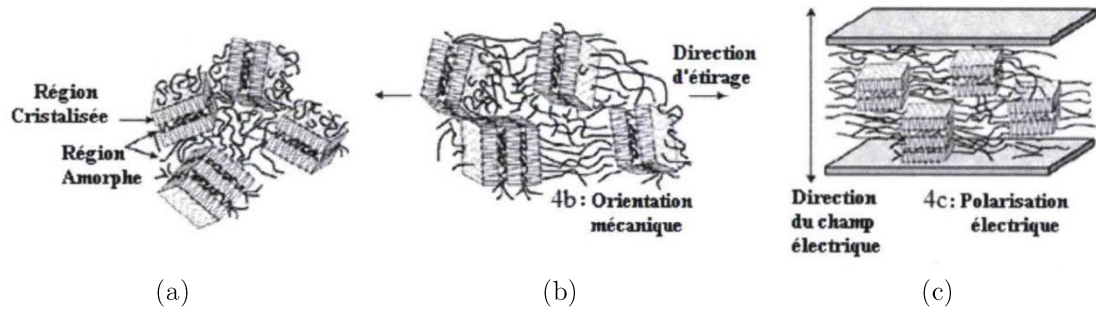


Figure 52. Illustration schématique de la dispersion des phases cristallines dans la phase amorphe pour le PVDF. Morphologie de répartition initiale (a), orientation mécanique par étirage (b), polarisation électrique (c).

La forme définitive des polymères piézoélectriques en films minces, facilite leur utilisation comme dans le cas des patches piézoélectriques, où les films actifs sont simplement collés à une structure mécanique. Les polymères piézoélectriques PVDF dont les propriétés sont présentés dans le Tableau 6, présentent plusieurs avantages, tel qu'une miniaturisation plus poussée, la souplesse et la transparence du dispositif mais encore un coût de fabrication en masse assez modéré. Ils sont aussi résistants aux ultraviolets, aux solvants, aux bases et leur capacité à ne générer que peu de fumée lors d'incendies. Notons que, contrairement au quartz, le PVDF possède une valeur du coefficient piézoélectrique d_{33} négative.

	Permittivité relative $\epsilon\epsilon_{33}$	Constante de charge d_{33} (pC/N)	Coefficient de couplage k_{33} (%)	Température de Curie T_c (°C)
Quartz	4,7	2,31	10	573
PVDF	13	-23	18	180
PVDF-TrFE	11	-24	30	110

Tableau 6. Valeurs caractéristiques de polymères piézoélectriques (Quartz, PVDF).

Les copolymères de PVDF sont également utilisés pour leurs propriétés piézoélectriques, ce sont des PVDF-TrFE ou des P(VDF-TFE). Bien qu'ils présentent une polarisation moins élevée que le PVDF pur, ils possèdent une cristallinité plus importante et donc une réponse piézoélectrique plus forte.

3.3.5 Matériaux ferroélectret composites

Les matériaux piézocomposites (comme les poudres de PZT dans une matrice polymère) souvent utilisés dans le domaine de la traduction acoustique haute fréquence, ont une structure dite 1-3 comme schématisé sur la Figure 53. Des bâtonnets de céramique piézoélectrique sont intégrés dans une matrice non piézoélectrique (résine). La céramique et la résine sont choisies en fonction des

caractéristiques souhaitées pour le matériau composite. La géométrie de la microstructure elle-même peut être facilement adaptée.

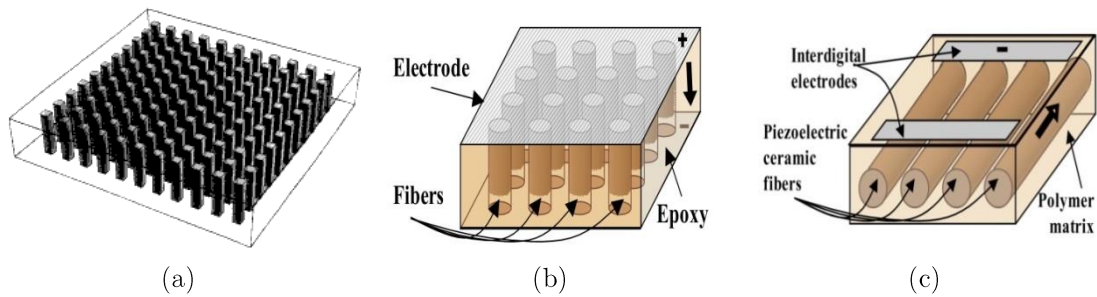


Figure 53. Représentation schématique de structure 1-3 piézocomposites (a), architecture des piézocomposites 1-3 pour les applications d'ultrasons sous-marins et médicaux (b), architecture des piézocomposites à fibres actives pour le contrôle des vibrations et les applications de récolte d'énergie (c).

L'une des caractéristiques de la structure 1-3 en dépit d'une meilleure résistance aux chocs mécaniques et aux vibrations, est la proportion de céramique qui peut être adaptée en modifiant la taille des bâtonnets et leur espacement. Ce paramètre influence directement les performances du piézocomposite de telle sorte :

- Le coefficient de couplage k_{33} duquel dépend la sensibilité du capteur
- La constante diélectrique ϵ_{33} de laquelle dépend l'impédance électrique
- L'impédance acoustique Z
- La vitesse de propagation dans le matériau, dont dépend la fréquence de résonance mécanique pour une épaisseur donnée

La hauteur des bâtonnets de céramique, grande devant leurs dimensions latérales, favorise leur vibration selon le mode d'épaisseur. Il en résulte un meilleur coefficient de couplage électromécanique ainsi qu'un meilleur rendement électroacoustique qui se traduit dans le cas d'un capteur par une forte sensibilité, et un rapport signal / bruit élevé. Cependant, la maîtrise des caractéristiques mécaniques d'un tel type de dispositif reste difficile.

Un autre type de matériau piézoélectrique synthétique existe. Les piézoélectrets sont des matériaux composites à base, par exemple, de polymère PDMS (Poly DiMéthyl Siloxane). Dans le cas de l'emploi du PDMS, ils ont l'avantage d'être transparents, biocompatibles et présentent une grande souplesse, le tout allié à une mise en œuvre technologique simple et à très faible coût.

Pour rendre le PDMS piézoélectrique, le principe consiste à imposer localement un état de polarisation électrique permanent. Une fois polarisé, le PDMS devient alors localement un électret et se comporte macroscopiquement comme un matériau piézoélectrique. Pour atteindre cet état, il convient de rendre le PDMS lacunaire par le biais de films aérogels [58] ou de microcavités disposées en réseau

qui seront autant de dipôles électriques (Figure 54). Celles-ci seront polarisées par ionisation du gap d'air à l'aide d'un champ électrique appliqué via deux électrodes placées de part et d'autre de la structure. Des travaux ont déjà été menés sur le sujet comme le montre la littérature existante. Ainsi, comme montré dans [59], des coefficients piézoélectriques de l'ordre de 34 pC/N ont été obtenus expérimentalement et dépassent ceux du PVDF (qui est généralement pris comme référence dans le cas des piézopolymères) tout en étant beaucoup plus souple (module d'Young de l'ordre de 300 kPa).

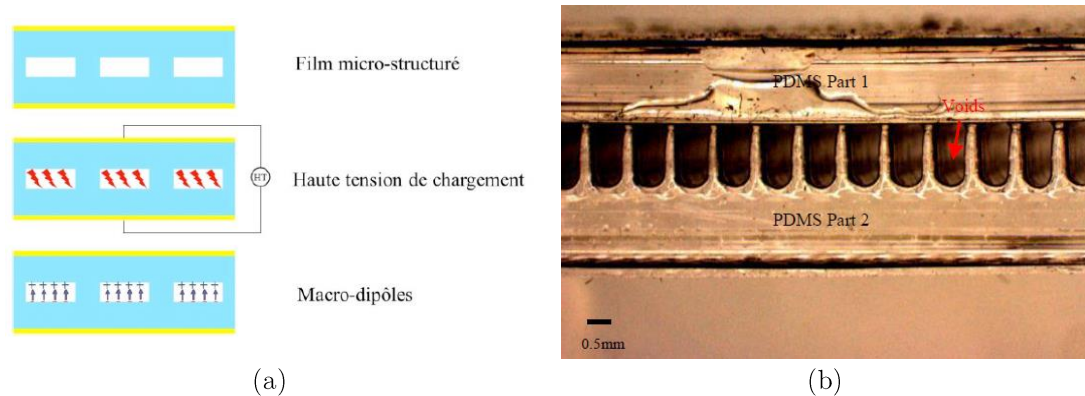


Figure 54. (a) Principe de polarisation électrique d'un film de PDMS microstructuré [60] (a), vue en coupe d'une structure PDMS piézoélectrique à un seul niveau [61] (b).

3.4 Cas des céramiques PZT

3.4.1 Composition et élaboration à petite échelle

Utilisées pour la première fois en 1954 par l'US Navy, les céramiques PZT (Titanio-Zirconate de Plomb) sont des matériaux piézoélectriques de synthèse, sous une forme solide binaire composées de zirconate de plomb PbZrO_3 (ou PZO) et de titanate de plomb PbTiO_3 (ou PTO) cristallisée en phase pérovskite. Depuis, leur utilisation s'est répandue de façon très rapide grâce notamment à leurs propriétés piézoélectriques remarquables par rapport aux autres matériaux ferroélectriques connus.

De façon générale, les matériaux ferroélectriques dont les céramiques PZT, sont le résultat d'une réaction à l'état solide de plusieurs oxydes. Au départ, les poudres de céramiques sont mixées avant une phase d'épuration par combustion contrôlée. Ensuite, le matériau est modelé par moulage ou extrusion pour former la géométrie souhaitée. A la suite, une phase de déliantage et de frittage à haute température est opérée, ce qui permet la création des liaisons intergranulaires et la diminution de la porosité qui permet ainsi d'augmenter la densité du matériau (Figure 55).

A ce stade du processus de fabrication, la céramique acquiert sa qualité ferroélectrique mais à très faible niveau avec une valeur de polarisation spontanée

non nulle mais néanmoins très faible en raison de l'orientation arbitraire de polarisation des grains cristallins [62].

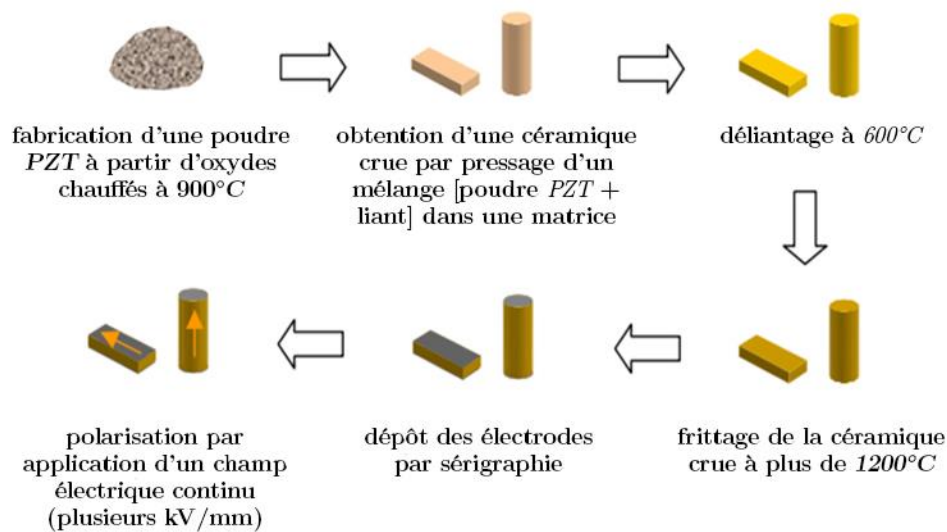


Figure 55. Procédé de fabrication des céramiques PZT par voie solide [63].

La piézoélectricité étant une propriété intrinsèque du PZT, elle est fortement impactée par la variation des proportions des différents composés. Cette variation induit un changement structural de la céramique qui est sous la forme $\text{Pb}(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$. On distingue alors trois phases cristallines pour le PZT en dessous de la température de Curie:

- $x < 0,45$: le PZT est riche en zirconium, sa phase cristalline présente une structure rhomboédrique et un moment dipolaire permanent.
- $0,45 < x < 0,55$: l'équilibre du mélange renvoi la céramique en phase morphotropique où les propriétés piézoélectriques sont les plus élevées.
- $x > 0,55$: le PZT est riche en titane et présente une phase cristalline quadratique ainsi qu'un moment dipolaire permanent.

Au-delà de la température de Curie (située aux alentours de 350°C), la phase cristalline du PZT est cubique et la céramique perd son comportement piézoélectrique [55].

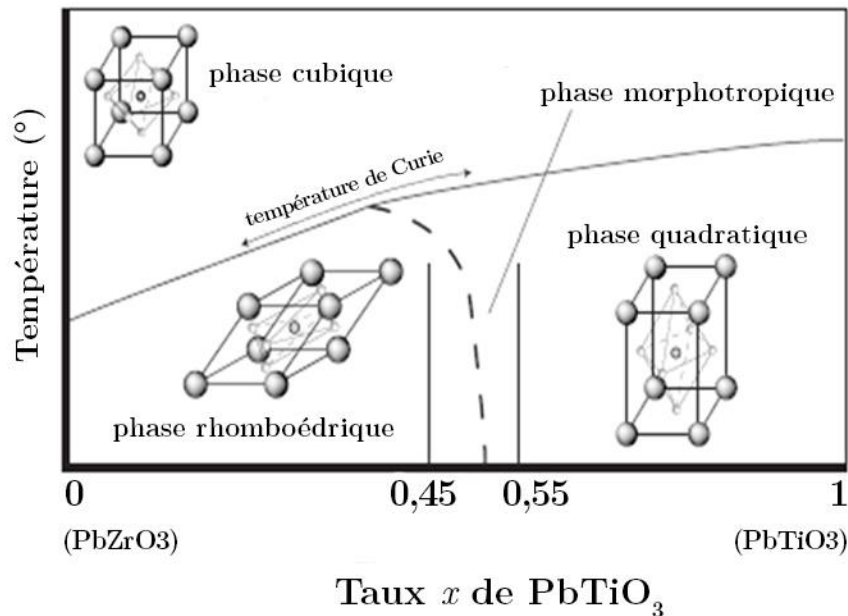


Figure 56. Déformations de la maille du PZT durant les différentes phases cristallines.

3.4.2 Céramique douce/dure

Lors de leur processus d'élaboration, les céramiques PZT passent par une étape de dopage qui impacte fortement leur propriétés physiques. Les substitutions cationiques appliquées ainsi à la maille de pérovskite à travers ses sites A et B, modifient significativement le comportement et les caractéristiques piézoélectriques du PZT [64]. Suivant la valence du dopant et celle de l'ion substitué, on distingue deux grandes familles de céramiques PZT : les céramiques douces et les céramiques dures.

Les céramiques PZT dites douces, présentent un coefficient de couplage électromécanique élevé ainsi qu'une permittivité et un coefficient piézoélectrique plus important que les PZT dur, grâce à un dopage dont la valence des ions est supérieure à celle de l'ion substitué. Des lacunes cationiques sont ainsi créés sous l'effet de l'excès de charge positives des ions donneurs du type La^{3+} , Nd^{3+} , Bi^{3+} ou Sb^{3+} pour le site A et Nb^{5+} , Sb^{5+} ou W^{6+} pour le site B. Cependant, ces céramiques présentent de fortes pertes diélectriques, une température de Curie plus basse et un facteur de qualité mécanique plus faible.

Bien qu'ils soient connus pour leur robustesse face au vieillissement, les PZT doux restent sensible à la dépolarisation face à des sollicitations extérieures à cause des lacunes de plomb, formées durant la fabrication du matériau, et qui ne bloquent pas les mouvements intergranulaires des murs de domaines.

Les PZT durs quant à eux sont dopés avec des ions dont la valence est cette fois inférieure à celle de l'ion substitué. On parle alors d'ions accepteurs de type Na^+ et K^+ pour le site A et Fe^{2+} , Fe^{3+} , Mn^{2+} , Mn^{3+} ou Ni^{2+} pour le site B de la maille

de Pérovskite qui se contracte et forme des lacunes d'oxygènes dans le réseau qui interdisent le mouvement des murs de domaines, rendant ainsi la polarisation par champ électrique plus difficile. Ce type de céramique est souvent utilisé dans les résonateurs en raison de son facteur de qualité mécanique plus important que celui des céramiques douces. Ces matériaux sont aussi connus pour avoir moins de pertes diélectriques et un meilleur champ coercitif, au détriment du coefficient de couplage électromécanique et de permittivité diélectrique plus faible.

Le Tableau 7 résume les propriétés électromécaniques et piézoélectriques des deux types de PZT dur et doux :

		PZT doux ¹	PZT dur ²
Masse volumique ρ (g/cm ³)		7,7	7,9
Souplesse mécanique	s_{11}^E	16,4	12
s_{ij}^E (10 ⁻¹² m ² /N)	s_{33}^E	18,8	15
Permittivité relative	ϵ_{r11}^T	1730	240
Coefficient de couplage	k_{31}	0,34	0,22
	k_{33}	0,60	0,35
Constante de charge d_{ij} (pC/N)	d_{31}	-190	-85
	d_{33}	350	225
Module de rupture (<i>Mpa</i>)		81,8	95,2
Température de Curie (°C)		365	315~328

Tableau 7. Propriétés mécaniques, électriques et piézoélectriques des céramiques PZT douces et dures. ¹PZT 5A3 et ²PZT 407 produits par Morgan Electro Ceramics [65].

3.4.3 Polarisation des céramique PZT

Pour exacerber la piézoélectricité de la céramique PZT, l'étape de polarisation est réalisée à travers l'application d'un fort champ électrique continu de l'ordre de 50 kV/mm aux bornes de la céramique préalablement métallisée. Cette opération oriente la polarisation des grains. En d'autres termes, elle force l'alignement des dipôles électriques dans une même direction, celle du champ électrique appliqué, comme illustré dans la Figure 57. Après l'étape de polarisation (P_s), la majeure partie des dipôles électriques de la céramique gardent leur polarisation dite rémanente (P_r), ce qui garantit le comportement piézoélectrique à l'échelle macroscopique de la céramique [56].

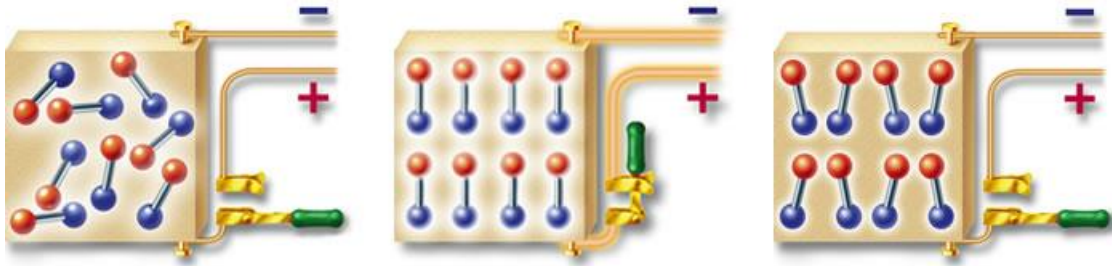


Figure 57. Comportement des céramiques ferroélectriques avant, pendant et après la polarisation [56].

Pour les matériaux présentant une maille pérovskite comme les céramiques PZT, la polarisation impacte les domaines de façon différente. Selon l'angle initial d'orientation de ces domaines, le champ électrique intense appliqué va plus au moins les réorienter. Les domaines à 71° , 109° et 90° vont subir une réorientation partielle, alors que ceux à 180° vont basculer complètement. Une telle réorganisation des domaines rend le matériau anisotrope avec une symétrie radiale dans le plan perpendiculaire à la polarisation.

La phase de polarisation peut être caractérisée par un cycle hystérétique $P=f(E)$, où la polarisation sature à $\pm P_s$ lorsque le champ électrique appliqué est supérieur au champ coercitif E_c . A champ appliqué nul, une polarisation rémanente $\pm P_r$ persiste (Figure 58).

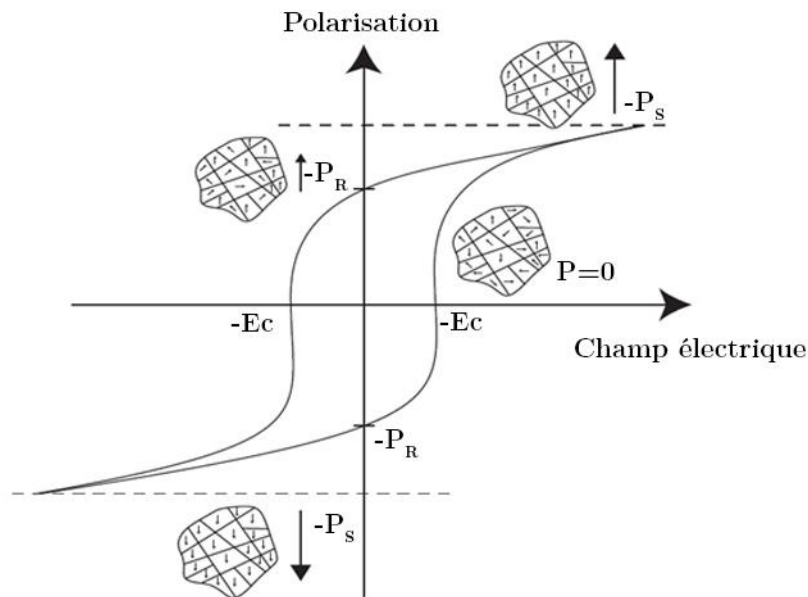


Figure 58. Cycle d'hystérésis de la phase de polarisation d'un matériau ferroélectrique.

Pour assurer une utilisation optimale de la céramique PZT lors d'un actionnement mécanique (effet direct) ou électrique (effet indirect), il est important de respecter les spécifications liées aux limites électriques et mécaniques/élastiques de la céramique, en termes de contrainte maximale autorisée.

Cette contrainte limite correspond, suivant le cas, soit à la contrainte de rupture ou à la contrainte de dépolarisation lors d'actionnement mécanique, ou encore, à une dépolarisation de la céramique causée par un champ électrique appliqué trop important. Dans les deux cas, la contrainte maximale doit impérativement être inférieure avec un facteur de sécurité qui dépend de l'application.

Bien que la contrainte de dépolarisation du PZT soit communément évaluée à 50 Mpa, le champ électrique de dépolarisation varie quant à lui entre 500 et 5000 V/mm suivant les céramiques [55].

3.5 Fiabilité des systèmes piézoélectriques et des céramiques PZT

Le comportement à long terme des dispositifs piézoélectriques à base de céramique PZT adoptés dans le cadre des applications de récupération d'énergie est majoritairement méconnu. En particulier pour les configurations bimorphes PZT/metal/PZT avec des dimensions intermédiaires entre le monde macroscopique et les technologies MEMS où la littérature manque de réponses sur les aspects relatifs au vieillissement et à la fatigue.

Tous les matériaux sont sujets à une dégradation relevant soit du vieillissement soit de la fatigue. Il convient ici de bien faire la part des choses entre ces deux notions :

- La fatigue, est imputable aux contraintes mécaniques et/ou électriques répétées qui induisent à plus ou moins longs termes une modification des propriétés des matériaux.
- Le vieillissement, quant à lui, se traduit par une évolution au cours du temps des propriétés intrinsèques des matériaux formant le dispositif. Leur évolution est plus ou moins rapide en fonction des contraintes environnementales (température, humidité, pression ...).

Dans le cas des céramiques PZT, les mécanismes sous-jacents de ces deux types de dégradations sont assez similaires et connus pour être étroitement liés à des défauts ponctuels. Ceci sont imputables à des impuretés provenant des matières premières utilisées pour leur préparation ou incorporées durant le dopage [66].

Le phénomène du vieillissement est macroscopiquement plus facile à détecter en surveillant l'évolution du cycle de polarisation du matériau. Typiquement, un pincement du cycle de polarisation à champ nulle comme illustré dans la Figure 59 (a) est synonyme de vieillissement. Le processus de fatigue quant à lui se traduit le plus souvent par une réduction de la polarisation rémanente et se

manifeste physiquement sous la forme d'amorce et de propagations de fissures pouvant aller jusqu'à la rupture totale du dispositif (Figure 59 (b)).

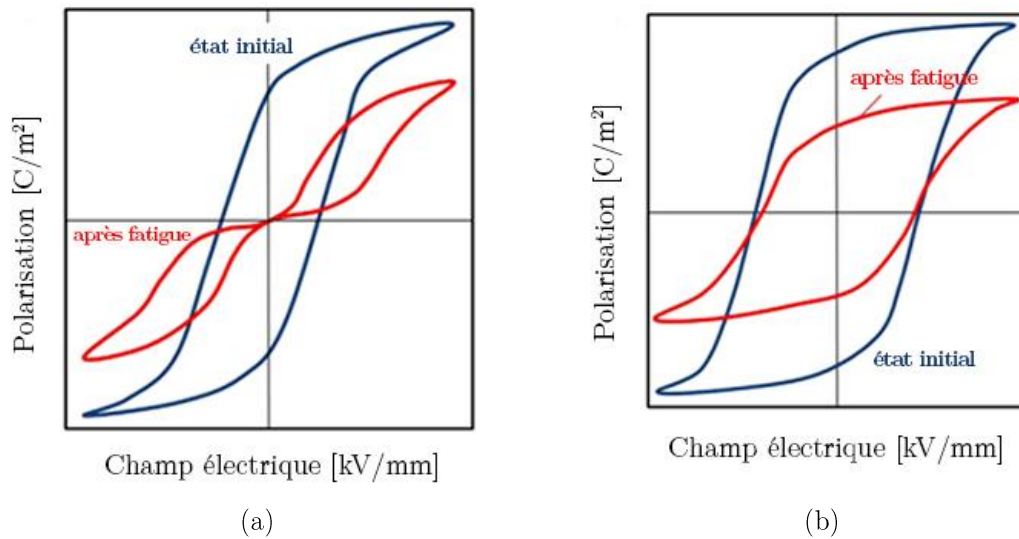


Figure 59. Schémas du comportement macroscopique de dégradation dans une céramique ferroélectrique: vieillissement (a) et fatigue (b) [66].

Les mécanismes qui provoquent ces deux types de dégradation sont étudiés depuis l'aube de l'utilisation des céramiques piézoélectriques. Durant les années soixante-dix, trois mécanismes irréversibles de dégradation microscopiques différents ont été identifiés [67] :

- Effet en volume : il est associé à des défauts formés majoritairement par un ion accepteur et un vide d'oxygène (Figure 60 (a)).
- Effet de domaine : il décrit une diffusion de défauts chargés vers des parois de domaine (Figure 60 (b))
- Effet de frontières de grain : il implique la diffusion des ions ou des lacunes au niveau des frontières des grains (Figure 60 (c)).

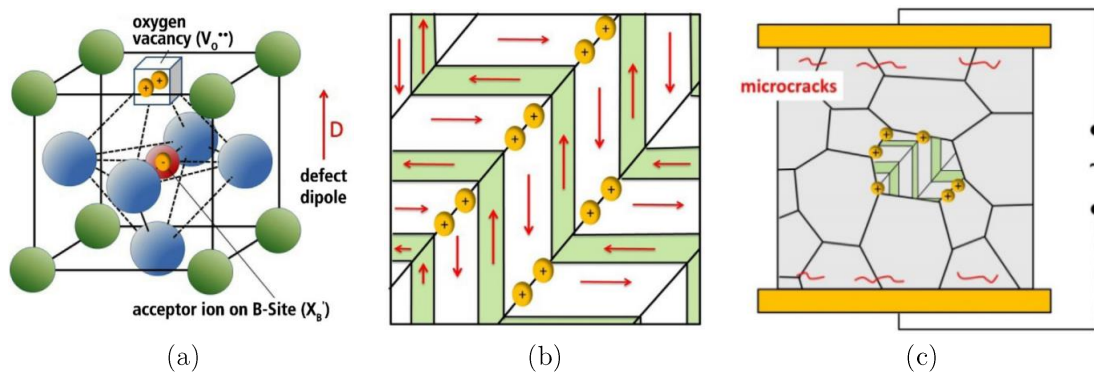


Figure 60. Classification des différents mécanismes de stabilisation du domaine en fonction de leurs échelles de longueur et des changements microstructuraux irréversibles [66].

D'un autre côté, les résultats expérimentaux décrits dans la littérature sur le vieillissement des dispositifs à base de céramiques PZT divergent au niveau de leur conclusion [68] [69] [70]. En effet, il est toujours difficile de conclure sur le fait de savoir si le vieillissement agit d'un point de vue volumique sur chacun des constituants du dispositif ou au niveau des interfaces/jonctions entre les différentes couches.

Etudier la fiabilité d'un dispositif passe impérativement par une étude prédictive de son comportement, notamment au-delà des limites des sollicitations atteintes lors de son utilisation normale. Confronter les résultats de simulations/modélisation aux données issues de tests expérimentaux permet de quantifier l'évolution des propriétés des structures et des matériaux au cours du temps.

D'un point de vue macroscopique, les travaux effectués sur la fatigue des céramiques PZT mettent en évidence que le facteur de détérioration global significatif est la polarisation (ou dépolarisation) du matériau. Celle-ci peut être due à plusieurs paramètres qu'ils soient environnementaux (température ...) ou d'origine fonctionnelle (fréquence, tension appliquée ...).

Dans la suite de ce document et après avoir donné une courte description des notions et termes relatifs à la fatigue, nous allons présenter un état de l'art non exhaustif des méthodes expérimentales utilisées pour étudier/évaluer le vieillissement et la fatigue des structures piézoélectriques en PZT.

3.5.1 Notion de fatigue et paramètre d'influence

La fatigue est une forme de défaillance qui se manifeste lorsque les structures sont soumises à des contraintes dynamiques récurrentes (excitation mécanique, polarisation électrique). Ce type de défaillance peut se manifester même à un niveau de contraintes bien inférieur à la limite de non-linéarité (limite élastique, champ de dépolarisation). Le terme "fatigue" est évoqué car ce type de défaillance se produit de façon naturelle suite à un cycle de contraintes répétées et sur une période de temps relativement longue.

En restant dans le domaine mécanique, celles-ci peuvent être de plusieurs types : contraintes axiales (en tension ou compression), en flexion ou encore en torsion. Ces contraintes peuvent être assimilées à des différentes formes d'onde temporelles allant du signal sinusoïdal symétrique (Figure 61 (a)) ou non (Figure 61 (b)) au signal aléatoire aussi bien en amplitude qu'en fréquence (Figure 61 (c)).

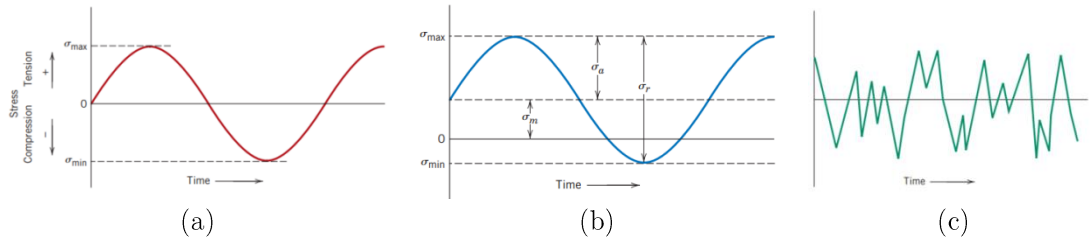


Figure 61. Types de contraintes applicables.

L'amplitude de la contrainte oscille autour d'une valeur moyenne (*mean stress*) σ_m , avec une gamme de contrainte (*range of stress*) σ_r et une amplitude de contrainte σ_a . Un rapport R (*stress Ratio*) traduit la symétrie du signal de contrainte.

$$\sigma_m = \frac{\sigma_{\max} + \sigma_{\min}}{2} \quad \sigma_r = \sigma_{\max} - \sigma_{\min} \quad \sigma_a = \frac{\sigma_r}{2} \quad R = \frac{\sigma_{\min}}{\sigma_{\max}}$$

Dans le cas des métaux, la fatigue est un paramètre important car elle est la principale cause de défaillance. Une estimation la chiffre à 90% de l'ensemble des défauts [71]. Dans le cas des polymères et des céramiques (sauf les verres) la fatigue se manifeste généralement via la propagation de fissures à la surface de la structure soumise à des sollicitations mécaniques (le plus souvent des fissures perpendiculaires à la direction de contrainte).

La représentation de la courbe contrainte en fonction du nombre de cycle de fonctionnement (*S-N curve*) schématise le comportement de la structure à long terme. Pour les alliages ferreux, cette courbe devient horizontale vers les nombres de cycle importants. C'est la zone de limite en fatigue ou limite d'endurance (*fatigue limit - endurance limit*), en dessous de laquelle la rupture par fatigue ne se produit pas et décrit la plus grande valeur de contrainte pour laquelle aucune défaillance n'est provoquée pour un nombre infini de cycle.

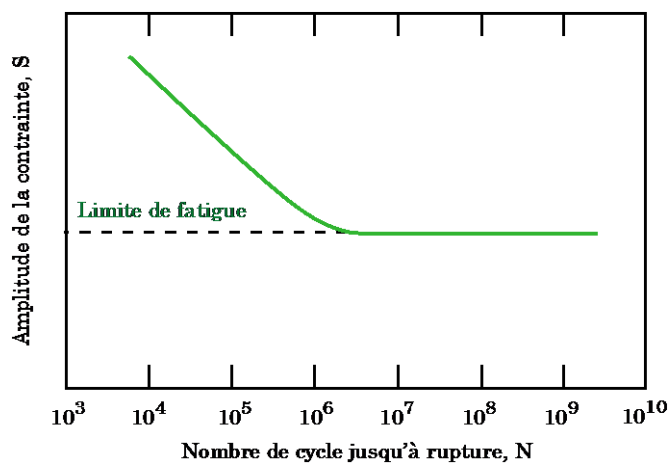


Figure 62. Courbe du niveau de contrainte en fonction du nombre de cycle de sollicitation pour les matériaux ferreux.

Pour les matériaux non ferreux, la notion de limite en fatigue n'existe pas. La courbe S-N poursuit sa tendance à la baisse en augmentant le nombre de cycle. La fatigue se produira quel que soit l'amplitude de la contrainte appliquée, et on parle alors de résistance à la fatigue (*fatigue strength*), qui est défini comme étant le niveau de contrainte pour lequel la défaillance se produira pour un nombre de cycle donné.

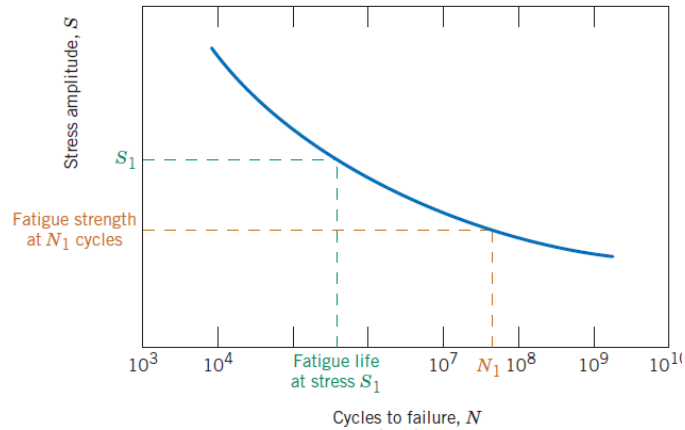


Figure 63. Courbe du niveau de contrainte en fonction du nombre de cycle de sollicitation pour les matériaux non-ferreux.

3.5.2 Caractérisation de la fatigue

Les dispositifs mécaniques résonants à base de céramique PZT, comme ceux étudiés dans ce manuscrit, sont confrontés à plusieurs mécanismes complexes de détérioration d'origines variées (fissure, fatigue, rupture,...). Ces modes de défaillance font appel à une multitude de paramètres que nous pouvons lister comme suit :

- Caractéristiques intrinsèques du matériau : dureté, limite à la rupture, limite élastique, limite de fatigue, ...
- Caractéristiques dimensionnelles
- Niveau de contraintes/sollicitations extérieurs : déformation, pression, température,
- Interaction entre le dispositif et son environnement (contacts, chocs...)

La littérature évoque plusieurs méthodes pour caractériser la fatigue et le vieillissement à long terme de ce type de dispositif :

- Approche électrique (tension imposée) : le dispositif est testé en mode actionneur.
- Approche mécanique (déplacement imposé) : le dispositif est testé en mode capteur.

- Approche mixte (tension et déplacement imposé simultanément) : les deux effets piézoélectriques (direct et indirect) du dispositif sont activés simultanément. Cette approche est plus anecdotique et ne sera pas développée dans la suite.

3.5.3 Fatigue des céramiques PZT

3.5.3.1 Approche électrique –Tension imposée

Schorn et al. ont opté pour l'emploi de la piézoélectricité indirect pour l'étude du vieillissement de films de PZT. L'excitation des structures se fait par le biais d'un signal rectangulaire en tension (bipolaire) à haute fréquence (100 kHz). En mesurant la réponse en courant il est alors possible de remonter aux valeurs de la polarisation rémanente en fonction du nombre de cycle de commutation [73].

D'après leur étude, une fatigue importante ne survient qu'après un nombre de commutation significatif. Pour le quantifier, une série de tests ont été réalisés en augmentant l'amplitude d'excitation avec un pas régulier. Les résultats ont montré que la polarisation diminue de façon significative en augmentant la tension appliquée (Figure 64). Des tests complémentaires leur ont permis de prouver que la fatigue se traduit non pas par une dépolarisation localisée du matériau mais par une diminution de la polarisation de l'ensemble de la structure sous test.

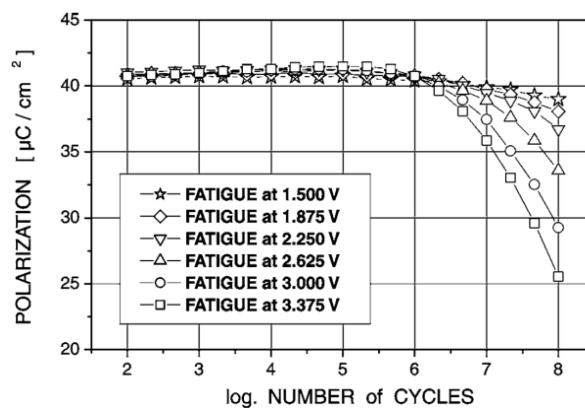


Figure 64. Dépendance en tension du comportement à la fatigue. Courbes de fatigue de polarisation rémanente pour différentes amplitudes de tension appliquées variant de 1,5 à 3,375 V [73].

Différentes pistes pouvant agir sur la fatigue ont été explorées. De façon intuitive, la température était un candidat sérieux pouvant jouer de façon significative sur le comportement des structures à long terme. Un balayage en température de 25° à 115°C a été effectué en gardant les mêmes conditions de mesures utilisées ultérieurement. Comme présenté à la Figure 65, la modification de la valeur de la température dans cette gamme, n'a pas d'incidence sur la polarisation et donc sur la fatigue des structures [74].

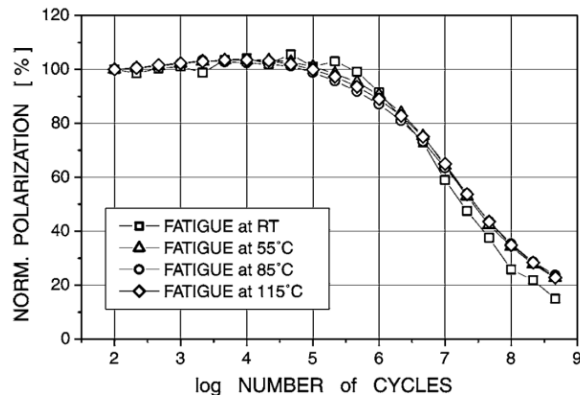


Figure 65. Dépendance à la température du comportement à la fatigue. Les valeurs tracées sont les valeurs de la polarisation rémanente normalisée pendant la mesure de la fatigue pour des températures différentes allant de +25 °C à +115 °C.

Pour ce qui est de l'évolution de la fatigue face à l'augmentation de la fréquence d'excitation (de 100 kHz à 20 MHz), le cycle d'hystérésis montre une détérioration de la polarisation rémanente de la structure qui chute drastiquement. Ceci prouve que ces structures ne sont pas robustes face à de telles gammes de sollicitations.

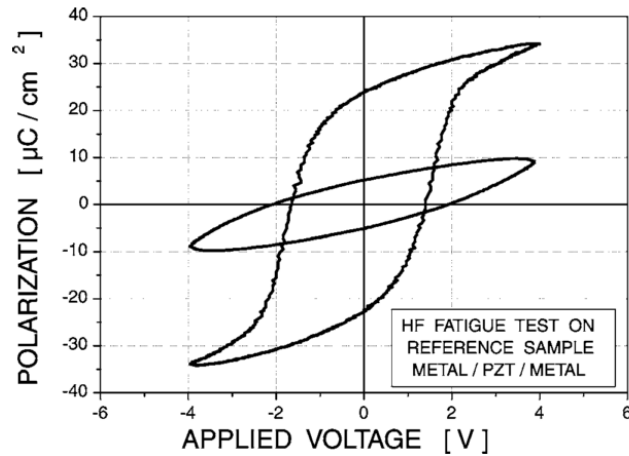


Figure 66. Boucle d'hystérésis de début et de fin de la mesure de fatigue à 20 MHz sur un échantillon de référence présentant un comportement de fatigue clair.

3.5.3.2 Approche mécanique – Déplacement imposé

3.5.3.2.1

Extraction coefficient piézoélectrique d_{31}

Dans le cadre des travaux présentés par *Glynn-Jones*, celui-ci considère que le vieillissement affecte majoritairement les couches de PZT. Ainsi, l'auteur propose d'extraire le coefficient piezoelectrique d_{31} par effet piezoélectrique direct afin d'investiguer sur la fatigue des bimorphes [75] [76]. Ici la structure est excitée mécaniquement via un pot vibrant (amplitude de $\pm 300 \mu\text{m}$ à 60 Hz) alors que la quantité de charges électriques induites est mesurée via amplificateur de charge. A partir de la mesure de de charge électrique ont fonction de l'amplitude des mouvements, le coefficient d_{31} est déterminé à partir de l'équation (1.18).

Initialement, ce coefficient piezoelectrique était de l'ordre de 15 pC.N⁻¹ pour les 4 échantillons testés.

$$d_{31} = \frac{\text{charge}}{\text{surface}_{\text{PZT}} \times \text{contrainte}} \quad (1.18)$$

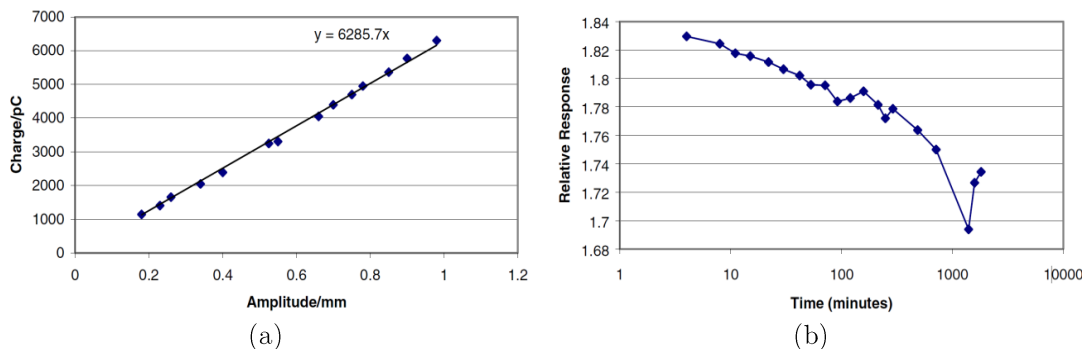


Figure 67. Déplacement des charges en fonction de l'amplitude du déplacement (a). La pente permet de remonter au coefficient piézoélectrique d_{31} . Evolution du coefficient piézoélectrique d_{31} en fonction du temps (b) [75].

Les résultats montrent un taux de vieillissement moyen des couches à travers une diminution du coefficient piezoelectrique d'environ 4,4% par decade de temps avec une dispersion de seulement 0,41% entre les différentes structures étudiées.

3.5.3.2.2

Extraction coefficient de couplage électromécanique k_{33}

Pour examiner le taux de vieillissement induits par des contraintes cycliques sur des échantillons en couche épaisse, *Glynn-Jones* opte pour l'observation de l'évolution du coefficient de couplage électromécanique k_{33} de l'échantillon qui est excité à grande amplitude et ce sur un grand nombre de cycles. Le système de test est relativement simple, l'échantillon est mis en débattement (entre 0,51 mm et 0,85 mm) par un pot vibrant à une fréquence de 55 Hz pendant un grand nombre de cycle (10 000 minutes soit approximativement 33 millions de cycles).

Les résultats montrent l'existence d'une augmentation de du coefficient k_{33} normalisée durant une période initiale (environ 3 heures soit 0,6 millions de cycles), suivie d'une diminution linéaire et constante (Figure 68). La raison de cette augmentation est incertaine. Une cause possible est la fatigue induite un niveau du substrat en acier employé au sein du bimorphe. Ces travaux montrent un point intéressant : le taux de vieillissement est le même pour les deux amplitudes employées (0,51 mm et 0,85 mm). [76].

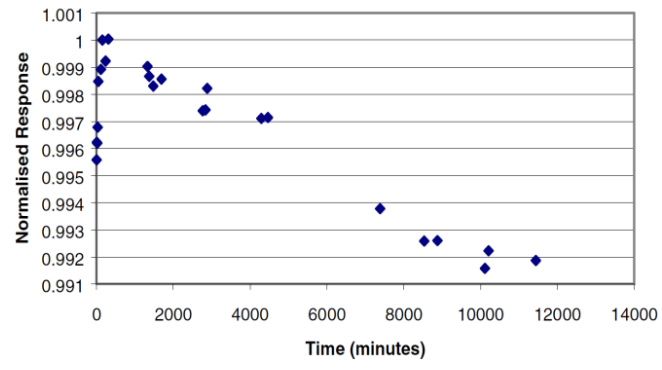


Figure 68. Evolution du coefficient de couplage électromécanique $k_{\beta 1}$ en fonction du nombre de cycle des sollicitations mécaniques d'amplitude 0,51 mm [75].

4

Stratégies de fatigue accélérée et de caractérisation

Ce chapitre traitera de la stratégie de fatigue accéléré employée pour exacerber les modes de défaillance qui peuvent apparaître afin de conclure sur la durée de vie des structures. Ainsi, dans la première partie, nous présenterons le système mis en œuvre afin d'imposer aux structures sous tests les même contraintes mécaniques que dans le cadre de l'application visée mais à des fréquences bien plus élevée afin de limiter la durée des essais. Dans la même partie, nous traiterons des caractéristiques propres aux structures accessibles via des mesures électriques et/ou mécaniques qui permettent de mettre en évidence leur état fonctionnel et éventuellement d'identifier les modes de défaillance qui peuvent apparaître. Dans une seconde partie, le comportement électromécanique de la structure sous test a été finement modélisé afin de déterminer les paramètres initiaux avant fatigue utilisé comme indicateurs. Un soin particulier a également été apporté afin de modéliser le système de pincement employé pour immobiliser la structure sous test et de conclure sur son impact.

4.1 Morphologie des structures types étudiées

Dans le cadre de ce travail de thèse différentes structures ont été étudiées mais la majorité étaient des structures fabriquées par l'entreprise Vermon comportant deux couches de céramique PZT de $60\ \mu\text{m}$ d'épaisseur enserrant une couche structurale en laiton de $12\ \mu\text{m}$ d'épaisseur (structure dites 60/12/60). Les couches de PZT sont polarisées en sens contraire (la couche piézoélectrique du haut sera polarisée vers le haut et celle du bas vers le bas) afin de travailler électriquement en série et présente une zone sans électrode à l'extrémité. Cette zone sans électrode d'or, qui ne participe donc pas à la génération de charges électriques, a été ménagée afin de coller la masse sismique employée en utilisation normale sans risque de court-circuit.

La notation des dimensions de la structure est représentée sur la Figure 69 où :

- L est la longueur libre de la structure jusqu'au système de pincement (système présenté dans la suite).
- L_e est la longueur libre de la structure comportant des électrodes.
- L_a est la longueur de la structure située dans l'encastrement.
- w est la largeur de la structure.
- h_{PZT} est l'épaisseur des couches de céramique PZT (structures symétriques).
- h_s est l'épaisseur de la couche structurale en laiton ("s" pour "shim" en anglais qui signifie "cale" en français).

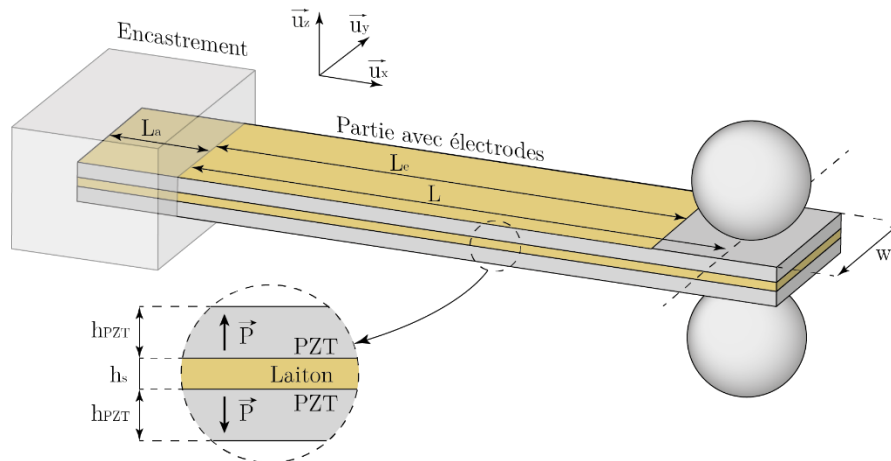


Figure 69. Dimensions des structures types sous test.

Dans la suite, toutes les valeurs numériques seront toujours données dans le cas de structures de type Vermon 60/12/60 ayant les dimensions suivantes :

- Longueur totale hors encastrement égale à $L_T=13\ \text{mm}$
- Longueur libre pincée $L=11\ \text{mm}$

- Longueur libre avec électrode $L_e=8$ mm
- Longueur dans l'encastrement $L_a=5$ mm
- Largeur $w=4$ mm
- Epaisseur $h_{PZT}=60$ μ m et $h_s=12$ μ m

Ces structures seront dénommées "structures Vermon 60/12/60 type 1".

4.2 Stratégie de fatigue

4.2.1 Mode d'actionnement des structures en régime harmonique forcé

Dans le but d'exacerber les modes de défaillance qui peuvent apparaître tout en mimant la réalité dans la mesure du possible, nous avons fait le choix d'imposer aux structure la même déformée que dans le cadre de l'application visée²³ mais à des fréquences bien plus élevées pour réduire le temps global du test. D'une manière générale, une fois la masse séismique normalement collée à l'extrémité omise afin d'augmenter la bande passante mécanique du système, deux stratégies s'offrent à nous afin d'exciter les structures en régime harmonique forcé :

- Exciter les structures suivant une force imposée
- Exciter les structures suivant un déplacement imposé

La première solution, peut être envisagée par exemple par la mise en œuvre de forces magnétiques comme montré dans [82] où un aimant collé à l'extrémité de la structure sous test est actionnés via un électro-aimant. Bien que séduisante par sa simplicité, cette démarche présente l'inconvénient que, pour une amplitude de force donnée, l'amplitude des mouvements et donc des contraintes induites seront dépendantes de la fonction de transfert mécanique de la structure dont les paramètres peuvent varier au cours du vieillissement. Ce défaut peut être contourné en asservissant l'amplitude des mouvements mais ceci impose un système de mesure, tel un télémètre laser, par structure ce qui augmente fortement le coût et la complexité du banc de test. Ceci est d'autant plus le cas dans l'hypothèse où un grand nombre de structures doivent être testées en parallèle comme nous l'envisageons (jusqu'à 32 structures testées en parallèle afin d'obtenir une taille d'échantillon statistique correct).

Lors du processus de fatigue accéléré, la stratégie retenue est donc d'actionner les structures en régime harmonique forcé suivant une déflexion imposée : nous ferons ici toujours l'hypothèse que la déformée due à une déflexion imposée à l'extrémité (ou par l'encastrement comme nous allons le voir) est équivalente à celle au sein

²³ C'est-à-dire lorsqu'elles sont intégrées dans la capsule du stimulateur cardiaque

du stimulateur imposée par la masse sismique. Ce mode d'actionnement impose la mise en œuvre d'un système permettant de maintenir l'extrémité des structures tout en autorisant les rotations suivant les trois directions de l'espace afin de rester dans le cadre d'une structure équivalente à une poutre à encastrement simple (cantilever). Nous avons fait le choix d'employer un couple de bille en acier qui enserre la structure suivant une force contrôlée.

Ce mode d'actionnement imposerait que le système de pincement soit mis en mouvement ce qui poserait des problèmes vu les masses impliquées aux fréquences envisagées. Ainsi, les structures seront actionnées non pas via un mouvement imposé à leur extrémité mais via un mouvement appliqué à leur encastrement comme montré sur la Figure 70 : ceci permet de maintenir fixe le système de pincement qui sera en outre, comme nous le verrons par la suite, instrumenté via l'emploi d'une cellule de force comme montré dans la Figure 71.

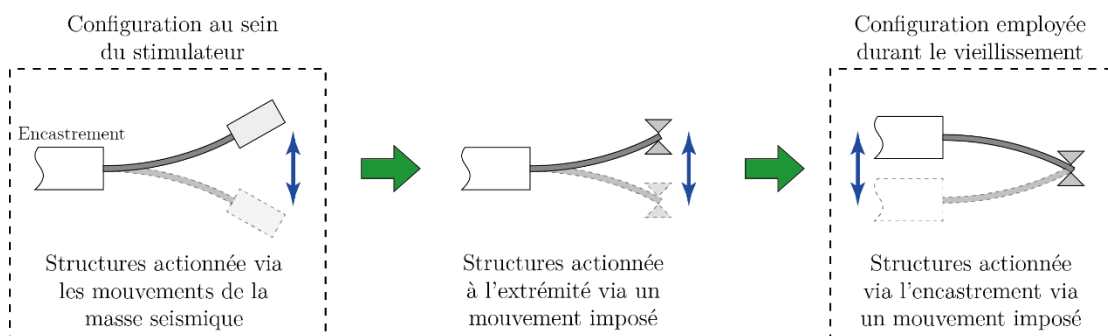


Figure 70. Modes d'actionnement équivalents des structures (au sein de l'application visée à gauche, une fois montées sur le banc de fatigue accélérée à droite).

Sauf indications contraires, lors de la fatigue accélérée, les structures seront actionnées à une fréquence de 90 Hz²⁴ avec une amplitude de mouvement égale à 400 μm . Cette dernière valeur correspond à l'amplitude maximale des mouvements que subira le bimorphe piézoélectrique au sein du stimulateur compte tenu de la place disponible.

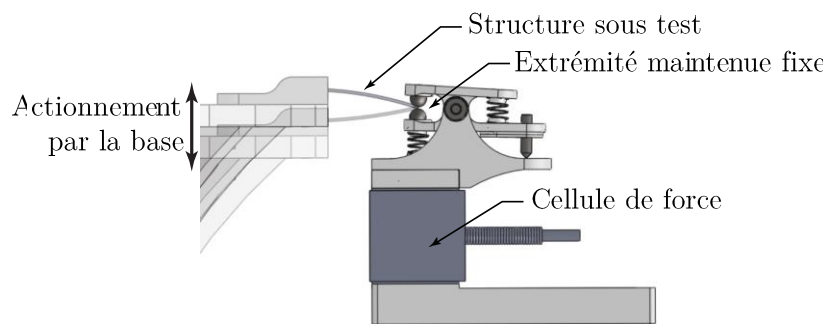


Figure 71. Système de pincement mis en œuvre au sein du bâti.

²⁴ Cette valeur permet de limiter le couplage avec des harmoniques du secteur

4.2.2 Le processus de fatigue accélérée envisagé est-il vraiment le reflet de la réalité ?

La stratégie de fatigue accélérée envisagé est donc d'imposer aux structures sous test les même mouvements (et donc le même niveau de contraintes) que dans l'application finale mais à une fréquence plus élevée via leur base. On est en droit de se demander si cet actionnement est équivalent et n'induit pas une fatigue plus marquée que dans la cadre de l'application visée pour un nombre de cycle donné. Nous allons ici essayer de répondre à ces questions en explorant quelques pistes.

- Régime isotherme/adiabatique

D'une manière générale les cycles d'extension/compression au sein des matériaux produisent un échauffement localisé. Dans le cas de structures fonctionnant en flexion (poutre à encastrement simple comme c'est ici notre cas), le modèle de Zener²⁵ permet de déterminer la fréquence de transition f_t entre le régime isotherme à "basses" fréquences et le régime adiabatique à "hautes" fréquences. Dans l'hypothèse où la structure est homogène et constituée exclusivement de céramique PZT, la valeur de f_t est telle que :

$$f_t = \frac{\pi \cdot \kappa}{2 \cdot \rho \cdot C_p \cdot h_T^2} \quad (4.1)$$

Ici, ρ est la masse volumique de la céramique PZT, C_p sa chaleur spécifique, κ sa conductivité thermique²⁶ et h_T l'épaisseur vibrante de la structure assimilable à son épaisseur totale. Dans le cas des structures Vermon (épaisseur totale de 172 μm) f_t est comprise entre 21 et 42 Hz compte tenu des incertitudes sur les paramètres thermiques du PZT. Cette valeur de f_t montre qu'au sein du stimulateur (fréquence des sollicitations mécaniques de l'ordre de 10 Hz), la structure sera excitée en régime isotherme alors qu'en vieillissement (fréquence de 90 Hz) elle le sera en régime adiabatique. Ceci sous-entend que le matériau subira un échauffement qui sera néanmoins négligé par la suite compte tenu des amplitudes des sollicitations relativement faible.

- Effet des forces d'inertie, équivalence de l'excitation à l'extrémité/par la base

²⁵ Clarence Zener (1905-1993)

²⁶ Pour le PZT $\rho=7650 \text{ kg/m}^3$, $C_p=300\text{-}350 \text{ J/kg/K}$ et $\kappa=1,1\text{-}1,8 \text{ W/m/K}$

La stratégie de fatigue accélérée envisagée sous-entend que la déformée de la structure à 90 Hz, qui plus est actionnée par l'encastrement, est équivalente à celle à basses fréquences assimilée à la déformée statique induite par un déplacement imposé à l'extrémité.

Afin de vérifier la validité de cette hypothèse, nous avons réalisé une série de simulations FEM²⁷ en régime harmonique grâce au logiciel ANSYS. Comme le montre la Figure 72, la déformée d'une structure Vermon type 1 actionnée à 90 Hz via son extrémité et par son encastrement a été comparée à la déformée statique prise comme référence. Ici l'amplitude maximale des mouvements a été prise comme égale à 400 μm .

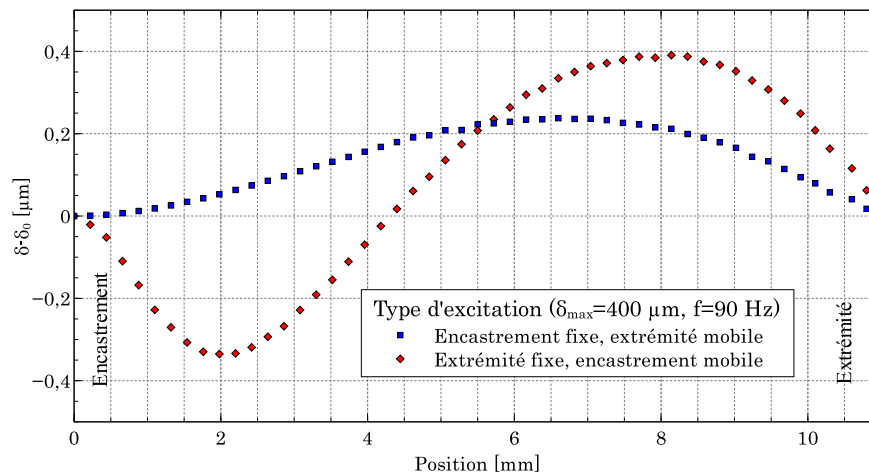


Figure 72. Ecart entre la déformée d'une structure Vermon type 1 actionnée à 90 Hz via son extrémité et par son encastrement par rapport à la déformée statique prise comme référence.

Cette figure montre que dans notre cas (structure actionnée par l'encastrement), la déformée maximale de la structure présente un écart maximal de seulement 400 nm par rapport à la déformée statique. Pour cette raison, dans la suite, la déformée dynamique sera toujours assimilée à la déformée statique : les effets des forces d'inertie seront donc négligés. D'autre part, bien que l'actionnement soit réalisé par l'encastrement, nous raisonnerons toujours comme s'il l'était par l'extrémité de la structure.

4.2.3 Système de pincement des structures utilisé

Comme abordé précédemment, le système de pincement employé afin de maintenir fixe l'extrémité des structures tout en autorisant les mouvements de rotation se compose de deux billes enserrant les deux faces suivant une force constante et maîtrisée assurée par un ressort dont la raideur est connue. Les billes sont en acier trempé rectifié d'un diamètre de 3 mm.

²⁷ FEM : Finite Element Modeling

Le système de pincement est lui-même maintenu via une cellule de force qui permet ainsi de mesurer la force de réaction imposée à la structure. Ceci nous permet de déterminer la raideur propre de la structure ainsi que la force de blocage due à l'effet piézoélectrique inverse. Ceci sera présenté en détail dans la suite de ce chapitre. La conception mécanique proprement dite du système de pincement sera présentée dans le chapitre suivant.

4.3 Modes de défaillance identifiés

Les différents modes de défaillance pouvant intervenir dans le cas des structures étudiées peuvent être soit d'origine purement mécanique (fissurations, délamination ...) soit électromécanique (rupture des connexions, dépolariation de la céramique PZT). Les modes de défaillance identifiés sont listés ci-dessous :

- Pertes des connexions électriques
- Court-circuit entre les électrodes ou avec la couche structurale en laiton
- Dépolariation de la céramique PZT
- Fissuration des électrodes
- Vieillessement mécanique (microfissurations ...) des matériaux
- Fissuration des couches
- Ruptures franches dites "catastrophiques"
- Délamination de couches aux interfaces

Nous allons dans la suite étudier les moyens mis à notre disposition afin de les identifier compte tenu des contraintes technologiques relatives au banc sur lequel sont montées les structures.

4.4 Indicateurs de la fatigue

Tout au long du vieillissement des structures, il est nécessaire de les caractériser mécaniquement et électriquement afin de conclure sur leur intégrité physique tout en identifiant, dans la mesure du possible, les modes de défaillance identifiés précédemment. Tout ceci nous amène à définir une stratégie de caractérisation faisant intervenir différents "indicateurs de la fatigue" qui seront décrits et modélisés par la suite.

Dans le cas du banc de fatigue accélérée mis au point dans ce travail de thèse, outre la spectrométrie d'impédance employée traditionnellement pour la caractérisation des structures piézoélectriques comme montré dans la littérature, nous avons mis à profit le fait que le système de pincement soit équipé par une cellule de force afin de mettre au point différentes méthodes jusqu'alors innovantes. Ainsi le système de pincement instrumenté nous permettra de mesurer la force de réaction induite à l'extrémité des structures pour un

mouvement quasi statique²⁸ de l'encastrement nous donnant ainsi la possibilité d'extraire leur raideur mécanique. De même, pour une tension continue appliquée au bimorphe, la force induite par effet piézoélectrique inverse (les structures sont alors employées comme des actionneurs) nous renseigne sur la constante de couplage électromécanique (coefficient d_{31}).

En résumé, les indicateurs employés sont listés ci-dessous avec les informations qu'ils permettent d'obtenir :

- Tension en régime harmonique induite lors de la fatigue accélérée : couplage électromécanique
- Raideur de la structure à circuit fermé ou ouvert (fermé dans la pratique) : caractéristiques mécaniques
- Force de blocage à tension imposée : couplage électromécanique
- Spectrométrie d'impédance (dans la pratique, mesure de la capacité électrique propre de la résistance série et parallèle) : état des connexions/électrode, permittivité de la céramique PZT, délamination des couches

L'impact des différents modes de défaillance identifiés sur ces indicateurs est résumé sur le Tableau 8.

En pratique, une fois les structures montées sur le banc, celles-ci subiront un vieillissement en régime harmonique forcé à 90 Hz durant un laps de temps fixe (de quelques minutes à quelques heures) avant d'être caractérisées périodiquement, de manière automatique, via l'extraction des différents indicateurs précédemment présentés.

²⁸ L'emploi de la cellule de force impose des stimuli statiques ou du moins à basses fréquences, du fait de la bande passante limitée de l'ensemble formé avec l'électronique de conditionnement.

Indicateurs	Modèles de défaillance	Connexions défaillantes	Courts-circuits	Dépoliarisation des couches de PZT	Fissuration des électrodes	Vieillessement mécanique des matériaux	Fissuration des couches	Ruptures catastrophiques	Délamination des couches
Tension en régime harmonique		Baisse de l'amplitude	Baisse de l'amplitude	Baisse de l'amplitude	Baisse de l'amplitude	Baisse de l'amplitude	Baisse de l'amplitude, réponse non linéaire.	Baisse de l'amplitude, réponse non linéaire.	Baisse de l'amplitude, réponse non linéaire.
Raidleur de la structure en circuit fermé		Sans effet	Sans effet	Sans effet	Sans effet	Baisse de la raidleur	Baisse brutale de la raidleur, réponse non linéaire.	Baisse brutale de la raidleur, réponse non linéaire.	Baisse de la raidleur, réponse non linéaire.
Force de blocage à tension imposée		Baisse de la force	Baisse de la force	Baisse de la force	Baisse de la force	Baisse de la force	Baisse brutale de la force, réponse non linéaire.	Baisse brutale de la force, réponse non linéaire.	Baisse de la force, réponse non linéaire.
Spectrométrie d'impédance (C, R_s, R_p)		Baisse de la capacité, augmentation de la résistance série	Augmentation de la capacité si le <i>shim</i> et électrodes. Résistance parallèle faible si	Sans effet notable	Baisse de la capacité	Sans effet	Baisse brutale de la capacité. Apparition d'éventuels courts-circuits.	Baisse brutale de la capacité. Apparition d'éventuels courts-circuits.	Baisse de la capacité

Tableau 8. Impact des différents modes de défaillance identifiés sur les indicateurs utilisés.

Durant les essais, il conviendra d'exclure les structures endommagées de manière "drastique" et qui ne permettent plus d'étudier avec cohérence l'évolution du vieillissement global et surtout celui des couches PZT sur lesquelles se comporte plus particulièrement notre attention. Ainsi, et comme montré dans la Figure 73, le premier critère est d'écarter les structures qui présentent une capacité électrique hors spécifications qui met en évidence des problèmes de connexions ou des électrodes fissurées. Le second critère est d'exclure les structures dont la raideur est trop faible ou dont la réponse mécanique est non linéaire ce qui sous-entend la présence de fissures ou de délaminations importantes.

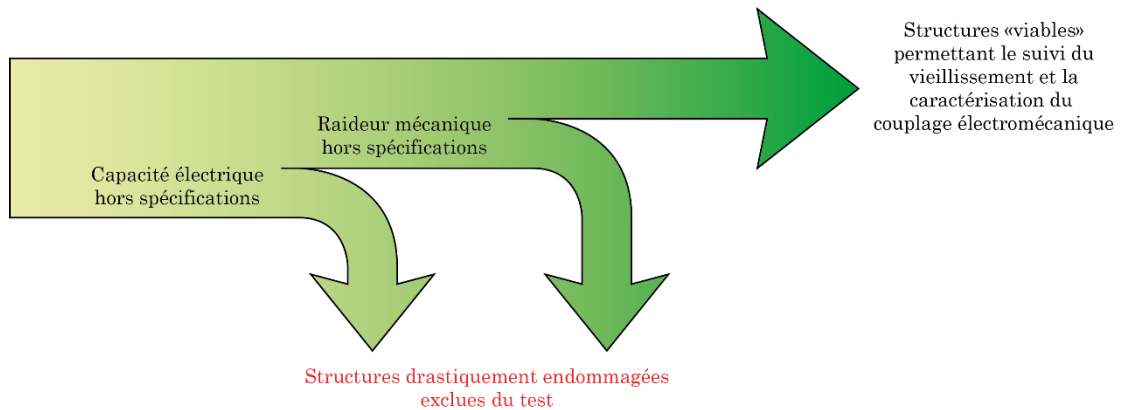


Figure 73. Processus de mise à l'écart des structures drastiquement endommagées.

4.5 Modélisation des indicateurs de la fatigue

Dans cette partie nous allons nous efforcer de modéliser analytiquement les indicateurs qui seront utilisés en tenant compte de contraintes propres au banc de fatigue accélérée envisagé. Ainsi un effort important sera fourni en vue de déterminer l'impact du système de pincement utilisé.

4.5.1 Réduction de la loi de comportement des couches PZT

- Approximation d'Euler-Bernoulli ou de Timoshenko ?

En mécanique du solide, une poutre est un solide ayant une dimension, suivant l'une des trois directions de l'espace, grande par rapport aux deux autres : ceci correspond exactement à la structure piézoélectrique bimorphe étudiée.

Il existe deux théories distinctes afin de déterminer le comportement mécanique de cette structure en fonction des hypothèses considérées :

- la théorie d'Euler-Bernoulli²⁹, qui néglige l'influence du cisaillement : la section de la poutre reste perpendiculaire à la déformée de la fibre moyenne.
- la théorie de Timoshenko³⁰ qui prend en compte l'effet du cisaillement : la section se gauchit par rapport à la déformée de la fibre moyenne.

D'une manière un peu simpliste, on considère que la théorie d'Euler-Bernoulli est valable pour les poutres minces et élancées alors que la théorie de Timoshenko doit être employée dans le cas de poutres épaisses c'est-à-dire ayant une longueur inférieure à 20 fois l'épaisseur suivant laquelle s'appliquent les contraintes extérieures (force ponctuelles, pression ...). D'une manière un peu plus rigoureuse, l'approche d'Euler-Bernoulli est équivalente à celle de Timoshenko quand la condition suivante est remplie dans le cas d'une poutre de section homogène constituée d'un matériau isotrope :

$$\frac{c.I}{\kappa.L^2.A.G} \ll 1 \quad (4.2)$$

Ici c , I , L , A et G sont respectivement le module d'Young du matériau, le moment quadratique de la poutre, la longueur de la poutre, sa section et son module de cisaillement. La constante κ est le coefficient de cisaillement de Timoshenko qui est égale à 5/6 dans le cas d'une structure à section rectangulaire. Dans le cas des structures dont il est ici question, en circuit fermé ($E=0$), en les considérant comme homogènes et composées exclusivement de PZT :

$$\frac{c.I}{\kappa.L^2.A.G} \approx \frac{c_{11}^E \cdot h_T^2}{10.L^2 \cdot c_{44}^E} \quad (4.3)$$

Ici h_T est l'épaisseur totale de la structure et L sa longueur libre. Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 :

$$\frac{c_{11}^E \cdot h_T^2}{10.L^2 \cdot c_{44}^E} \approx 6,62 \cdot 10^{-5} \quad (4.4)$$

Cette valeur, bien inférieure à l'unité, montre bien que l'usage de l'approche de Timoshenko serait ici superflu. Pour cette raison, dans la suite de cette étude, nous utiliserons toujours l'approximation d'Euler-Bernoulli. Dans ce cadre, les contraintes en cisaillements et les contraintes suivant l'axe z (axe suivant l'épaisseur de la structure) seront toujours considérées comme nulles ($T_{xy} = T_{yz} =$

²⁹ Théorie initiée par les travaux de Leonhard Euler (1707-1783) et Jacques Bernoulli (1662-1716) puis complétée par le neveu de ce dernier Daniel Bernoulli (1700-1782)

³⁰ Stephen Timoshenko (1878-1972)

$T_{xz} = T_z = 0$). Les déflexions imposées à la structure suivant l'axe z en fonctionnement normal induiront des contraintes purement axiales suivant l'axe x .

- Couplage piézoélectrique employé

Les couches piézoélectriques employées sont polarisées suivant l'axe z . Les électrodes servant à les polariser sont positionnées suivant le même axe alors que les contraintes induites lors du fonctionnement le sont suivant l'axe x . Compte tenu de ceci, les structures fonctionnent suivant un mode de couplage piézoélectrique transversal 31. Le champ électrique E tout comme le champ de déplacement électrique D seront exclusivement portés par l'axe z ($E_x = E_y = D_x = D_y = 0$).

- Approximation des contraintes planes en couplage 31

Dans le cadre des contraintes planes (*plane stress*), la structure est considérée comme suffisamment étroite pour que les contraintes au sein des différentes couches considérées puissent se relaxer suivant y : seul subsiste au sein de la structure une contrainte biaxiale dans le plan xy . Ceci impose, en gardant à l'esprit que nous sommes dans l'approximation d'Euler-Bernoulli ($T_y = 0$) :

$$\begin{cases} T_y = 0 \\ T_z = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

En partant des équations de couplage en "d", il est facile de montrer que :

$$\begin{cases} D_z = \epsilon_{33}^T \cdot E_z + d_{31} \cdot T_x \\ S_x = s_{11} \cdot T_x + d_{31} \cdot E_z \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} D_z = \left(\epsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}} \right) \cdot E_z + \frac{d_{31}}{s_{11}} \cdot S_x \\ T_x = \frac{1}{s_{11}} \cdot S_x - \frac{d_{31}}{s_{11}} \cdot E_z \end{cases} \quad (4.6)$$

Ceci nous permet de récrire les équations de couplage en "e" dans l'approximation des contraintes planes où l'indice T fait référence à celle-ci :

$$\begin{cases} D_z = \epsilon_T^S \cdot E_z + e_T \cdot S_x \\ T_x = c_T^E \cdot S_x - e_T \cdot E_z \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} c_T^E = \frac{1}{s_{11}} \\ e_T = \frac{d_{31}}{s_{11}} \\ \epsilon_T^S = \epsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}} \end{cases} \quad (4.7)$$

De même, il est possible de récrire les équations de couplage en "d" dans l'approximation des contraintes planes :

$$\begin{cases} \mathbf{D}_z = \boldsymbol{\varepsilon}_T^T \cdot \mathbf{E}_z + \mathbf{d}_T \cdot \mathbf{T}_x \\ \mathbf{S}_x = \mathbf{s}_T^E \cdot \mathbf{T}_x + \mathbf{d}_T \cdot \mathbf{E}_z \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \mathbf{s}_T^E = \mathbf{s}_{11} \\ \mathbf{d}_T = \mathbf{d}_{31} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_T^T = \boldsymbol{\varepsilon}_{33}^T \end{cases} \quad (4.8)$$

- Approximation des déformations planes en couplage 31

Dans le cadre des déformations planes (*plane strain*), la structure est considérée comme suffisamment large pour que les contraintes suivant l'axe y ne puissent pas se relaxer ce qui sous-entend que les déformations suivant cet axe sont nulles. Ceci impose :

$$\begin{cases} \mathbf{S}_y = 0 \\ \mathbf{T}_z = 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

En partant des équations de couplage en "e" :

$$\begin{cases} \mathbf{D}_z = \left(\boldsymbol{\varepsilon}_{33}^S + \frac{\mathbf{e}_{33}^2}{\mathbf{c}_{33}^E} \right) \cdot \mathbf{E}_z + \left(\mathbf{e}_{31} - \frac{\mathbf{c}_{13}^E \cdot \mathbf{e}_{33}}{\mathbf{c}_{33}^E} \right) \cdot \mathbf{S}_x \\ \mathbf{T}_x = \left(\mathbf{c}_{11}^E - \frac{(\mathbf{c}_{13}^E)^2}{\mathbf{c}_{33}^E} \right) \cdot \mathbf{S}_x - \left(\mathbf{e}_{31} - \frac{\mathbf{c}_{13}^E \cdot \mathbf{e}_{33}}{\mathbf{c}_{33}^E} \right) \cdot \mathbf{E}_z \end{cases} \quad (4.10)$$

Ceci nous permet de récrire les équations de couplage en "e" dans l'approximation des déformations planes où l'indice S fait référence à celle-ci :

$$\begin{cases} \mathbf{D}_z = \boldsymbol{\varepsilon}_S^S \cdot \mathbf{E}_z + \mathbf{e}_S \cdot \mathbf{S}_x \\ \mathbf{T}_x = \mathbf{c}_S^E \cdot \mathbf{S}_x - \mathbf{e}_S \cdot \mathbf{E}_z \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \mathbf{c}_S^E = \mathbf{c}_{11}^E - \frac{(\mathbf{c}_{13}^E)^2}{\mathbf{c}_{33}^E} \\ \mathbf{e}_S = \mathbf{e}_{31} - \frac{\mathbf{c}_{13}^E \cdot \mathbf{e}_{33}}{\mathbf{c}_{33}^E} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_S^S = \boldsymbol{\varepsilon}_{33}^S + \frac{\mathbf{e}_{33}^2}{\mathbf{c}_{33}^E} \end{cases} \quad (4.11)$$

De même, il est possible de récrire les équations de couplage en "d" dans l'approximation des déformations planes :

$$\begin{cases} \mathbf{D}_z = \boldsymbol{\varepsilon}_S^T \cdot \mathbf{E}_z + \mathbf{d}_S \cdot \mathbf{T}_x \\ \mathbf{S}_x = \mathbf{s}_S^E \cdot \mathbf{T}_x + \mathbf{d}_S \cdot \mathbf{E}_z \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \mathbf{s}_S^E = \frac{1}{\mathbf{c}_S^E} \\ \mathbf{d}_S = \frac{\mathbf{e}_S}{\mathbf{c}_S^E} \\ \boldsymbol{\varepsilon}_S^T = \boldsymbol{\varepsilon}_S^S + \frac{(\mathbf{e}_S)^2}{\mathbf{c}_S^E} \end{cases} \quad (4.12)$$

- Contraintes et déformations planes dans le cas de la céramique TRS301

Les constantes électromécaniques relatives à la céramique de type TRS301 sont rappelées sur le Tableau 9. Les constantes suivant l'approximation des contraintes ou déformations planes en couplage 31 sont données dans le même tableau.

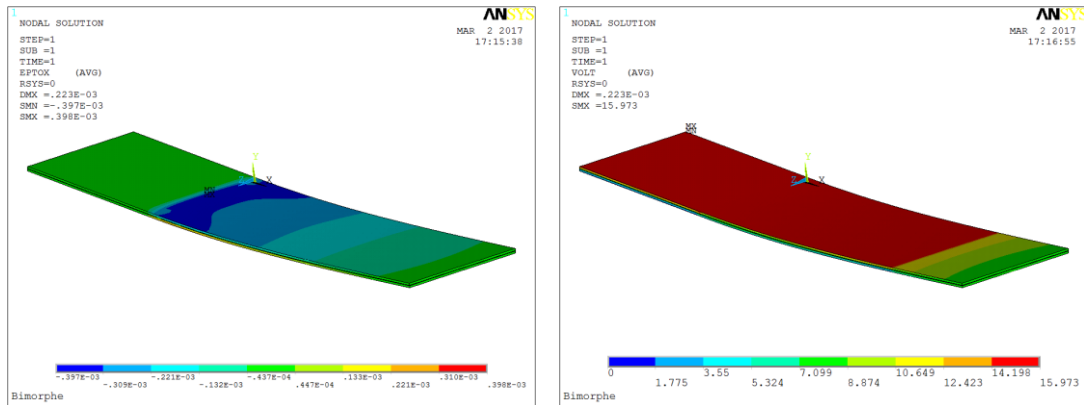
Constantes relatives à la forme en "d"		
$s_{11}^E = 11,2 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$s_{12}^E = -3,30 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$s_{13}^E = -2,70 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$
$s_{33}^E = 11,4 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$s_{44}^E = 41,8 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$s_{66}^E = 29,1 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$
$d_{31} = -109 \text{ pC.N}^{-1}$	$d_{33} = 228 \text{ pC.N}^{-1}$	$d_{15} = 559 \text{ pC.N}^{-1}$
$\varepsilon_{11}^T/\varepsilon_0 = 1704$	$\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0 = 1054$	
Constantes relatives à la forme en "e"		
$c_{11}^E = 110 \text{ GPa}$	$c_{12}^E = 41 \text{ GPa}$	$c_{13}^E = 35,8 \text{ GPa}$
$c_{33}^E = 105 \text{ GPa}$	$c_{44}^E = 23,9 \text{ GPa}$	$c_{66}^E = 34,4 \text{ GPa}$
$e_{31} = -8,31 \text{ C.m}^{-2}$	$e_{33} = 16,1 \text{ C.m}^{-2}$	$e_{15} = 13,4 \text{ C.m}^{-2}$
$\varepsilon_{11}^S/\varepsilon_0 = 859$	$\varepsilon_{33}^S/\varepsilon_0 = 435$	
Constantes relatives à l'approximation des contraintes planes en couplage 31		
Forme en "d" :	$s_T^E = 11,2 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$d_T = -109 \text{ pC.N}^{-1}$ $\varepsilon_T^T/\varepsilon_0 = 1054$
Forme en "e" :	$c_T^E = 89,3 \text{ GPa}$	$e_T = -9,73 \text{ C.m}^{-2}$ $\varepsilon_T^S/\varepsilon_0 = 934$
Constantes relatives à l'approximation des déformations planes en couplage 31		
Forme en "d" :	$s_S^E = 10,2 \cdot 10^{-12} \text{ Pa}^{-1}$	$d_S = -141 \text{ pC.N}^{-1}$ $\varepsilon_S^T/\varepsilon_0 = 934$
Forme en "e" :	$c_S^E = 97,8 \text{ GPa}$	$e_S = -13,8 \text{ C.m}^{-2}$ $\varepsilon_S^S/\varepsilon_0 = 714$

Tableau 9. Récapitulatif des constantes relatives à la céramique PZT de type TRS301 données par le fabricant³¹ et calculées suivant les approximations considérées.

- Quelle approximation utiliser ? Contraintes ou déformations planes ?

Le choix entre telle ou telle approximation est dicté par la largeur de la structure mais cette notion est toute relative. Afin de déterminer le domaine de validité de chaque approximation qui est lié aux matériaux employés et à la géométrie des structures, nous avons procédé à différentes simulations sous ANSYS : des simulations 2D et demi dans le cadre de l'approximation des contraintes et des déformations planes ont été comparées à des simulations 3D (voir Figure 74).

³¹ TRS Technologies (<http://www.trstechnologies.com/>)



(a)

(b)

Figure 74. Exemples de simulations 3D sous ANSYS : déformation longitudinale (a) et tension induite à circuit-ouvert (b) pour une force appliquée à l'extrémité de 40 mN (structures Vermon 60/12/60 type1). La partie encastree de la structure n'est pas omise ici et est bien visible en $x>0$.

Ici les indicateurs observés sont la raideur par unité de largeur et la tension en circuit ouvert pour une déflexion imposée à l'extrémité de la structure. Le calcul théorique de ces quantités, invariantes suivant la largeur de la structure en première approximation, est donné dans la suite de ce mémoire.

Le modèle des structures Vermon 60/12/60 est ici simplifié au maximum. Ainsi, les électrodes ne seront pas modélisées mécaniquement du fait de leur très faible épaisseur (épaisseur de l'ordre de 200 nm) tout comme la colle (épaisseur de l'ordre de 1 μm) présente entre les couches de PZT et la couche structurale ici en laiton³².

La Figure 75 montre l'évolution des indicateurs en fonction de la largeur de la structure comprise entre 0,5 et 15 mm. Pour une largeur de 4 mm qui est la largeur des structures étudiées, les simulations FEM en 3D mettent en évidence que l'approximation des contraintes planes est la plus juste : la structure est donc bien suffisamment étroite pour que les contraintes suivant sa largeur puissent se relaxer. C'est cette approximation que l'on utilisera dans le reste de l'étude. Si la structure avait une largeur plus grande (supérieure à 15 mm), les choses auraient été moins claires et on aurait été obligé de travailler par encadrement entre les deux approximations.

Il est intéressant de noter que, dans le cas des petites largeurs (largeur égale à 0,5 mm), les simulations 3D donnent une tension à circuit ouvert inférieure à celle obtenue dans la cadre de l'approximation des contraintes planes. Ceci est

³² Pour le laiton : $E=100$ GPa, $\nu=0,33$ et $\rho=8700$ $\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$.

certainement dû au maillage et au type d'élément employé qui sont différents entre les simulations 2D et demi et 3D.

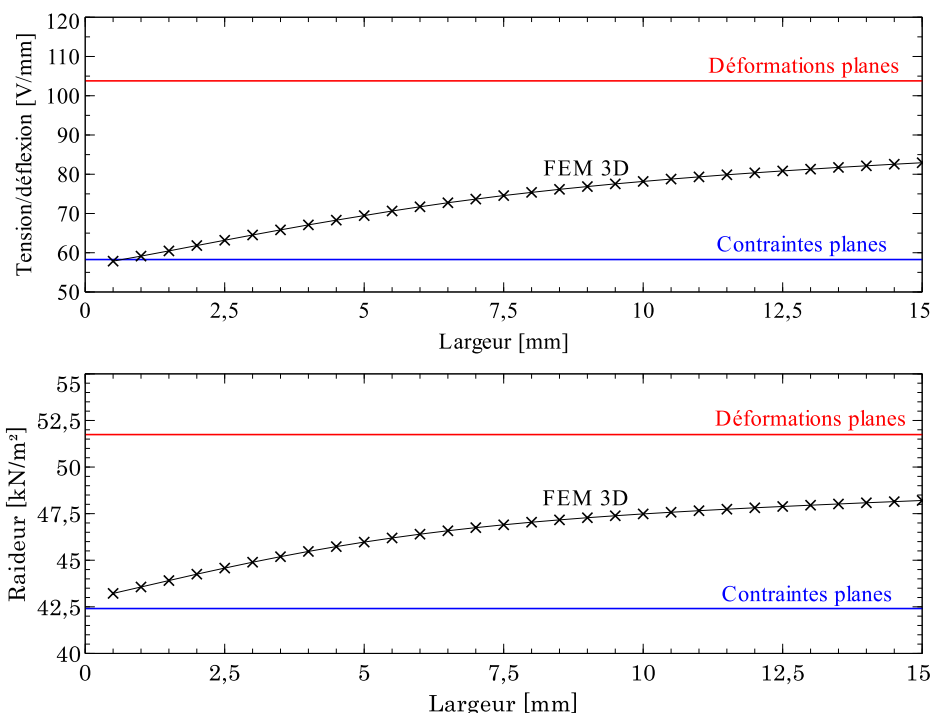


Figure 75. Evolution de la tension et de la raideur de la structure en circuit ouvert suivant sa largeur (structure Vernon 60/12/60 type 1). Les valeurs sont données par unité de largeur.

4.5.2 Rayon de courbure de la structure sous champ électrique imposé

Lorsque la structure sera polarisée de manière électrique via les deux électrodes présentes à sa surface, celle-ci va tendre à se déformer via l'effet piézoélectrique inverse. Nous allons dans la suite déterminer le rayon de courbure de la structure lorsqu'une tension v sera appliquée comme montré ci-dessous :

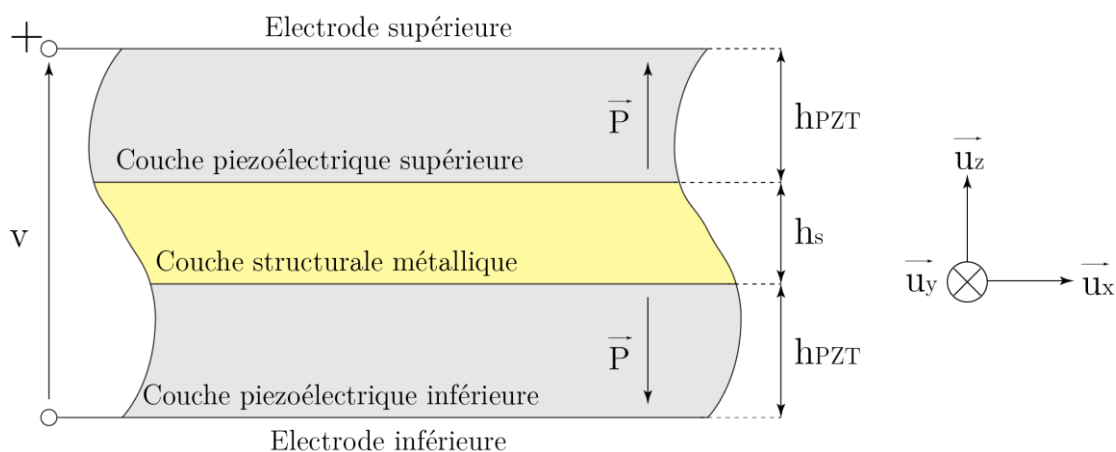


Figure 76. Vue en coupe d'un tronçon de la structure au niveau des électrodes.

Avant tout, il convient de rappeler que le rayon de courbure R de la structure est lié à la dérivée première et seconde de la déformée δ de la structure suivant l'axe longitudinal x tel que :

$$\frac{1}{R} = \frac{\frac{\partial^2 \delta}{\partial x^2}}{\left(1 + \left(\frac{\partial \delta}{\partial x}\right)^2\right)^{\frac{3}{2}}} \quad (4.13)$$

Dans l'approximation des petites déflexions et en posant, pour des raisons de simplification des écritures, λ comme étant égal à l'inverse de R :

$$\lambda = \frac{1}{R} \approx \frac{\partial^2 \delta}{\partial x^2} \quad (4.14)$$

Dans la suite, nous ferons l'hypothèse que le champ électrique au sein des couches de céramique PZT est constant. Ainsi le champ électrique E_z induit par la différence de potentiel v (+ au niveau de l'électrode supérieure) est tel que :

$$\mathbf{E}_z = -\frac{v}{2 \cdot h_{\text{PZT}}} \quad (4.15)$$

Dans l'approximation d'Euler-Bernoulli, l'élongation longitudinale S_x varie linéairement suivant l'épaisseur de la structure (axe z) et est nulle au niveau de la fibre neutre³³ se trouvant à $z=0$:

$$\mathbf{S}_x = -\frac{\partial^2 \delta}{\partial x^2} \cdot z = -\lambda \cdot z \quad (4.16)$$

En utilisant les lois de couplage en "d", il est possible d'exprimer la contrainte T_x induit par l'effet inverse au niveau des couches piézoélectriques :

Couche PZT supérieure :

$$\mathbf{T}_x = \frac{1}{s_T^E} (\mathbf{S}_x - \mathbf{d}_T \cdot \mathbf{E}_z) = \frac{1}{s_T^E} \left(-\lambda \cdot z + \frac{\mathbf{d}_T}{2 \cdot h_{\text{PZT}}} \cdot v \right) \quad (4.17)$$

Couche PZT inférieure :

$$\mathbf{T}_x = \frac{1}{s_T^E} (\mathbf{S}_x + \mathbf{d}_T \cdot \mathbf{E}_z) = \frac{1}{s_T^E} \left(-\lambda \cdot z - \frac{\mathbf{d}_T}{2 \cdot h_{\text{PZT}}} \cdot v \right) \quad (4.18)$$

Au niveau de la couche métallique centrale (matériau isotrope), la contrainte est simplement reliée à l'élongation par la loi de Hooke :

$$\mathbf{T}_x = \frac{\mathbf{S}_x}{s_s} = -\frac{\lambda}{s_s} \cdot z \quad (4.19)$$

³³ Plan où le matériau n'est soumis ni à une compression, ni à une extension ($T_x=S_x=0$) lors de la flexion de la structure.

Où s_s est la souplesse du laiton (inverse du module d'Young du laiton).

Pour un tronçon élémentaire de la poutre, la condition d'équilibre mécanique impose que la somme des moments et des forces soit respectivement nulle :

$$\begin{cases} \mathbf{F}_T = \iint_S \mathbf{T}_x(z) \cdot d\mathbf{y} \cdot dz = 0 \\ \mathbf{M}_T = \iint_S z \cdot \mathbf{T}_x(z) \cdot d\mathbf{y} \cdot dz = 0 \end{cases} \quad (4.20)$$

Où S est la section de la poutre. Pour le calcul de ces deux intégrales, le niveau de fibre neutre (et donc l'origine du repère $z=0$) sera "virtuellement" déplacé à l'extérieur de la structure à une distance z_0 sous la base de la structure. Ceci permet de simplifier l'écriture des bornes d'intégration :

$$\begin{cases} \frac{\mathbf{F}_T}{\mathbf{w}} = \int_{z_0}^{z_0+h_{PZT}} \frac{1}{s_T^E} \cdot \left(-\lambda \cdot z - \frac{\mathbf{d}_T \cdot \mathbf{v}}{2 \cdot h_{PZT}} \right) \cdot dz + \int_{z_0+h_{PZT}}^{z_0+h_{PZT}+h_s} \frac{-\lambda \cdot z}{s_s} \cdot dz + \int_{z_0+h_{PZT}+h_s}^{z_0+2 \cdot h_{PZT}+h_s} \frac{1}{s_T^E} \cdot \left(-\lambda \cdot z + \frac{\mathbf{d}_T \cdot \mathbf{v}}{2 \cdot h_{PZT}} \right) \cdot dz = 0 \\ \frac{\mathbf{M}_T}{\mathbf{w}} = \int_{z_0}^{z_0+h_{PZT}} \frac{z}{s_T^E} \cdot \left(-\lambda \cdot z - \frac{\mathbf{d}_T \cdot \mathbf{v}}{2 \cdot h_{PZT}} \right) \cdot dz + \int_{z_0+h_{PZT}}^{z_0+h_{PZT}+h_s} \frac{-\lambda \cdot z^2}{s_s} \cdot dz + \int_{z_0+h_{PZT}+h_s}^{z_0+2 \cdot h_{PZT}+h_s} \frac{z}{s_T^E} \cdot \left(-\lambda \cdot z + \frac{\mathbf{d}_T \cdot \mathbf{v}}{2 \cdot h_{PZT}} \right) \cdot dz = 0 \end{cases}$$

La résolution de ce système, non triviale, a été réalisée grâce au moteur de calcul formel Maxima et donne :

$$\begin{cases} z_0 = -\left(h_{PZT} + \frac{h_s}{2} \right) \\ \lambda = \frac{6 \cdot \mathbf{d}_T \cdot (\mathbf{h}_{PZT} + \mathbf{h}_s) \cdot s_s}{2 \cdot h_{PZT} \cdot (3 \cdot h_s^2 + 6 \cdot h_{PZT} \cdot h_s + 4 \cdot h_{PZT}^2) \cdot s_s + h_s^3 \cdot s_T^E} \cdot \mathbf{v} \end{cases} \quad (4.21)$$

La valeur négative de z_0 indique que le niveau de fibre neutre est bien au niveau de la structure et au centre de celle-ci comme attendu du fait de sa symétrie. La valeur de λ négative (rappelons que $d_T < 0$) indique que la structure va tendre à se courber vers le bas pour une tension appliquée v positive : la couche de céramique PZT supérieure va se dilater suivant l'axe longitudinal alors que la couche inférieure va se contracter.

Dans le cas des structures Vermon 60/12/60, pour une tension de un volt, la valeur de λ correspond à un rayon de courbure vers le bas de 48,8 m ($\lambda = -20,5 \cdot 10^3 \text{m}^{-1}$).

4.5.3 Réponse électrique d'une couche piézoélectrique soumise à un champ de déformation uni-axial

Une couche piézoélectrique délimitée par des électrodes afin de récolter les charges électriques peut être vue comme une succession de couches d'épaisseur élémentaires dz connectées en série. Chacune de ces couches est soumise à une

déformation suivant l'axe x et voit apparaître sur sa face supérieure³⁴ une densité charges Q par effet piézoélectrique direct telle que :

$$\mathbf{Q} = -\int \int_{x y} \mathbf{D}_z \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \quad (4.22)$$

En introduisant les lois de couplage réduites :

$$\mathbf{Q} = -e_T \cdot \int \int_{x y} \mathbf{S}_x \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} - \varepsilon_T^S \cdot \int \int_{x y} \mathbf{E}_z \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \quad (4.23)$$

Il est alors possible d'exprimer le courant i qui est le même pour toutes les couches élémentaires (le courant est le même au sein d'un circuit série). Soit encore, en utilisant la convention générateur (le courant sortant est positif) :

$$\mathbf{i} = -\dot{\mathbf{Q}} = e_T \cdot \int \int_{x y} \dot{\mathbf{S}}_x \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} + \varepsilon_T^S \cdot \int \int_{x y} \dot{\mathbf{E}}_z \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \quad (4.24)$$

En intégrant sur toute l'épaisseur h de la couche piézoélectrique ici considérée et en utilisant le fait que la différence de potentiel v entre les deux faces de la couche et relié à la circulation du champ électrique :

$$\begin{aligned} \mathbf{i} \cdot h &= e_T \cdot \int \int_{x y} \int_0^h \dot{\mathbf{S}}_x \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \cdot d\mathbf{z} + \varepsilon_T^S \cdot \int \int_{x y} \int_0^h \dot{\mathbf{E}}_z \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \cdot d\mathbf{z} \\ v &= -\int_0^h \mathbf{E}_z \cdot d\mathbf{z} \quad \Rightarrow \quad \mathbf{i} = \frac{e_T}{h} \cdot \int \int_{x y} \int_0^h \dot{\mathbf{S}}_x \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \cdot d\mathbf{z} - \frac{\varepsilon_T \cdot \dot{v}}{h} \cdot \int \int_{x y} d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \end{aligned} \quad (4.25)$$

En convention récepteur l'expression du courant i sera cette fois :

$$\mathbf{i} = -\frac{e_T}{h} \cdot \int \int_{x y} \int_0^h \dot{\mathbf{S}}_x \cdot d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \cdot d\mathbf{z} + \frac{\varepsilon_T \cdot \dot{v}}{h} \cdot \int \int_{x y} d\mathbf{x} \cdot d\mathbf{y} \quad (4.25)$$

4.5.4 Caractéristiques de base des bimorphes de type Vermon 60/12/60

Grace aux lois de comportement réduites des couches PZT déterminées précédemment, il est possible de déterminer certaines caractéristiques mécaniques de base des structures qui nous seront utiles dans la suite comme la raideur et la fréquence du premier mode de résonance en flexion (cas où la structure est libre sans système de pincement).

- Niveau de fibre neutre, moment d'inertie de la structure, raideur

Les structures sous test sont des assemblages PZT/laiton/PZT et ne sont donc pas homogènes. Pour mener à bien les différents calculs, il est nécessaire de

³⁴ Face supérieure considérée comme une électrode fictive infiniment fine et conductrice

transformer la structure initiale en une structure homogène, mécaniquement équivalente, formée d'un seul matériau considéré comme celui de référence. Nous allons ici choisir le PZT mais ce choix est purement arbitraire, les résultats étant finalement les mêmes si l'on considère un autre matériau.

Afin de passer de la structure hétérogène initiale à une structure homogène équivalente, il suffit de modifier la largeur initiale des différentes couches proportionnellement à leur rigidité propre par rapport à celle du matériau de référence : ici ce matériau sera la céramique PZT. Ici, seule la largeur de la couche structurale en laiton, notée w_s , sera modifiée comme ci-dessous :

$$w_s = \frac{c_s}{c_T} \cdot w \quad (4.26)$$

Ici, w est la largeur initiale, c_s est le module d'Young du laiton et c_T la rigidité du PZT dans la cadre des contraintes planes à circuit ouvert ($D_z=0$) ou fermé ($E_z=0$) suivant les conditions.

Dans notre cas, la structure est symétrique suivant son épaisseur ce qui implique que le niveau du plan de fibre neutre se situe en son milieu :

$$\begin{aligned} \bar{z} &= \frac{1}{S} \cdot \int_S z \cdot dS \\ \bar{z} &= h_{PZT} + \frac{h_s}{2} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Avec S la section de la structure³⁵, h_{PZT} l'épaisseur des couches actives en céramique PZT et h_s l'épaisseur de la couche structurale en laiton. Ceci nous permet alors de calculer le moment d'inertie I de la structure équivalente :

$$\begin{aligned} I &= \int_S (z - \bar{z})^2 \cdot dS \\ I &= \frac{2 \cdot w}{3} \cdot \left[\left(h_{PZT} + \frac{h_s}{2} \right)^3 + \left(\frac{h_s}{2} \right)^3 \cdot \left(\frac{c_s}{c_T} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (4.28)$$

L'épaisseur de la couche structurale en laiton étant très faible et sa rigidité équivalente à celle du PZT nous pouvons considérer, pour des raisons de simplicité, la structure comme homogène de section rectangulaire de sorte que :

$$I \approx \frac{w \cdot (2 \cdot h_{PZT} + h_s)^3}{12} \quad (4.29)$$

³⁵ Suivant le système d'axe considéré : $dS=dx \cdot dy$

Dans le cadre de cette approximation, la rigidité (module d'Young) du matériau composite de la structure, notée par la suite c , sera prise comme égale à celle de la céramique PZT.

- Raideur de propre de la structure

Dans l'approximation d'Euler-Bernoulli, une poutre à encastrement simple homogène et de section constante soumise à une force ponctuelle à son extrémité présente une raideur k_0 telle que :

$$\mathbf{k}_0 = \frac{3 \cdot c \cdot I}{L^3} \quad (4.30)$$

Où L , c et I sont respectivement la longueur libre de la structure, son module d'Young (pour rappel, celui du PZT), et son moment d'inertie.

Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 en court-circuit ($E_z=0$), la raideur est égale à :

$$\text{En court-circuit : } \mathbf{c} = \mathbf{c}_T = \mathbf{c}_T^E \Rightarrow \mathbf{k}_0^E = 154 \text{ N.m}^{-1}$$

Dans le cas où la structure est à circuit ouvert, il est possible d'exprimer la rigidité de la céramique PZT à partir de la forme en "e" en considérant $D_z=0$:

$$\mathbf{c}_T^D = \mathbf{c}_T^E + \frac{\mathbf{e}_T^2}{\varepsilon_T} \quad (4.31)$$

Soit encore :

$$\text{En circuit ouvert : } \mathbf{c} = \mathbf{c}_T = \mathbf{c}_T^D \Rightarrow \mathbf{k}_0^D = 174 \text{ N.m}^{-1}$$

Ce dernier résultat montre que la structure est plus rigide dans cette dernière configuration : ce phénomène est connu et commun à toutes les structures piézoélectriques. Notons néanmoins que le résonnement fait ici à circuit ouvert n'est pas strictement rigoureux. En effet, du fait de la présence des électrodes, qui sont en outre considérées comme présentes sur l'intégralité de la structure, la même différence de potentiel est imposée suivant l'épaisseur des couches de PZT quelle que soit la position suivant l'axe longitudinal. Ceci modifie l'équilibre local garant de l'hypothèse $D_z=0$ qui n'est donc plus strictement vraie ici.

Les simulations FEM 3D réalisées sous ANSYS donnent les résultats suivants :

$$\text{En court-circuit : } \mathbf{k}_0^E = 168 \text{ N.m}^{-1}$$

$$\text{En circuit-ouvert : } \mathbf{k}_0^D = 183 \text{ N.m}^{-1}$$

Ceux-ci sont très proches de la théorie (variation maximale de 8%) et confirment la pertinence de notre approche.

- Fréquence du premier mode de résonance en flexion

La fréquence du premier mode de vibration en flexion f_I d'une poutre à encastrement simple (cantilever), homogène et de section constante est telle que :

$$f_1 = \frac{\alpha_1}{2\pi} \cdot \frac{1}{L_T^2} \cdot \sqrt{\frac{c \cdot I}{\rho_{lin}}} \quad (4.32)$$

Où L_T , c , ρ_{lin} , et I sont respectivement la longueur libre totale de la structure³⁶, la rigidité du matériau qui la constitue, sa masse linéique³⁷ et son moment d'inertie. α_I est une constante sans dimension propre au mode de vibration considéré : cette constante est égale à 3,51 pour le premier mode de flexion. L'expression de sa masse linéique est telle que :

$$\rho_{lin} = (2 \cdot \rho_{PZT} \cdot h_{PZT} + \rho_s \cdot h_s) \cdot w \quad (4.33)$$

Où ρ_{PZT} et ρ_s sont respectivement la masse volumique du PZT et du laiton.

Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 en court-circuit ($E_z=0$), la fréquence de résonance du premier mode de flexion est alors égale à :

$$\text{En court-circuit : } c = c_T^E \Rightarrow f_1^E = 428 \text{ Hz}$$

Dans le cas où la structure est à circuit ouvert (ce qui est en fait le cas dans le cas du vieillissement accéléré de la structure) :

$$\text{En circuit-ouvert : } c = c_T^D \Rightarrow f_1^D = 454 \text{ Hz}$$

4.5.5 Modélisation du système de pincement

Comme nous l'avons vu précédemment, le système de pincement utilisé bloque tout mouvement vertical de l'extrémité du bimorphe tout en autorisant les mouvements de rotation. Ceci pourrait paraître parfait néanmoins la force induite par les deux billes de part et d'autre de la structure induit un couple de rotation qui n'est pas sans conséquence. Ainsi, comme nous allons le montrer, ce couple modifie, entre autre, la raideur apparente de la structure.

- Force de serrage minimale

Afin que les billes soient continuellement en contact avec la surface de la structure, il est nécessaire que la force de serrage F_B , réglable via un ressort ad

³⁶ Dans ce cas la structure n'est plus pincée et il convient de considérer l'intégralité de la structure hors encastrement soit, pour rappel, $L_T=13$ mm.

³⁷ Masse linéique en kg/m

hoc, soit toujours supérieure à la force de réaction induit par la structure à leur niveau. Soit encore :

$$F_B > k_0 \cdot \delta_{max} \quad (4.34)$$

Ici k_0 est la raideur de la structure et δ_{max} est la déflexion maximale imposé à la structure que cela soit durant les tests qu'ils soient statiques ou dynamiques. La valeur de la raideur k_0 sera celle à circuit ouvert étant la plus importante (le pire cas est ici considéré).

- Couple induit par le système de pincement

Comme abordé précédemment, lors de la flexion de la poutre, le système de pincement va induire un couple de rotation à l'extrémité de la structure lorsque celle-ci va se cabrer. La convention de notation qui sera utilisée dans la suite est précisée sur la Figure 77 où une représentation schématisée de l'extrémité de la structure avec le système de pincement est également visible.

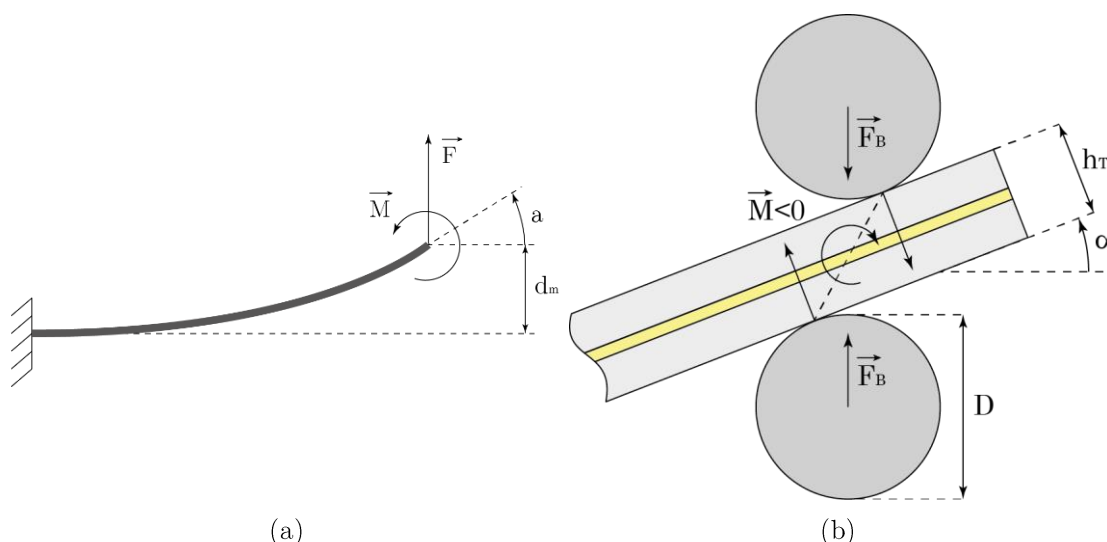


Figure 77. Notation utilisée (b). Représentation schématisée du système de pincement qui maintient verticalement fixe l'extrémité de la structure tout en autorisant la rotation (b).

Il est facile, via un calcul trigonométrique simple, d'exprimer le moment M :

$$M = - \frac{F_B \cdot (D + h_T) \cdot \tan(\alpha)}{\cos(\alpha)} \quad (4.35)$$

Ici D est le diamètre des billes utilisées ($D=3$ mm) et h_T l'épaisseur totale de la structure ($h_T=132$ μm pour les structures de type Vernon 60/12/60). Dans l'approximation des petites déflexions et dans le cas où l'épaisseur de la structure est petite devant le diamètre des billes utilisées :

$$M \approx -F_B \cdot D \cdot \tan(\alpha) \quad (4.36)$$

- Impact sur la raideur effective de la structure

Nous allons ici considérer, comme précédemment, la structure comme homogène, de longueur libre L , de moment d'inertie I et constituée d'un matériau de rigidité c . Dans l'approximation d'Euler-Bernoulli, la pente³⁸ et la déflexion δ_m ³⁹ à l'extrémité pincée de la structure sont liées à la force verticale F et au moment M imposées au même endroit par la relation matricielle de Timoshenko et Gere suivante :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{M} \end{pmatrix} = \frac{c.I}{L^3} \begin{pmatrix} 12 & -6.L \\ -6.L & 4.L^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta_m \\ \tan(\alpha) \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} \delta_m \\ \tan(\alpha) \end{pmatrix} = \frac{L}{6.c.I} \begin{pmatrix} 2.L^2 & 3.L \\ 3.L & 6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{M} \end{pmatrix} \quad (4.37)$$

En utilisant l'expression de M en fonction de la pente, on peut aisément montrer que :

$$\delta_m = \frac{L^3}{3.c.I} \left[1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{F_B.D.L}{3.c.I + 3.F_B.D.L} \right] . F \quad (4.38)$$

En introduisant la raideur k_0 de la structure (raideur d'une poutre cantilever soumise à une force ponctuelle à son extrémité) :

$$k_0 = \frac{3.c.I}{L^3} \Rightarrow \delta_m = \frac{1}{k_0} \left[1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{F_B.D}{L^2.k_0 + 3.F_B.D} \right] . F \quad (4.39)$$

Cette dernière expression permet d'exprimer la raideur effective k_p de la structure lorsque celle-ci est pincée :

$$k_p = \frac{F}{\delta_m} = k_0 \left[1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{F_B.D}{L^2.k_0 + 3.F_B.D} \right]^{-1} \quad (4.40)$$

Si F_B est nulle, on retrouve bien la valeur de la raideur d'une poutre cantilever non pincée telle que $k_p = k_0$. Pour F_B grand⁴⁰, la valeur de k_p tend vers $4.k_0$ qui est la valeur de la raideur d'une poutre à encastrement simple dont la rotation de l'extrémité est maintenue comme nulle : dans ce cas la force d'appui des billes est telle que le système de pincement bloque totalement la structure en rotation.

Dans la pratique, en accord avec la condition de serrage minimum explicitée précédemment, la force d'appui F_B sera telle qu'elle sera un multiple de la force

³⁸ Pente égale à la valeur de la dérivée de la déformée de la structure δ au niveau du point de pincement ($x=L$). La pente est également égale à la tangente de l'angle α .

³⁹ $\delta_m = \delta(x=L)$

⁴⁰ Soit encore $3.F_B.D \gg L^2.k_0$

de réaction maximale de la structure qu'il sera possible de rencontrer durant les tests. La force F_B peut ainsi être exprimée comme ci-dessous :

$$F_B = \gamma \cdot k_0 \cdot \delta_{\max} \quad (4.41)$$

Rappelons que δ_{\max} est l'amplitude maximale des mouvements (typiquement 1/2 mm) alors que γ est un facteur sans unité en gardant à l'esprit que celui-ci doit être supérieur à l'unité afin de garantir le contact des billes avec la structure.

Il est alors possible de réécrire le rapport k_p/k_0 en s'affranchissant des caractéristiques propres de la structure outre sa longueur :

$$\frac{k_p}{k_0} = \left[1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{\gamma \cdot \delta_{\max} \cdot D}{L^2 + 3 \cdot \gamma \cdot \delta_{\max} \cdot D} \right]^{-1} \quad (4.42)$$

La Figure 78 montre l'évolution rapport k_p/k_0 en fonction de γ pour différentes valeurs de l'amplitude maximale des mouvements δ_{\max} . La longueur de la structure est ici fixée à $L=11$ mm.

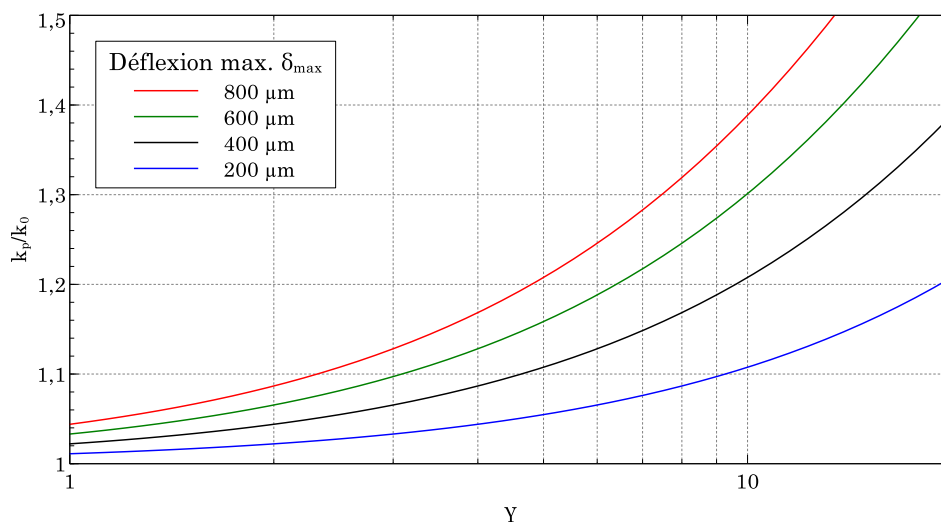


Figure 78. Evolution rapport k_p/k_0 en fonction du facteur γ image de la force de serrage imposée par les billes. Ici la longueur libre de la structure est telle que $L=11$ mm.

Dans la pratique la déflexion maximale δ_{\max} est typiquement de 400 μm (valeur dictée par l'espace disponible au sein de l'application finale) alors que γ est de l'ordre de 4 afin d'assurer le contact structures/billes quelles que soient les conditions. Avec ces valeurs, le système de pincement augmente la valeur effective de la raideur de la structure d'environ 8% par rapport au cas non pincé.

- Impact sur les contraintes induites pour une déflexion imposée

Nous avons montré précédemment que le système de pincement modifie la raideur effective de la structure. Il convient également d'étudier de quelle manière il

impacte la répartition des contraintes et notamment s'il n'induit pas de concentrations qui seraient synonyme d'un vieillissement accéléré non contrôlé.

La valeur de la contrainte longitudinale T_x au sein de la structure est liée à la valeur du moment fléchissant M_f à l'abscisse x considéré et du niveau par rapport à celui de fibre neutre comme ci-dessous :

$$\mathbf{T}_x = -\frac{\mathbf{M}_f}{\mathbf{I}} \cdot (z - \bar{z}) \quad (4.43)$$

Dans le cas où la structure n'est pas pincée, le moment fléchissant, noté ici M_{f0} , est simplement imputable à la force imposée à l'extrémité de la structure pour une déflexion maximale δ_{max} :

$$\mathbf{F} = \mathbf{k}_0 \cdot \delta_{max} \Rightarrow \mathbf{M}_{f0} = \mathbf{F} \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) = \mathbf{k}_0 \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) \cdot \delta_{max} \quad (4.44)$$

Dans le cas où la structure est pincée, le moment fléchissant, noté cette fois M_{fp} , est imputable à l'action commune de la force imposée à l'extrémité de la structure pour une déflexion maximale δ_{max} et au moment M induit par les billes :

$$\begin{cases} \mathbf{F} = \mathbf{k}_p \cdot \delta_{max} \\ \mathbf{M} \approx -\mathbf{F}_B \cdot \mathbf{D} \cdot \tan(\alpha) \end{cases} \Rightarrow \mathbf{M}_{fp} = \mathbf{F} \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) + \mathbf{M} = \mathbf{k}_p \cdot \delta_{max} \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) - \mathbf{F}_B \cdot \mathbf{D} \cdot \tan(\alpha)$$

Soit encore en exprimant la pente à l'extrémité pincée de la structure en fonction de δ_{max} :

$$\mathbf{M}_{fp} = \left[\mathbf{k}_p \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) - \frac{6 \cdot c \cdot \mathbf{I} \cdot \mathbf{F}_B \cdot \mathbf{D}}{\mathbf{F}_B \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{L}^2 + 4 \cdot c \cdot \mathbf{I} \cdot \mathbf{L}} \right] \cdot \delta_{max} \quad (4.45)$$

En introduisant le facteur sans unité γ :

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{fp} &= \left[\mathbf{k}_p \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) - \frac{6 \cdot c \cdot \mathbf{I} \cdot \gamma \cdot \mathbf{k}_0 \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D}}{\gamma \cdot \mathbf{k}_0 \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{L}^2 + 4 \cdot c \cdot \mathbf{I} \cdot \mathbf{L}} \right] \cdot \delta_{max} \\ \mathbf{M}_{fp} &= \left[\mathbf{k}_p \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) - \frac{2 \cdot \mathbf{L}^3 \cdot \gamma \cdot \mathbf{k}_0 \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D}}{\gamma \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{L}^2 + \frac{4}{3} \cdot \mathbf{L}^4} \right] \cdot \delta_{max} \\ \mathbf{M}_{fp} &= \left[\left(1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{\gamma \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D}}{\mathbf{L}^2 + 3 \cdot \gamma \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D}} \right)^{-1} \cdot (\mathbf{L} - \mathbf{x}) - \frac{2 \cdot \mathbf{L} \cdot \gamma \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D}}{\gamma \cdot \delta_{max} \cdot \mathbf{D} + \frac{4}{3} \cdot \mathbf{L}^2} \right] \cdot \mathbf{k}_0 \cdot \delta_{max} \end{aligned} \quad (4.46)$$

La Figure 79 montre l'évolution de la contrainte maximale (au niveau de la base inférieure) le long des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 pour une déflexion maximale $\delta_{max}=400 \mu\text{m}$ dans le cas pincé ou non.

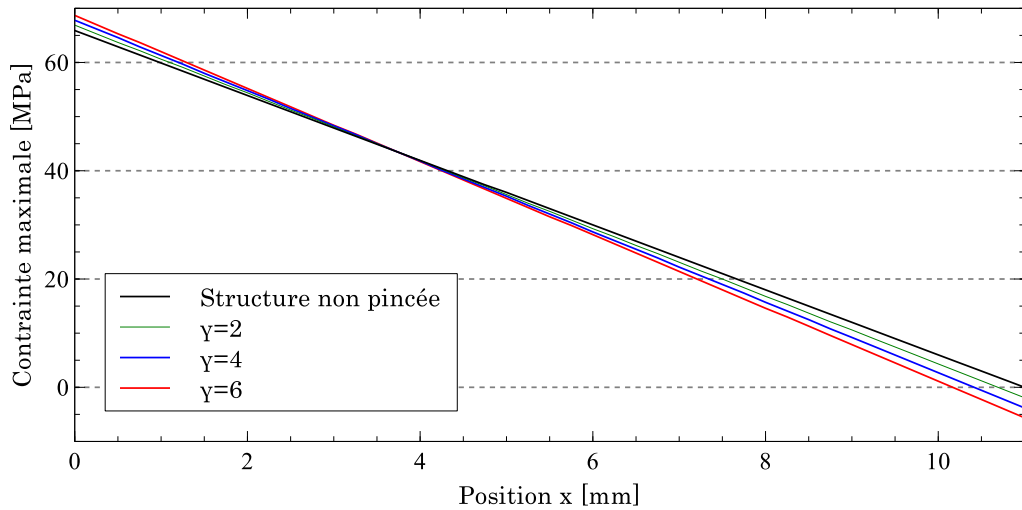


Figure 79. Evolution de la contrainte longitudinale maximale le long des structures de type Vernon 60/12/60 type 1 pour une déflexion maximale $\delta_{max}=400 \mu\text{m}$ dans le cas pincé ou non. Ici la structure est à circuit ouvert.

Comme attendu, la contrainte est maximale au niveau de l'encastrement et est de l'ordre de 65 MPa quelles que soient les conditions. Le système de pincement modifie légèrement la répartition de la contrainte en l'augmentant à ce niveau et en faisant apparaître une contrainte de signe contraire à l'extrémité. Malgré tout, si l'on se focalise sur l'encastrement où les choses sont plus critiques, l'augmentation des contraintes pour $\gamma=4$ n'est que de 1,5% et est donc pas significative.

- Poinçonnage induit par les billes

Outre le couple qui augmente la raideur effective de la structure et la répartition des contraintes, les billes utilisées par le système de pincement induisent un poinçonnage à la surface de la structure sous test qu'il convient de quantifier afin d'estimer son impact.

Nous sommes ici en présence d'un contact de type sphère/plan appelé communément en tribologie "contact de Hertz"⁴¹. En se basant sur l'énergie de déformation élastique des matériaux⁴², il est possible de calculer la profondeur de pénétration des billes à la surface de la structure (profondeur du poinçonnage). Cette profondeur, notée ici p est telle que :

$$p = \left(\frac{9}{8} \cdot \left(\frac{1}{c_{surf}^*} + \frac{1}{c_{bille}^*} \right)^2 \cdot \frac{F_B^2}{D} \right)^{1/3} \quad (4.47)$$

⁴¹ Type de contact décrit analytiquement par Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894) en 1880

⁴² Ceci suppose que nous restons toujours dans le domaine élastique sans déformation plastique.

Où c_{surf}^* et c_{bille}^* sont respectivement les module d'Young réduit des matériaux constituant la surface de la structure et les billes. Là aussi, comme introduit précédemment, F_B est la force normale appliquée à la surface par la bille et D le diamètre de celle-ci.

Les billes sont en acier trempé⁴³ qui possède une rigidité bien plus élevée que la céramique PZT avec laquelle elles sont en contact de telle sorte que l'expression de p puisse être simplifiée comme ci-dessous :

$$p \approx \left(\frac{9}{8} \cdot \left(\frac{1}{c_{surf}^*} \right)^2 \cdot \frac{F_B^2}{D} \right)^{1/3} \quad (4.48)$$

Le module d'Young réduit de la surface⁴⁴ peut être estimé par :

$$\frac{1}{c_{surf}^*} = \frac{1}{c_{PZT}^*} \approx s_{33}^E \cdot \left(1 - \left(\frac{s_{13}^E}{s_{33}^E} \right)^2 \right) \quad (4.49)$$

Soit au final, en introduisant le fait que la force de serrage des billes est un multiple de la force de réaction maximale exercée par structure durant les tests :

$$F_B = \gamma \cdot k_0 \cdot \delta_{max} \Rightarrow p \approx \left[\frac{9}{8} \cdot \frac{1}{D} \cdot \left(s_{33}^E \cdot \left(1 - \left(\frac{s_{13}^E}{s_{33}^E} \right)^2 \right) \cdot \gamma \cdot k_0 \cdot \delta_{max} \right)^2 \right]^{1/3} \quad (4.50)$$

Pour une déflexion maximale $\delta_{max}=400 \mu\text{m}$ et $\gamma=4$, cette dernière expression donne une profondeur de poinçonnage p inférieure à 150 nm pour une structure de type Vermon 60/12/60 type 1 nous permettant d'avancer que les effets induits sont négligeables (cette valeur est à comparer à l'épaisseur des couches PZT égale à 60 μm).

- Conclusions sur l'impact du système de pincement

Nous avons ici montré que le système de pincement utilisé afin de maintenir fixe l'extrémité des structures sous test n'est pas sans effet sur leur comportement mécanique et qu'il modifie, entre autre, leur raideur apparente ainsi que la distribution des contraintes. Néanmoins, dans la gamme de serrage employée, l'impact est très modéré. Ainsi, dans la suite, nous négligerons toujours l'effet du système de pincement.

⁴³ Acier 100Cr6 trempé et rectifié

⁴⁴ Les billes sont en contact avec la partie de la structure ne comportant pas d'électrode : les billes sont directement en contact avec la céramique PZT.

4.5.6 Tension en régime harmonique forcé

Le premier indicateur de la fatigue employé est la tension délivrée par la structure lors du vieillissement en régime harmonique forcé. Sur le banc étudié ici le mouvement est imposé au niveau de l'encastrement de la structure via le pot vibrant mais ceci est totalement équivalent à imposer une déflexion à l'extrémité de celle-ci.

Nous allons toujours imposer à la structure des mouvements à des fréquences de l'ordre d'une centaine d'Hertz⁴⁵. Que cela soit en circuit fermé ou en circuit ouvert, la fréquence de résonance du premier mode de vibration est bien supérieure à cette gamme fréquentielle comme montrée précédemment. De ce fait, on fera toujours l'hypothèse que la déformée dynamique est égale à la déformée statique. Autrement dit, on fera toujours l'hypothèse de négliger les forces d'inertie.

- Tension délivrée par la structure en régime harmonique forcé sous charge résistive

Pour une déflexion au bout de la poutre δ_{max} (positive vers le haut suivant l'axe z), dans l'approximation d'Euler-Bernoulli, la déformation longitudinale S_x au sein d'une poutre à encastrement simple est telle que :

$$S_x = -\frac{3.(L-x)(z-\bar{z})}{L^3}.\delta_{max} \quad (4.51)$$

En adaptant l'expression de i donnée précédemment en tenant compte du fait que la structure est symétrique⁴⁶ et qu'elle se propage à l'encastrement :

$$\begin{aligned} i &= \frac{e_T}{h_{PZT}} \cdot \int_0^{L_e} \int_0^w \int_{h/2}^{h/2+h_{PZT}} \dot{S}_x \cdot dx \cdot dy \cdot dz - \frac{\epsilon_T^S \cdot \dot{v}}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot \int_{-L_a}^{L_e} \int_0^w dx \cdot dy \\ i &= -\frac{3 \cdot e_T \cdot w \cdot L_e \cdot (2 \cdot L - L_e)(h_{PZT} + h_s)}{4 \cdot L^3} \cdot \dot{\delta}_{max} - \frac{(L_e + L_a) \cdot w \cdot \epsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot \dot{v} \end{aligned} \quad (4.52)$$

Sur charge résistive R , le courant i et la tension v sont liées par la loi d'ohm en convention récepteur :

$$v = R \cdot i \quad (4.53)$$

⁴⁵ Dans la pratique on prendra généralement une fréquence de 90 Hz pour éviter tout couplage avec des harmoniques du secteur à 50 Hz.

⁴⁶ La structure est certes symétrique mais les deux couches de céramique sont polarisées en sens contraire : ceci amène à considérer une valeur de e_T de signe contraire pour la couche de PZT inférieure.

En utilisant la notation complexe⁴⁷ ($p=j\omega$) en régime harmonique forcé :

$$\frac{v(p)}{R} = -\frac{3.e_T.w.L_e.(2.L-L_e).(h_{PZT}+h_S)}{4.L^3}.p.\delta_{\max}(p) - \frac{(L_e+L_a).w.\epsilon_T^S}{2.h_{PZT}}.p.v(p)$$

$$\frac{v(p)}{\delta_{\max}(p)} = -\frac{\frac{3.e_T.w.L_e.(2.L-L_e).(h_{PZT}+h_S).R}{4.L^3}.p}{1 + \frac{(L_e+L_a).w.\epsilon_T^S.R}{2.h_{PZT}}.p} \quad (4.54)$$

Ceci fait apparaître une fonction de transfert d'ordre 1 caractérisée par une fréquence de cassure f_i et un facteur de conversion tension/déflexion (et donc en V/m) noté ici K_i :

$$\frac{v(p)}{\delta_{\max}(p)} = K_i \cdot \frac{j f / f_i}{1 + j f / f_i} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} f_i = \frac{h_{PZT}}{\pi.(L_e+L_a).w.\epsilon_T^S.R} \\ K_i = -\frac{3.e_T.L_e.(2.L-L_e).(h_{PZT}+h_S).h_{PZT}}{2.L^3.(L_e+L_a).\epsilon_T^S} \end{cases} \quad (4.55)$$

La dernière relation montre que, pour une valeur de R donnée, la tension délivrée par la structure est croissante avec la fréquence jusqu'à la fréquence f_i à partir de laquelle son amplitude sera constante.

- Modèle équivalent électrique

La structure sous régime harmonique forcé (déplacement sinusoïdal d'amplitude fixe imposé à son extrémité) se comporte électriquement comme un générateur de courant sinusoïdal en parallèle avec une capacité qui n'est rien d'autre que sa capacité propre comme montré dans la Figure 80.

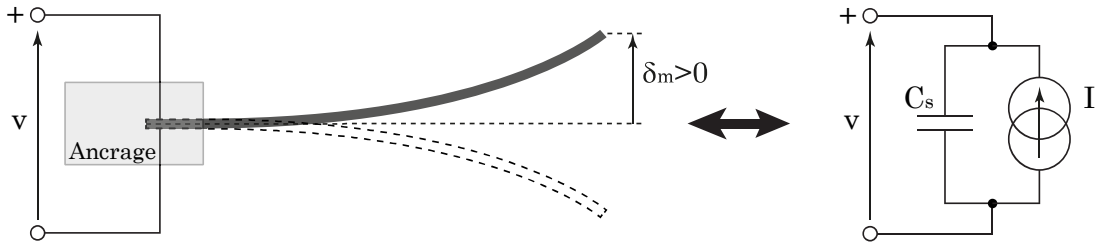


Figure 80. Modèle équivalent électrique de la structure soumise à une déflexion d'amplitude constante en régime harmonique forcé.

Le générateur de courant, en retard de phase de -90° par rapport aux mouvements⁴⁸, est tel que son amplitude I est égale à :

$$I = K_i \cdot |\delta_{\max}| = \frac{3.e_T.w.L_e.(2.L-L_e).(h_{PZT}+h_S).\pi.f}{2.L^3} \cdot |\delta_{\max}| \quad (4.56)$$

⁴⁷ Les quantités complexes seront explicitement notées comme fonction de p afin d'éviter toute ambiguïté.

⁴⁸ Dans la pratique le déphasage sera de $+90^\circ$ car la valeur de e_T est négative.

Ici $|\delta_{max}|$ est l'amplitude des mouvements. La valeur de sa capacité propre C_s de la structure est la somme de celle propre à la partie active C_0 qui participe à la génération de charge électrique (partie libre) et celle imputable à l'encastrement C_a tel que :

$$\begin{cases} C_0 = \frac{L_e \cdot w \cdot \varepsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \\ C_a = \frac{L_a \cdot w \cdot \varepsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \end{cases} \Rightarrow C_s = C_0 + C_a = \frac{(L_e + L_a) \cdot w \cdot \varepsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \quad (4.57)$$

Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 ayant une longueur avec électrodes telle que $L_e=8$ mm et une partie ancrée telle que $L_a=5$ mm, la valeur C_0 est de 3,58 nF et celle de K_i égale à -100 $\mu\text{A}/\text{mm}$ pour f prise comme égale à 90 Hz. Cette dernière valeur négative sous-entend que le courant est en opposition de phase par rapport à l'excitation mécanique.

- Résistance optimale

En utilisation normale le circuit de gestion de l'énergie connecté à la structure doit présenter une résistance d'entrée telle que l'énergie absorbée soit maximale. On peut aisément montrer que la valeur de cette résistance, notée R_{opt} , est telle que :

$$R_{opt} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_s} = \frac{h_{PZT}}{\pi \cdot f \cdot (L_e + L_a) \cdot w \cdot \varepsilon_T^S} \quad (4.58)$$

Pour $R=R_{opt}$, la puissance P_{opt} dissipée au sein de R_{opt} et donc fournie par la structure est telle que :

$$P_{opt} = \frac{I^2 \cdot R_{opt}}{4} \quad (4.59)$$

Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 et $f=90$ Hz (fréquence de l'excitation mécanique employée durant le vieillissement), la valeur de R_{opt} est de 494 k Ω et P_{opt} est égale à 198 μW pour $\delta_{max}=400$ μm .

- Tension à circuit ouvert ($R=\infty$)

Lors du vieillissement accéléré de la structure, le choix a été fait de le faire à circuit ouvert : la tension mesurée sera donc imputable aux charges électriques induites par le mouvement qui chargeront la capacité propre de la structure. Ce choix a été motivé par le fait que, sur charge résistive, il aurait été naturel d'utiliser une résistance telle que $R=R_{opt}$ mais cette valeur est dépendante de la géométrie de la structure et surtout de la fréquence d'excitation que nous nous autorisons de modifier au cours du vieillissement.

En circuit-ouvert, en faisant tendre R vers l'infini, il est facile de montrer que l'amplitude de la tension ici notée $|v_{co}|$ sera telle que :

$$|v_{co}| = \frac{K_i}{2\pi.f.C_s} \cdot |\delta_{\max}| = K_v \cdot |\delta_{\max}| = -\frac{3.e_T.L_e.(2.L - L_e).(h_{PZT} + h_s).h_{PZT}}{2.L^3.(L_e + L_a).\epsilon_T^S} \cdot |\delta_{\max}| \quad (4.60)$$

Dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1, la valeur de K_v est de 49,4 V/mm. Ceci sous-entend que pour une amplitude des mouvements telle que $\delta_{\max}=400 \mu\text{m}$, la tension v_{co} aura une amplitude de 19,8 V. Pour les mêmes mouvements, les simulations 3D effectuées sous ANYS donne une tension d'une amplitude de 26,8 V et celles en 2D, dans le cadre de l'approximation des contraintes planes, une amplitude de 23,2 V (différente de l'ordre de 15%)

Dans la pratique, la tension mesurée sera inférieure du fait de la capacité parasite des connexions et de l'électronique employée. Ainsi, en notant C_p la capacité parasite de l'appareillage, l'expression de l'amplitude de la tension $|v_{co}|$ sera en fait telle que :

$$|v_{co}| = \frac{K_i}{2\pi.f.(C_s + C_p)} \cdot |\delta_{\max}| \quad (4.61)$$

Notons que K_i étant proportionnel à la fréquence, l'amplitude de la tension $|v_{co}|$ à circuit ouvert sera donc constante quel que soit f .

4.5.7 Spectroscopie d'impédance

La spectroscopie d'impédance (soit encore la détermination de l'impédance ou de l'admittance de la structure en fonction de la fréquence) est une méthode très usitée dans le cadre des dispositifs piézoélectriques dans la mesure où elle permet, via un seul et unique type de mesure, d'accéder à différentes caractéristiques électromécaniques de la structure (capacité électrique propre, fréquences de résonance mécanique, ainsi que leurs coefficients de couplage associés).

Bien entendu, lors de la mesure de l'impédance de la structure, celle-ci n'est pas actionnée mécaniquement : le pot vibrant est immobile et, du fait de sa raideur très importante vis-à-vis de celle des structures, l'encastrement sera considéré comme fixe.

La détermination de l'expression de l'admittance de la structure nous amène à déterminer son comportement fréquentiel en tenant compte du couplage électromécanique induit par l'effet piézoélectrique. Dans la suite, nous nous limiterons à simplement considérer que le premier mode de résonance qui sera décrit dans l'approche de Rayleigh-Ritz.

L'approche de Rayleigh-Ritz consiste ici à considérer que le premier mode de résonance de la structure présente une déformation égale, à un facteur Q^{49} prêt, à la déformation statique induit par l'effet piézoélectrique inverse (déformation induit par l'application d'une tension continue). La fréquence du mode de résonance considéré est déduite du fait que lors du mouvement, le maximum de l'énergie cinétique est égal au maximum de l'énergie de déformation.

L'approche ascendante employée partant des lois physiques locales afin de déterminer l'admittance de la structure est décrite dans la Figure 81.

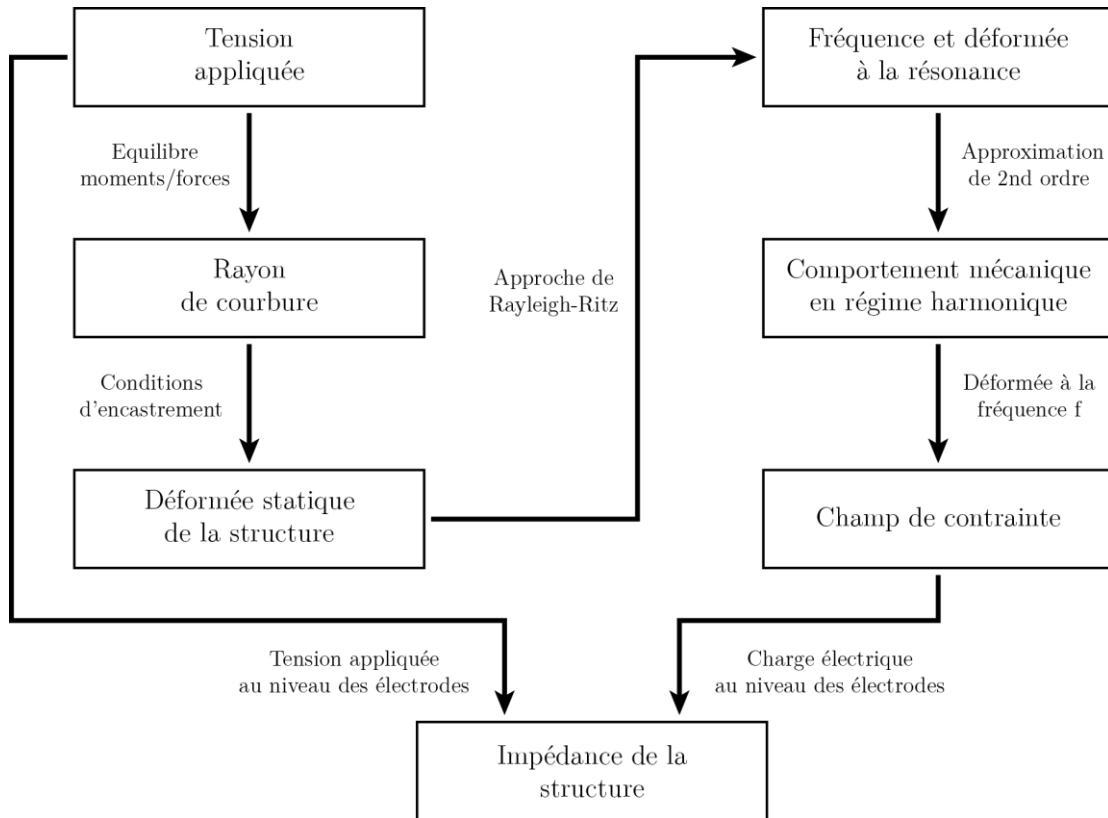


Figure 81. Approche employé pour déterminer l'expression de l'impédance des structures sous test.

Dans la suite, afin de simplifier les expressions, les électrodes seront considérées comme présentes sur l'intégralité de la structure pour le calcul des fréquences de résonance. Cette approximation ne sera pas faite lors de la détermination de l'admittance de la structure.

Deux cas seront pris en compte : le cas où la structure n'est pas pincée à l'extrémité (cas de la poutre encastree-libre cantilever) et le cas où elle l'est. Le dernier cas correspond à la configuration où le système de pincement est employé

⁴⁹ Q est en fait le facteur de qualité du mode considéré

c'est-à-dire lorsque la structure est montée sur le banc de fatigue accélérée. Dans ce dernier cas, le couple induit par les billes sera négligé.

- Fréquence du premier mode de résonance : structure encastrée-libre

Comme nous l'avons montré précédemment, lorsqu'une tension v est appliquée entre les électrodes, l'effet piézoélectrique inverse va induire un rayon de courbure R . Ceci nous permet de déterminer la déformée statique δ_0 de la structure en fonction des conditions d'encastrement (déformée et dérivée de celle-ci nulle à l'encastrement en $x=0$) :

$$\frac{\partial^2 \delta_0}{\partial x^2} \approx \frac{1}{R} \approx \lambda \Rightarrow \delta_0 = \frac{\lambda}{2} \cdot x^2 \quad (4.62)$$

A la résonance (premier mode de fréquence f_r et de pulsation ω_r), l'approche de Rayleigh-Ritz sous-entend que l'amplitude de la déformée δ_r est semblable à la déformée statique δ_0 à un facteur prêt. Ceci nous permet de calculer l'énergie cinétique maximale E_c acquise par la structure durant le mouvement :

$$E_c = \frac{w \cdot (2 \cdot \rho_{PZT} \cdot h_{PZT} + \rho_s \cdot h_s) \cdot \omega_r^2}{2} \int_x \delta_r^2(x) \cdot dx = \frac{w \cdot (2 \cdot \rho_{PZT} \cdot h_{PZT} + \rho_s \cdot h_s) \cdot \omega_r^2 \cdot \lambda_r^2 \cdot L_T^5}{20} \quad (4.63)$$

Notons que dans cette dernière expression seule l'énergie cinétique en translation a été considérée : l'énergie cinétique imputable à la rotation de la section de la structure est négligée. Rappelons que dans cette relation L_T est la longueur totale de la structure hors encastrement qu'il convient ici de considérer, la structure n'étant pas pincée.

L'énergie de déformation maximale E_T est telle que :

$$E_T = \frac{w}{2} \int_x \int_z T_x(z) \cdot S_x(z) \cdot dx \cdot dz \quad (4.64)$$

Ici le rayon de courbure est constant le long de la structure de telle sorte que :

$$E_{T,el} = \frac{w \cdot L_T}{2} \int_z \frac{S_x^2(z)}{s_i} \cdot dz \quad \text{avec} \quad S_x(z) = -\lambda_r \cdot (z - \bar{z}) \quad (4.65)$$

Ici s_i est la souplesse longitudinale du matériau au niveau z . Le calcul, non détaillé ici donne le résultat suivant :

$$E_T = \frac{w \cdot L_T \cdot \lambda_r^2}{3} \cdot \left[\frac{h_s^3}{8 \cdot s_s} + \frac{1}{s_r^E} \cdot \left[\left(\frac{h_s}{2} + h_{PZT} \right)^3 - \frac{h_s^3}{8} \right] \right] \quad (4.66)$$

En égalisant l'énergie cinétique et l'énergie de déformation, il est possible d'extraire l'expression de la fréquence du premier mode de résonance f_r :

$$f_r = \frac{1}{2\pi L_T^2} \sqrt{\frac{5/6}{(2h_{PZT} \rho_{PZT} + h_s \rho_s)} \left[\frac{h_s^3}{s_s} + \frac{2h_{PZT}}{s_T^E} [3h_s^2 + 6h_s h_{PZT} + 4h_{PZT}^2] \right]} \quad (4.67)$$

Dans le cas des structures Vermon 60/12/60 type1, la fréquence f_r est égale 385 Hz. Cette valeur est à comparer à celle calculée précédemment et issue de la résolution de l'équation différentielle de la déformée d'une poutre cantilever libre. Cette fréquence est alors égale à 428 Hz (écart de l'ordre de 10%).

- Fréquence du premier mode de résonance : structure encastree-pincee

Dans ce cas, la déformée statique de la structure est plus complexe à déterminer car il n'est plus possible de considérer que le rayon de courbure de la structure est constant. Il convient ici d'utiliser le principe de superposition en considérant à l'extrémité pincée ($x=L$) la force de réaction du système de pincement. Cette force impose une déformée nulle à cet endroit tout en autorisant néanmoins la rotation.

Ici on supposera que l'action de l'effet piézoélectrique inverse s'additionne à celui induit par la force de réaction à l'extrémité pincée : ceci sous-entend que l'inverse du rayon de courbure de la structure sera égal à la somme des inverses des rayons de courbure dus à l'effet piézoélectrique et à la force de réaction.

La force de réaction à l'extrémité pincée induit un moment fléchissant linéaire et donc un rayon de courbure R_e de la forme :

$$\frac{1}{R_e} = A.(L-x) \quad (4.68)$$

Ici A est une constante dont la valeur dépend de la valeur force de réaction et des caractéristiques de la structure (raideur effective). En tenant compte des conditions initiales à l'encastrement (déformée et dérivée de celle-ci nulle), la déformée statique est égale à :

$$\frac{\partial^2 \delta_0}{\partial x^2} \approx \frac{1}{R} + \frac{1}{R_e} \approx \lambda + A.(L-x) \Rightarrow \delta_0 = \frac{\lambda x^2}{2} + \frac{A.Lx^2}{2} - \frac{Ax^3}{6} \quad (4.69)$$

L'expression de A est déterminée en utilisant le fait que la déformée est nulle à l'extrémité pincée :

$$A = -\frac{3\lambda}{2L} \Rightarrow \delta_0 = \frac{\lambda x^2}{4} \left(\frac{x}{L} - 1 \right) \quad (4.70)$$

Sans donner les détails des calculs, l'expression de l'énergie cinétique maximale E_c est alors telle que :

$$E_c = \frac{w \cdot (2 \cdot h_{PZT} \cdot \rho_{PZT} + h_s \cdot \rho_s) \cdot \omega_r^2 \cdot \lambda_r^2 \cdot L^5}{3360} \quad (4.71)$$

Pour ce qui est de l'énergie de déformation maximale E_T :

$$E_T = \frac{w \cdot L \cdot \lambda_r^2}{12} \cdot \left[\frac{h_s^3}{8 \cdot s_s} + \frac{1}{s_T^E} \cdot \left[\left(\frac{h_s}{2} + h_{PZT} \right)^3 - \frac{h_s^3}{8} \right] \right] \quad (4.72)$$

En égalisant l'énergie cinétique et l'énergie de déformation, l'expression de la fréquence du premier mode de résonance f_r est alors telle que :

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L^2} \sqrt{\frac{35}{(2 \cdot h_{PZT} \cdot \rho_{PZT} + h_s \cdot \rho_s)} \cdot \left[\frac{h_s^3}{s_s} + \frac{2 \cdot h_{PZT}}{s_T^E} \cdot [3 \cdot h_s^2 + 6 \cdot h_s \cdot h_{PZT} + 4 \cdot h_{PZT}^2] \right]} \quad (4.73)$$

Dans le cas des structures Vermon 60/12/60 type1, la fréquence f_r est égale 3487 Hz. Notons que les expressions f_r dans le cas où la structure est encadrée-libre et encadrée-pincée sont très semblables dans leur écriture de sorte qu'elles sont liées par la relation suivante :

$$\frac{f_{r, \text{encadrée-pincée}}}{f_{r, \text{encadrée-libre}}} = \sqrt{42} \cdot \left(\frac{L_T}{L} \right)^2 \quad (4.74)$$

Dans le cas des structures Vermon de type 1, ce facteur est égal à 9,05.

- Impédance de la structure encadrée-libre

Dans la suite, le comportement mécanique de la structure en fonction de la fréquence sera modélisé dans l'espace de Fourier comme étant celui d'un système de second ordre de pulsation de résonance ω_r (qui sera assimilée à la pulsation propre) présentant un facteur de qualité Q_r . Compte tenu de cette approximation, seul le premier mode de résonance sera ici modélisé. Ainsi la déformée de la structure $\delta(p)$ dans l'espace de Fourier sera telle que :

$$\delta(p) = H(p) \cdot \delta_0(p) = \frac{\delta_0(p)}{1 + \frac{1}{Q_r} \cdot \frac{p}{\omega_r} + \left(\frac{p}{\omega_r} \right)^2} \quad (4.75)$$

De même, dans le cadre de cette approximation, l'inverse du rayon de courbure aura le même comportement fréquentiel.

Compte tenu du fait que les électrodes ne sont pas présentes pour $x > L_e$, le rayon de courbure de la structure sera nul sur cette portion de telle sorte que la déformée statique est égale à :

$$\delta_0 = \begin{cases} \frac{\lambda \cdot x^2}{2} & \text{si } x \leq L_e \\ \frac{\lambda \cdot L_e}{2} \cdot (2 \cdot x - L_e) & \text{si } x > L_e \end{cases} \quad (4.79)$$

La déformation longitudinale S_x pour $x \leq L_e$ (zone où les électrodes sont présentes) au sein de la structure est alors telle que :

$$\begin{aligned} S_x(\mathbf{p}) &= -\frac{\partial^2 \delta(\mathbf{p})}{\partial x^2} \cdot (z - \bar{z}) \\ S_x(\mathbf{p}) &= -H(\mathbf{p}) \cdot \frac{\partial^2 \delta_0(\mathbf{p})}{\partial x^2} \cdot (z - \bar{z}) \\ S_x(\mathbf{p}) &= -H(\mathbf{p}) \lambda(\mathbf{p}) \cdot (z - \bar{z}) \end{aligned} \quad (4.80)$$

Ce qui nous permet d'exprimer le courant dans l'espace de Fourier en convention récepteur cette fois-ci :

$$\begin{aligned} i(\mathbf{p}) &= -\frac{e_T}{h_{PZT}} \cdot \int_0^{L_e} \int_0^w \int_{h_s/2}^{h_s/2 + h_{PZT}} \dot{S}_x(\mathbf{p}) \cdot dx \cdot dy \cdot dz + \frac{\epsilon_T^S \cdot \dot{v}(\mathbf{p})}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot \int_{-L_a}^{L_e} \int_0^w dx \cdot dy \\ i(\mathbf{p}) &= H(\mathbf{p}) \cdot \frac{p \cdot e_T \cdot L_e \cdot w \cdot \lambda(\mathbf{p}) \cdot (h_s + h_{PZT})}{2} + \frac{p \cdot (L_e + L_a) \cdot w \cdot \epsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot v(\mathbf{p}) \end{aligned} \quad (4.81)$$

Rappelons que le rayon de courbure de la structure imputable à l'effet piézoélectrique inverse est proportionnel à la tension imposée. Pour des raisons de simplicité nous pouvons le réécrire en faisant apparaître le facteur K dépendant de la géométrie et de la souplesse des couches comme ci-dessous :

$$\lambda(\mathbf{p}) = \frac{6 \cdot d_T \cdot (h_{PZT} + h_s) \cdot s_s}{2 \cdot h_{PZT} \cdot (3 \cdot h_s^2 + 6 \cdot h_{PZT} \cdot h_s + 4 \cdot h_{PZT}^2) \cdot s_s + h_s^3 \cdot s_T^E} \cdot v(\mathbf{p}) = d_T \cdot K \cdot v(\mathbf{p}) \quad (4.82)$$

Ceci nous permet d'en déduire d'admittance $Y(p)$ de la structure :

$$Y(\mathbf{p}) = \frac{i(\mathbf{p})}{v(\mathbf{p})} \Rightarrow Y(\mathbf{p}) = H(\mathbf{p}) \cdot \frac{p \cdot e_T \cdot d_T \cdot L_e \cdot w \cdot K \cdot (h_s + h_{PZT})}{2} + \frac{p \cdot (L_e + L_a) \cdot w \cdot \epsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \quad (4.83)$$

Celle-ci peut s'exprimer en fonction de la capacité propre de la structure C_s :

$$Y(\mathbf{p}) = p \cdot C_s \cdot \left[1 + H(\mathbf{p}) \cdot \frac{e_T \cdot d_T \cdot L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a) \cdot \epsilon_T^S} \right] \quad (4.84)$$

Cette expression montre bien que l'admittance $Y(p)$ est la somme de deux termes : un premier imputable à la capacité propre de la structure et un second imputable à la réponse piézoélectrique. Introduisons la constante k telle que :

$$k^2 = \frac{e_T \cdot d_T \cdot L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a) \cdot \epsilon_T^S} \Rightarrow Y(\mathbf{p}) = p \cdot C_s \cdot [1 + H(\mathbf{p}) \cdot k^2] \quad (4.85)$$

On peut alors montrer que l'admittance $Y(p)$ peut s'écrire sous la forme canonique suivante :

$$Y(p) = p.C_s' \cdot \left[\frac{1 + \frac{1}{Q_a} \cdot \frac{p}{\omega_a} + \left(\frac{p}{\omega_a}\right)^2}{1 + \frac{1}{Q_r} \cdot \frac{p}{\omega_r} + \left(\frac{p}{\omega_r}\right)^2} \right] \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \omega_a = \omega_r \cdot \sqrt{1+k^2} \\ C_s' = C_s \cdot (1+k^2) \\ Q_a = Q_r \cdot \sqrt{1+k^2} \end{cases} \quad (4.86)$$

Cette expression met en évidence une résonance à la pulsation ω_r et une antirésonance à la pulsation ω_a avec des facteurs de qualité respectif Q_r et Q_a .

La constante k est en fait le coefficient de couplage "effectif" de la structure qui peut être déterminée expérimentalement des mesures à partir du rapport existant entre les pulsations ou fréquences d'antirésonance et de résonance par la relation suivante :

$$k^2 = \left(\frac{\omega_a}{\omega_r}\right)^2 - 1 = \left(\frac{f_a}{f_r}\right)^2 - 1 \quad (4.87)$$

Ce dernier peut s'exprimer en fonction du coefficient de couplage k_{31} propre à la céramique PZT et au mode de couplage électromécanique employés.

$$\begin{aligned} k^2 &= \frac{e_T \cdot d_T \cdot L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a) \cdot \epsilon_T^S} \\ k^2 &= \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \cdot \epsilon_T^S} \cdot \frac{L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a)} \\ k^2 &= k_{31}^2 \cdot \frac{L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a)} \\ k^2 &= k_{31}^2 \cdot k_s^2 \end{aligned} \quad (4.88)$$

Ici k_s est un facteur dépendant de la géométrie de la structure et des souplesses des différents matériaux protagonistes. Ainsi k_s peut se réécrire en fonction des rapports des souplesses et des épaisseurs des couches comme ci-dessous :

$$k_s^2 = \frac{L_e}{L_e + L_a} \cdot \frac{6 \cdot (1 + \alpha_h)^2 \cdot \alpha_s}{2 \cdot (3 \cdot \alpha_h^2 + 6 \cdot \alpha_h + 4) \alpha_s + \alpha_h^3} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \alpha_h = h_s / h_{PZT} \\ \alpha_s = s_s / s_T^E \end{cases} \quad (4.89)$$

Cette expression permet d'en déduire certaines règles de conception afin de maximiser le coefficient de couplage et donc le rendement de conversion de la structure employée dans ce mode d'actionnement. Ainsi pour α_s donné (rapport fixé par le choix des matériaux), k_s est maximal pour :

$$4.\alpha_h^4 + 4.\alpha_h^3 + 3.\alpha_h^2 - 4.\alpha_s.\alpha_h - 4.\alpha_s = 0 \quad (4.90)$$

Malheureusement, cette équation n'a pas de solutions triviales. La Figure 82 montre l'évolution de k_s en fonction de α_h pour différentes valeurs de α_s qui montre bien la présence d'un extrémum.

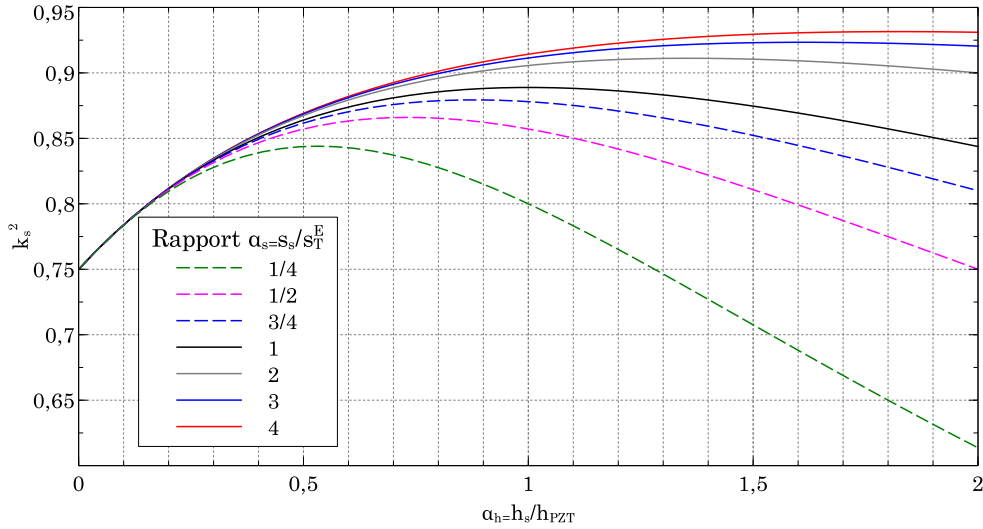


Figure 82. Evolution de k_s en fonction de α_h pour différentes valeurs de α_s . Ici $L_e=L$ et $L_a=0$ (électrodes sur l'intégralité de la structure et impact de l'encastrement omis).

L'impédance équivalente de la structure peut être modélisée suivant une topologie BVD (Butterworth-Van Dyke) comme une maille RLC (branche motionnelle permettant de modéliser la réponse piézo-mécanique de la structure) en parallèle avec un condensateur (modélisant la capacité propre de la structure) comme ci-dessous :

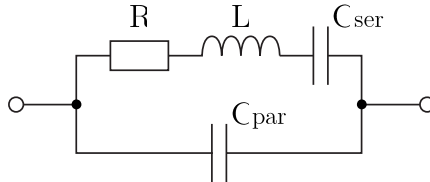


Figure 83. Modèle électrique équivalent BVD de la structure.

Par identification, la valeur des composants du modèle BVD sont telles que :

$$\begin{cases} C_{\text{par}} = C_s \\ C_{\text{ser}} = C_s \cdot k^2 \\ L = \frac{1}{4.\pi^2.f_r^2.C_{\text{ser}}} \\ R = \frac{1}{Q_r} \cdot \sqrt{\frac{L}{C_{\text{ser}}}} \end{cases} \quad (4.91)$$

- Impédance de la structure encastree-pincee

Dans le cas de la structure encastrée-pincée, le raisonnement employé est le même que dans le cas précédent. Compte tenu de la présence des électrodes limitée à $x < L_e$, sans donner le détail des calculs, la déformation longitudinale S_x au sein de la structure au niveau des électrodes est ici telle que :

$$\begin{aligned} S_x(\mathbf{p}) &= -\frac{\partial^2 \delta(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{x}^2} \cdot (z - \bar{z}) \\ S_x(\mathbf{p}) &= -H(\mathbf{p}) \cdot \frac{\partial^2 \delta_0(\mathbf{p})}{\partial \mathbf{x}^2} \cdot (z - \bar{z}) \\ S_x(\mathbf{p}) &= -H(\mathbf{p}) \cdot \lambda(\mathbf{p}) \cdot \left[1 + \frac{3\beta}{2} \cdot \left(\frac{x}{L} - 1 \right) \right] \cdot (z - \bar{z}) \end{aligned} \quad (4.92)$$

Ici le facteur β est tel que :

$$\beta = \frac{\alpha_L \cdot (2 \alpha_L)}{1 + 3\alpha_L \quad 6\alpha_L^2 + 3\alpha_L^3} \quad \text{où} \quad \alpha_L = \frac{L_e}{L} \quad (4.93)$$

Soit pour le courant dans l'espace de Fourier :

$$\begin{aligned} i(\mathbf{p}) &= -\frac{e_T}{h_{PZT}} \cdot \int_0^{L_e} \int_0^w \int_{h_s/2}^{h_s/2 + h_{PZT}} \dot{S}_x(\mathbf{p}) \cdot dx \cdot dy \cdot dz + \frac{\varepsilon_T^S \cdot \dot{v}(\mathbf{p})}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot \int_{-L_a}^{L_a} \int_0^w dx \cdot dy \\ i(\mathbf{p}) &= H(\mathbf{p}) \cdot \frac{p \cdot e_T \cdot L_e \cdot w \cdot \lambda(\mathbf{p}) \cdot (h_s + h_{PZT})}{2} \cdot \left(1 + \frac{3\beta}{4} \cdot \alpha_L - \frac{3\beta}{2} \right) + \frac{p \cdot (L_e + L_a) \cdot w \cdot \varepsilon_T^S}{2 \cdot h_{PZT}} \cdot v(\mathbf{p}) \end{aligned} \quad (4.94)$$

Cette dernière expression est très semblable à celle relative au cas où la structure est encastrée-libre. Ainsi l'expression de l'admittance $Y(p)$ sera la même en considérant cette fois la fréquence de résonance f_r et le facteur de qualité associé Q_r propre au mode de résonance où la structure est encastrée-pincée. Seul changera l'expression du coefficient de couplage "effectif" de la structure k qui sera ici tel que :

$$k^2 = \frac{e_T \cdot d_T \cdot L_e \cdot K \cdot h_{PZT} \cdot (h_s + h_{PZT})}{(L_e + L_a) \cdot \varepsilon_T^S} \cdot \left(1 + \frac{3\beta}{4} \cdot \alpha_L - \frac{3\beta}{2} \right) = k_{31}^2 \cdot k_s^2 \quad (4.95)$$

k_s sera ici tel que :

$$k_s^2 = \frac{L_e}{L_e + L_a} \cdot \frac{6 \cdot (1 + \alpha_h)^2 \cdot \alpha_s}{2 \cdot (3\alpha_h^2 + 6\alpha_h + 4) \cdot \alpha_s + \alpha_h^3} \cdot \left(1 + \frac{3\beta}{4} \cdot \alpha_L - \frac{3\beta}{2} \right) \quad (4.96)$$

Cette dernière expression met en évidence le fait que le facteur de couplage par rapport au cas où la structure est encastrée-libre est tel que :

$$\frac{k_{\text{encastrée-pincée}}^2}{k_{\text{encastrée-libre}}^2} = 1 + \frac{3\beta}{4} \cdot \alpha_L - \frac{3\beta}{2} \quad (4.97)$$

Dans le cas des structures Vermon de type 1 encastées-pincées, ce facteur est égale à 0,24.

- Discussion sur l'admittance de la structure encastée-libre et encastée-pincée

Comme nous l'avons déjà évoqué, par ajustement de courbe entre le modèle et la mesure, la spectroscopie d'impédance permet dans le cas idéal d'accéder à différentes caractéristiques électromécaniques de la structure. Ainsi la ligne de base de l'admittance permet une détermination de la capacité propre de la structure et donc de remonter à la permittivité de la céramique PZT alors que le facteur de couplage, calculé en fonction des fréquences de résonance et d'antirésonance, permet de conclure sur son état de polarisation. L'état mécanique global de la structure est reflété par l'évolution de la fréquence de résonance et de son facteur de qualité : une baisse de ces quantités est synonyme de fissures et/ou de délaminations au sein des matériaux.

La Figure 84 montre l'évolution de k_s en fonction de α_L dans le cas où la structure est encastée-libre ou encastée-pincée (structure Vermon type 1).

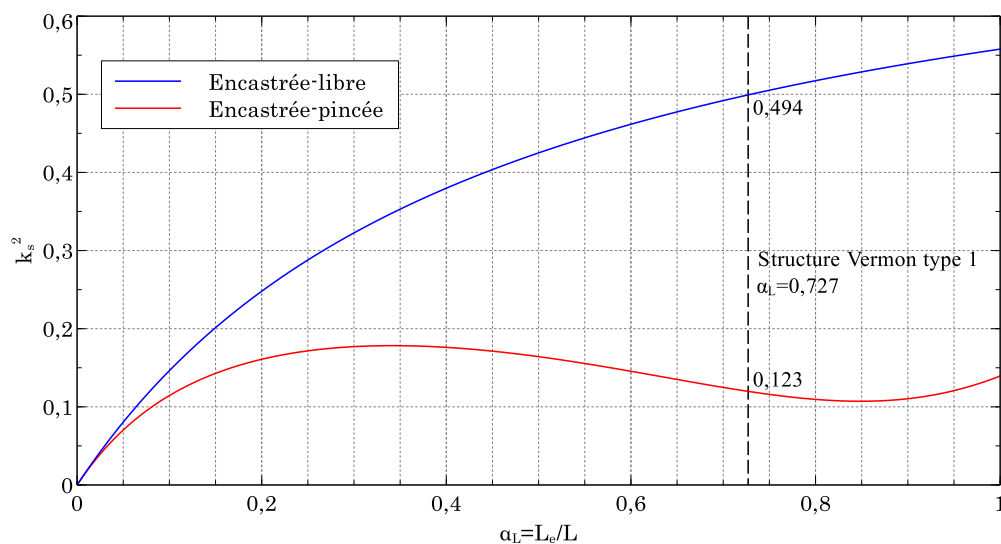


Figure 84. Evolution de k_s^2 en fonction de $\alpha_L=L_e/L$ dans le cas où la structure est encastée-libre ou encastée-pincée. Ici les dimensions considérées sont celles d'une structure Vermon de type 1 ($\alpha_L=0,727$).

Cette courbe met en évidence que le facteur de couplage est nettement inférieure quand la structure est encastée-pincée ce qui est le cas lorsque cette dernière est montée en conditions normales sur le banc. Ceci est bien illustré sur la Figure 85 où est tracée l'impédance d'une structure Vermon type 1 dans le cas où elle est pincée ou non : dans le cas pincé, les pics de résonance et d'antirésonance sont extrêmement peu marqués par rapport au cas où la structure est libre. Notons que le facteur de qualité Q_r a été ici fixé à 90 qui est généralement la valeur

observée initialement, de manière expérimentale, dans le cas de structures intactes.

Du fait de pics peu marqués avec des variations de phase faibles, la détermination expérimentale de la fréquence de résonance et d'antirésonance est rendue difficile quand la structure est pincée. Les algorithmes d'ajustement de courbe généralement employés peuvent alors facilement diverger et donner des valeurs absurdes.

Pour toutes ces raisons, nous avons fait le choix de ne pas utiliser la spectroscopie d'impédance afin de conclure sur l'intégrité des structures sous test. Seule sera déterminée l'impédance des structures à basses fréquences et hors gamme de résonance afin de déterminer la capacité propre des structures qui permet d'une part de déterminer la permittivité des couches de PZT mais surtout de savoir si les électrodes ne sont pas coupées : dans ce cas la capacité mesurée chute de manière brutale.

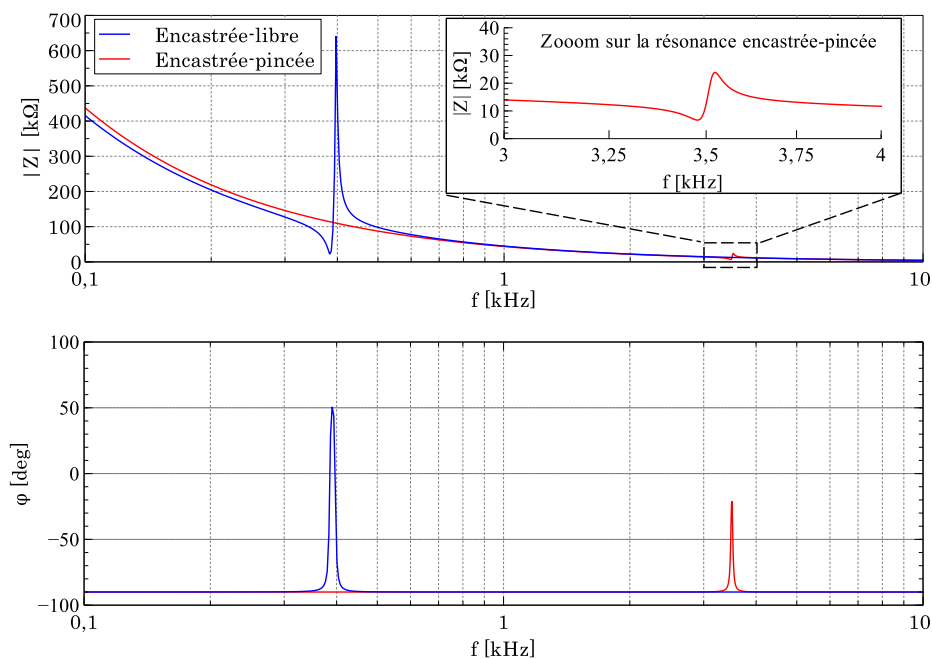


Figure 85. Impédance calculée (module et phase) d'une structure Vermon type 1 pincée ou non. Ici Q_r est fixé à 90.

Dans la pratique on réalisera une mesure de la capacité, de la résistance série et de la résistance parallèle. Cette dernière valeur nous renseigne sur la présence d'un éventuel court-circuit entre les connexions.

4.5.8 Force de blocage à déplacement imposé

La mesure de la force de réaction au niveau des billes à l'extrémité de la structure lorsque cette dernière est actionnée de manière statique par le pot vibrant permet la détermination de sa raideur et conclure sur son intégrité mécanique (présence

de fissures, délaminations, vieillissement mécanique des matériaux ...). Cette mesure est rendue possible par la présence de la cellule de force sur laquelle est monté le système de pincement.

Comme dans le cas de la mesure de la tension à régime harmonique forcé, nous partirons sur le fait qu'imposer un mouvement au niveau de l'encastrement de la structure est équivalent à imposer une déflexion à son extrémité mais de sens contraire (mouvoir l'encastrement vers le haut revient à imposer une déflexion à l'extrémité vers le bas).

Comme démontré précédemment, la force de réaction F_r mesurée via la cellule de force est liée à la déflexion δ_0 imposée à la structure via sa raideur k_0 :

$$k_0 = \frac{F_r}{\delta_0} = \frac{3.c.I}{L^3} \quad (4.98)$$

Où L , c et I sont respectivement la longueur libre de la structure, la rigidité du matériau, et son moment d'inertie.

Pour rappel, dans le cas des structures de type Vermon 60/12/60 type 1 en court-circuit ($E_z=0$) ou en circuit ouvert ($D_z=0$), la raideur est égale à :

$$\text{En court-circuit : } c = c_T = c_T^E \Rightarrow k_0^E = 154 \text{ N.m}^{-1}$$

$$\text{En circuit ouvert : } c = c_T = c_T^D = c_T^E + \frac{e_T^2}{\epsilon_T} \Rightarrow k_0^D = 174 \text{ N.m}^{-1}$$

En circuit ouvert ou fermé, la raideur de la structure n'est pas la même et la différence des deux peut permettre la mesure des paramètres piézoélectriques des couches PZT (tout au moins le rapport e_T^2/ϵ_T^s). Néanmoins, ce fait n'a pas été exploité, les paramètres piézoélectriques pouvant être déterminés via la mesure de la force de blocage à tension imposée qui est détaillée dans la suite.

4.5.9 Force de blocage à tension imposée

Le dernier indicateur employé afin de caractériser les structures sous test est de déterminer la force de réaction imposée au niveau des billes à l'extrémité de la structure lorsque cette dernière est polarisée suivant une tension constante et connue : la structure est alors employée tel un actionneur (exploitation de l'effet piézoélectrique inverse). Ici, le pot vibrant sur lequel les structures sont fixées est maintenu fixe (sa raideur est telle que la force induite par les structures sous test sont négligeable).

Comme précédemment, le couple induit par le système de pincement sera négligé. La déformée de la structure sera ici imputable à l'action combinée de l'effet piézoélectrique inverse et de la force F_{bloc} imposée par le système de pincement de telle sorte :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \delta_0}{\partial x^2} = \lambda - \frac{F_{\text{bloc}}}{c.I} \cdot (L-x) & \text{pour } x \leq L_e \\ \frac{\partial^2 \delta_0}{\partial x^2} = -\frac{F_{\text{bloc}}}{c.I} \cdot (L-x) & \text{pour } x > L_e \end{cases} \quad (4.99)$$

Ici c et I et sont respectivement le moment quadratique la rigidité du matériau constituant la poutre. La force de blocage F_{bloc} est positive quand elle est dirigée vers le bas. En utilisant les conditions de blocage en $x=L$ et $x=0$ et les conditions de continuité en $x=L_e$:

$$F_{\text{bloc}} = \frac{3.c.I.\lambda.L_e.(2.L - L_e)}{2.L^3} = \frac{3.c.I.\lambda.\alpha_L.(2 - \alpha_L)}{2.L} \quad \text{avec} \quad \alpha_L = \frac{L_e}{L} \quad (4.100)$$

Dans le cas des structures Vernon 60/12/60 type 1, la force de blocage⁵⁰ est théoriquement de 131 $\mu\text{N/V}$ soit 13,3 mgf/V ⁵¹.

4.5.10 Conclusion à propos des indicateurs utilisés

Le Tableau 10 résume tous les indicateurs qui seront dans la suite mis en œuvre sur le banc et notamment leur sensibilité ou leur valeur théoriques dans le cas de structures Vernon type 1 exemptes de tout défaut.

Type d'indicateur	Sensibilité/Valeur théorique
Tension à vide en régime harmonique forcé	$\left \frac{V_{\text{co}}}{\delta_{\text{max}}} \right = 49,4 \text{ V/mm}$
Capacité électrique	$C_0 = 3,58 \text{ nF}$
Raideur en court-circuit	$k_0^E = 154 \text{ N/m}$
Force de blocage	$F_{\text{bloc}} = 131 \mu\text{N/V}$

Tableau 10. Résumé des indicateurs utilisés avec leur sensibilité ou valeur initiale dans le cas de structure Vernon type 1.

Dans ce chapitre, les développements menés ont permis de démontrer que la spectrométrie d'impédance, méthode commune pour la caractérisation de ce genre de système, n'est pas pertinente dans notre cas du fait que la structure est pincée à son extrémité. Néanmoins les autres indicateurs tels la mesure raideur et la force de blocage permettent de s'y substituer en permettant d'accéder aux même

⁵⁰ Le calcul de F_{bloc} donne ici une valeur négative. En effet la structure tend à se déformer vers le bas et donc à imposer une force dans cette direction sur la cellule de force à l'inverse du sens positif choisi lors des calculs.

⁵¹ 1 $\text{mgf}=9,8 \mu\text{N}$ en prenant l'accélération "normale" de la pesanteur comme égale à 9,8 m/s^2 .

paramètres avec l'avantage de pouvoir investiguer dans le domaine non linéaire (fortes déflexions ou tensions appliquées).

L'architecture du banc réalisé ainsi que l'électronique employée afin de mettre en œuvre les différentes méthodes de caractérisation ici décrites seront présentées dans le chapitre suivant.

5

Instrumentation du banc de fatigue accélérée

Dans ce chapitre nous traiterons de la conception mécanique du banc de fatigue accélérée mis en œuvre ainsi que l'instrumentation associée que ça soit d'un point vu matériel que logiciel. Dans un premier temps nous présenterons son architecture qui est centrée sur la mise en œuvre d'un pot vibrant employé pour l'actionnement des structures aussi bien durant le vieillissement que durant les tests cycliques. Comme nous allons le voir, la majorité des pièces mécaniques ont été réalisées par impression tridimensionnelle (impression dite 3D). Ceci nous a permis d'obtenir, pour un coût modéré, des éléments en polymères qui sont légers tout en étant résistants sans contrainte forte sur les géométries comme cela aurait été le cas en usinage classique. Dans un second temps, nous traiterons de l'instrumentation mise en œuvre qui se base en grande partie sur l'emploi d'une électronique de proximité prenant la forme d'une carte associée à chaque structure sous test communiquant avec entre elles par l'intermédiaire d'un bus de terrain. Le tout est contrôlé par l'intermédiaire d'un PC où un logiciel dédié a été écrit en Python.

5.1 Conception mécanique du banc de fatigue accélérée

Le banc réalisé dans le cadre de cette thèse devait répondre aux principales contraintes qui sont listées ci-dessous :

- Imposer aux structures des cycles de chargement à fréquences élevées équivalent à la déformée d'un cantilever soumis à une déflexion imposée à son extrémité. Cette déflexion doit être précisément connue et contrôlable.
- Tester jusqu'à 36 structures de manière simultanées avec les mêmes cycles de chargement.
- Pouvoir caractériser sans intervention humaine les structures sous test suivant les indicateurs décrits dans le chapitre précédent (tension en régime harmonique, force de blocage, raideur, impédance)
- Automatiser le banc en vue de tests à longs termes (jusqu'à quelques mois, 7 jours sur 7, 24 heures sur 24).
- Contrôler la température de l'environnement des structures sous test.
- Isoler le mieux possible le banc des perturbations extérieures (vibrations ...)

Dans la suite, après avoir donné une vue d'ensemble du banc, nous allons présenter les différents sous-ensembles mécaniques qui le constituent en insistant sur les solutions techniques mises en œuvre afin de répondre au cahier charges.

5.1.1 Architecture générale du banc développé

Le banc développé s'articule autour d'un pot vibrant qui permet d'actionner verticalement l'ensemble des structures par leur base de manière synchrone ainsi bien en régime harmonique (phase de vieillissement accéléré) que de manière quasi-statique lors des phases de caractérisation.

Une vue globale du banc est visible sur la Figure 86. Les structures sous test sont positionnées sur le pourtour d'une platine mobile et chacune d'entre elles voit son extrémité maintenue fixe par un système de pincement. Ce système est lui-même solidaire d'une couronne par l'intermédiaire d'une cellule de force. La cellule permet la mesure de la force de réaction induite par la structure à tension ou déplacement imposé. La couronne sur laquelle sont montés les systèmes de pincement est maintenue fixe par rapport au pot vibrant par l'intermédiaire de trois colonnes. L'ensemble est solidaire d'une plaque elle-même posée sur un marbre de granit par l'intermédiaire de trois silentbloks.

Le marbre d'une masse de l'ordre de 200 kg permet d'isoler mécaniquement le banc des perturbations extérieures et réciproquement de ne pas transmettre les

vibrations à l'environnement proche. Le banc ainsi que le marbre sont finalement coiffés d'une enceinte constituée de parois de polyuréthane expansé haute densité permettant de contrôler la température de l'environnement des structures sous test mais également de limiter le bruit rayonné. Les bimorphes étant censés être intégrés au sein de capsules cardiaques, nous avons fait le choix de fixer la température au sein de l'enceinte approximativement à celle du corps humain pour mimer au mieux la réalité (38°C). Cette température étant supérieure à la celle extérieure, aucun système de refroidissement n'est nécessaire : la température sera régulée via une résistance de chauffe pilotée via un module de régulation PID⁵² associé à une sonde PT100 positionnée dans l'environnement proche des structures sous test.

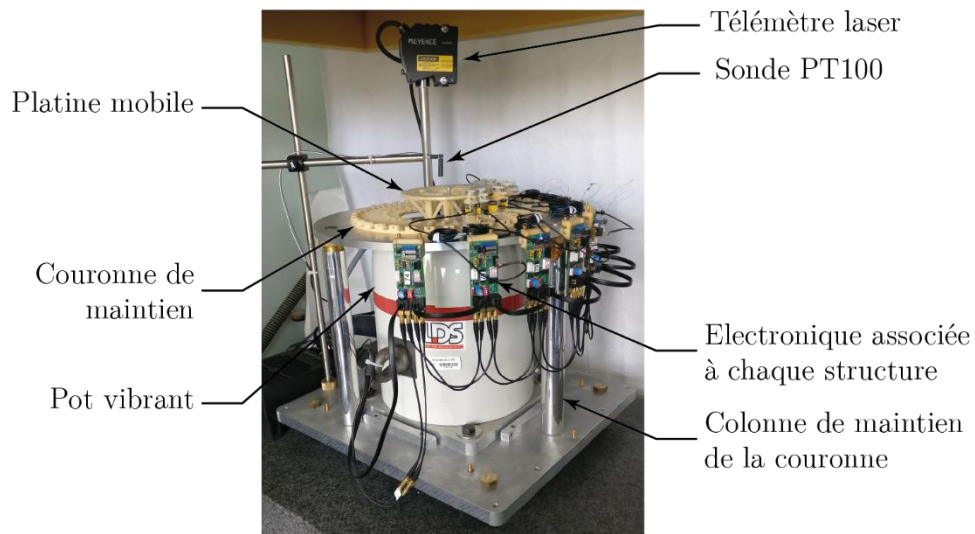


Figure 86. Vue d'ensemble du banc de fatigue accélérée.

5.1.2 Système d'actionnement

Afin d'actionner jusqu'à 36 structures de manière conjointe suivant une amplitude constante et connue deux possibilités ont été envisagées. La première consiste à utiliser plusieurs pots vibrants de petite taille (ou excitateurs modaux) qui excitent de manière synchrone un petit nombre de structures (de une à quatre). La seconde se base sur l'emploi d'un seul et unique pot vibrant suffisamment puissant afin d'exciter l'ensemble des bimorphes : Comme évoqué précédemment, nous avons choisi cette dernière solution qui garantit, par construction, le fait que les structures soient actionnées de manière parfaitement synchrone et à la même amplitude.

Le pot vibrant utilisé est de type LDS V455 (commercialisé par la société Brüel et Kjaer) et est capable d'induire des forces d'une amplitude de l'ordre de 500 N

⁵² PID : Proportionnel, Intégrale, Dérivée

avec un débattement pic-à-pic de 19 mm. Cet équipement, d'un poids du plus de 80 kg et d'une puissance proche de 1 kW, pourrait sembler surdimensionné par rapport aux structures testées mais il présente de nombreux avantages qui sont :

- Une puissance élevée permettant de ne pas se soucier (dans la mesure du raisonnable) du poids de l'équipage mobile compte tenu des faibles fréquences mises en jeu.
- Le pot vibrant est équipé d'une large armature (63,5 mm de diamètre) permettant une fixation aisée et fiable de l'équipage mobile
- Sa réponse mécanique est linéaire compte-tenu des niveaux d'excitation employés.
- Il présente un faible auto-échauffement⁵³ et une grande inertie thermique garantissant une faible dérive de ses caractéristiques électromécaniques.
- Il possède une forte raideur dans les directions autres que celle du mouvement qui sera ainsi parfaitement guidé.
- A excitation nulle, il présente une grande raideur suivant l'axe du mouvement⁵⁴ permettant de faire l'approximation que l'armature est fixe lorsqu'il n'est pas alimenté.

Classiquement, les mouvements d'un pot vibrant sont généralement contrôlés par une boucle de contre-réaction comportant un accéléromètre. Dans notre cas nous avons choisi de contrôler l'amplitude des mouvements via un télémètre laser (Keyence LK-G152) : Cet équipement permet de contrôler l'amplitude des mouvements avec une grande précision (répétabilité de 0,5 μm), sans contact et quel que soit leur fréquence (bande passante allant du continu jusqu'à 50 kHz). Ce dernier point est primordial dans la mesure où la détermination de certains indicateurs (comme la détermination raideur des structures) nécessite d'imposer des mouvements quasi-statiques. Comme nous allons le voir dans la suite, l'obligation d'employer de mouvements quasi-statique nous a en outre poussés à réaliser un amplificateur de puissance spécifique afin d'alimenter le pot vibrant à très basses fréquences. En effet, l'amplificateur normalement associé au pot vibrant et fourni par le constructeur (amplificateur LDS PA1000L) possède une bande passante commençant à une fréquence de l'ordre de 2 Hz.

⁵³ Le pot vibrant est conçu afin d'être refroidi par un système d'air forcé. Néanmoins, compte tenu des faibles niveaux d'excitation, celui-ci n'est jamais activé.

⁵⁴ Des mesures expérimentales ont montré que le pot vibrant présente une raideur à excitation nulle de l'ordre de 16 kN.m⁻¹.

5.1.3 Platine de maintien des structures

Comme abordé précédemment, les structures seront actionnées par leurs base. Ainsi les structures (jusqu'à 36) seront disposées sur le pourtour d'une platine en polymère (polyamide) réalisée par impression 3D elle-même fixée par vissage sur l'armature mobile du pot vibrant. Les structures seront montées par collage via des supports à utilisation unique également réalisés par impression 3D et fixés à la platine via une vis. La précision du positionnement de ces supports, qui est essentielle, est garantie par l'usage de deux index. La méthodologie employée afin de coller les structures tout en réalisant les connexions électriques sera abordée dans le chapitre suivant. La platine montée sur le pot vibrant avec les structures est montrée sur la Figure 87.

La platine a été réalisée en polymère est présente une structure en treillis afin de limité son poids tout en présentant une grande rigidité structurelle. Ceci est nécessaire afin de limiter la puissance dissipée par le pot vibrant tout en repoussant le premier mode de résonance parasite de la platine au-delà de la fréquence de travail (fréquence employée durant le vieillissement des bimorphes qui est égale à 90 Hz).

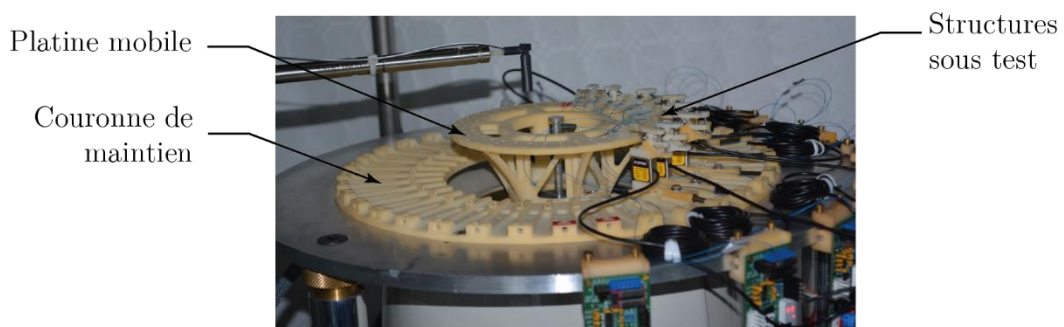
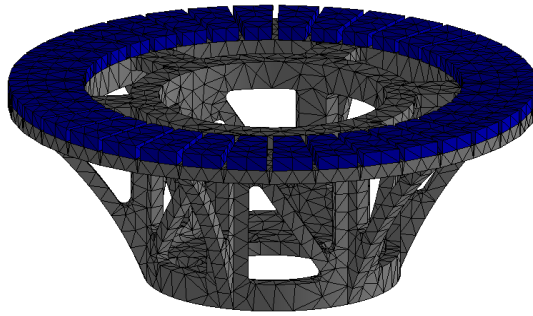
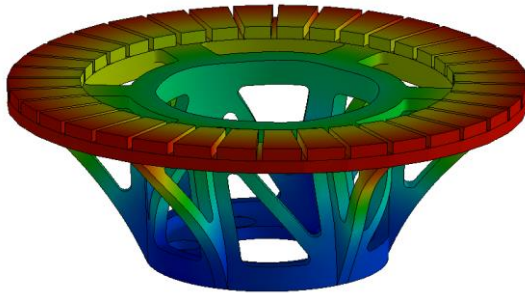


Figure 87. Vue du banc au niveau de la platine de maintien des structures.

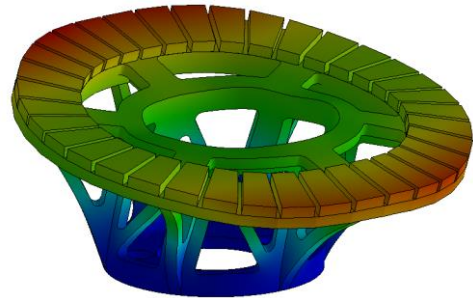
Différentes simulations modales FEM ont été effectuées sous SolidWorks afin de vérifier ceci. Dans le cadre de ces simulations, afin de simplifier le modèle, les ensembles support de collage/structure ont été remplacés par des parallélépipèdes ayant le même poids et donc les mêmes effets inertiels. La platine est en polyamide dont la densité est bien connue (de l'ordre de 1000 kg/m^3) contrairement à son module d'Young. En effet, cette donnée est très dépendante de l'aspect "lacunaire" de la matière inhérent au procédé de fabrication (frittage laser). En accord avec la littérature, le module en flexion est compris entre 1,24 GPa et 1,70 GPa. Pour les simulations, nous avons toujours pris le cas le plus défavorable (1,24 GPa) qui donnera les fréquences de résonance les plus basses.



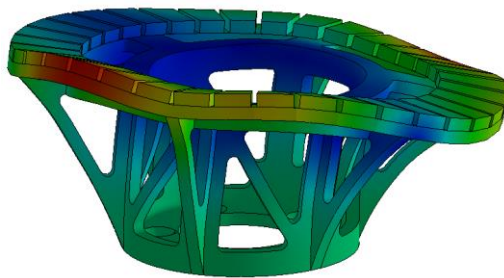
Modèle de la platine une fois maillé. Les blocs de couleur bleue représentent l'ensemble support de collage/structure



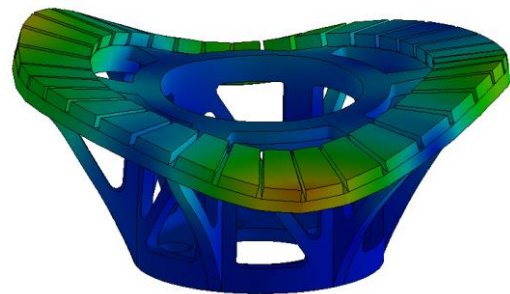
Mode 1 (mode de rotation) : 280 Hz



Mode 2 : 323 Hz



Mode 3 : 476 Hz



Mode 4 : 518 Hz

Figure 88. Simulations modales FEM de la platine. Lors de ces simulations, la latine est excitée verticalement par sa base.

Les simulations FEM montrent que le premier mode parasite se situe à 280 Hz soit une fréquence plus de trois fois supérieure à la fréquence d'excitation employée. Notons que ce premier mode est un mode de rotation dans le plan perpendiculaire au mouvement et sera donc, de plus, peu couplé.

5.1.4 Système de pincement des structures

L'extrémité des structures piézoélectrique est maintenue fixe en translation par un couple de bille qui autorise néanmoins la rotation suivant toutes les directions de l'espace. Le fait d'autoriser la rotation permet d'imposer aux dispositifs la

même déformée que dans le cadre de l'application visée mais également de compenser les éventuels désalignements résultants, entre autre, de l'étape de collage.

Les différents éléments du système de pincement ont également été réalisés par impression 3D. Les deux billes, en acier trempé rectifié 100Cr6⁵⁵, forment les deux mâchoires d'une pince enserrant le bimorphe suivant une force constante est contrôlée via un ressort dont la longueur libre et la raideur sont connues. Cette pince peut également tourner autour de son axe afin d'ajuster finement sa position verticale par l'intermédiaire d'une vis de pression immobilisée par un autre ressort. Ceci permet de compenser les erreurs de positionnement de chaque structure sous test de manière indépendante. Les détails du système de pincement sont visibles sur la Figure 89.

Les indicateurs employés nécessitent de pouvoir mesurer la force de réaction des structures sur la pince. Pour réaliser ceci, chaque pince est montée sur une cellule de force en S à pont de Wheatstone piézorésistif de type FUTEK LSB200⁵⁶. Lors des essais, la cellule de force mesurera la force de réaction de la structure qui se superposera au poids de la pince. Ceci n'est pas un inconvénient car les mesures seront toujours faites de manière relative par rapport au cas où aucun stimulus n'est appliqué (dans ce cas juste le poids s'applique).

Afin de perturber le moins possible la mesure de la force de réaction, la raideur de l'ensemble pince/cellule de force doit être le plus grand possible⁵⁷. Des mesures expérimentales ont montré que cet ensemble présente une raideur de l'ordre de 2 kN.m⁻¹. Cette valeur est à comparer à la raideur des structures sous test (structures Vermon 60/12/60 type 1) qui est égale à 154 N.m⁻¹ à circuit fermé.

L'ensemble pince/cellule de force est finalement fixé sur un support dont la position au niveau de la couronne peut se régler en translation suivant l'axe longitudinal du bimorphe testé : ceci permet d'ajuster précisément sa longueur pincée.

⁵⁵ Billes de 3 mm de diamètre normalement utilisées au sein de roulements à billes

⁵⁶ Gamme de mesure de ± 50 gf pour une sensibilité de 2 mV/V pleine échelle

⁵⁷ Une cellule de force parfaite présenterait une déformation nulle quelle que soit la force appliquée, soit une raideur infinie.

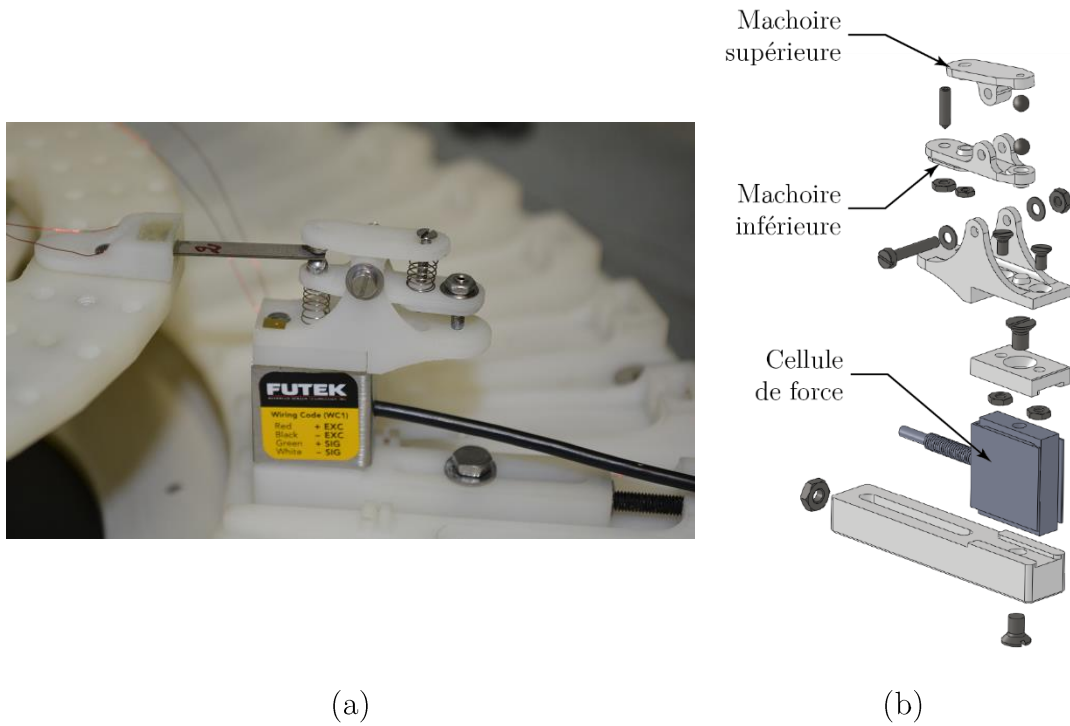


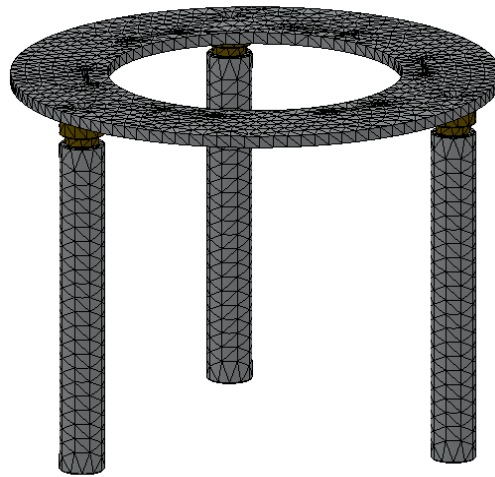
Figure 89 : Système de pincement monté sur le banc (a). Eclaté du système de pincement où les ressorts sont omis pour plus de lisibilité (b).

5.1.5 Couronne de maintien des systèmes de pincement

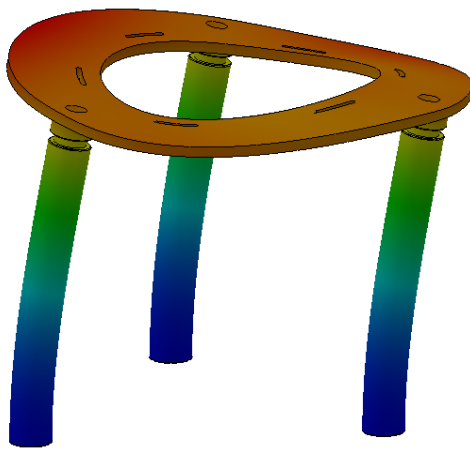
L'ensemble des systèmes de pincement sont fixés dans le même plan par l'intermédiaire d'une couronne réalisée en impression 3D elle-même solidaire d'une autre couronne usinée en dural⁵⁸. Cet ensemble est maintenu via trois colonnes également en dural, positionnées à 120°, qui forment trois vérins à vis qui permettent de régler son niveau et son inclinaison.

Comme dans le cas de la platine dont les bimorphes sont solidaires, différentes simulations modales FEM ont été menées afin de vérifier que le premier mode de résonance parasite est bien au-delà de la fréquence de travail. Afin de simplifier le modèle, du fait de sa faible rigidité, la couronne en polymère et les systèmes de pincement ont été omis. Néanmoins, afin de prendre en compte leur effet inertiel, la masse de ces éléments a été considérée en modifiant de manière ad hoc la densité de la couronne en dural.

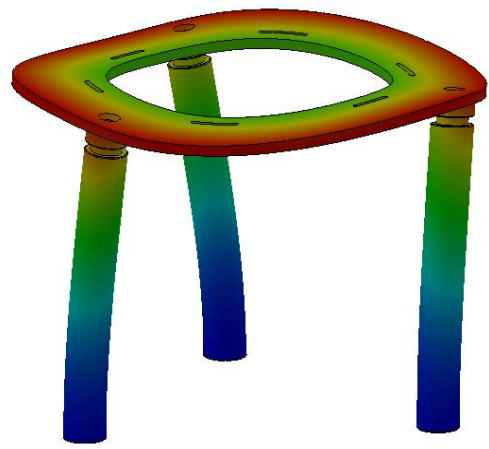
⁵⁸ Alliage d'aluminium 2017



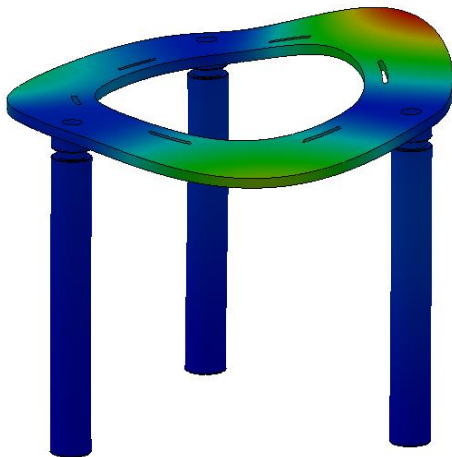
Modèle de l'ensemble couronne/colonnes une fois maillé



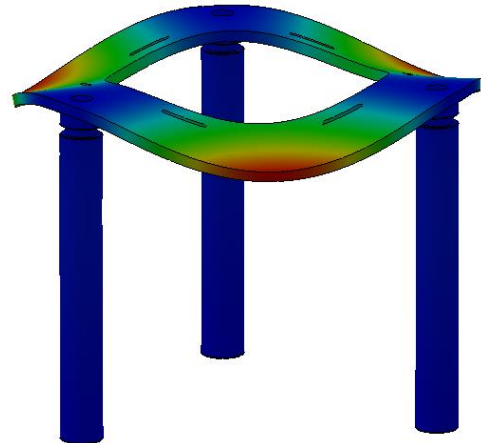
Mode 1 : 145 Hz



Mode 2 (mode de rotation) : 192 Hz



Mode 3 : 333 Hz



Mode 4 : 370 Hz

Figure 90. Simulations modales FEM de l'ensemble couronne/colonnes. Lors de ces simulations, la base des colonnes est maintenue fixe.

Ces simulations montrent que le premier mode parasite se situe à 145 Hz soit, là encore, au-delà de la fréquence d'excitation employée de 90 Hz. La marge existant entre ces deux fréquences peut paraître faible mais les vibrations issues du pot vibrant ne sont ici transmises que par la base, qui est massive et donc fixe, et par les structures sous test qui sont très souples : la probabilité d'exciter ces modes parasites et donc faible et n'a pas été observée expérimentalement.

5.2 Instrumentation du banc

Le synoptique complet de l'instrumentation du banc est donné sur la Figure 91. Nous allons dans la suite nous attarder sur certains éléments clés.

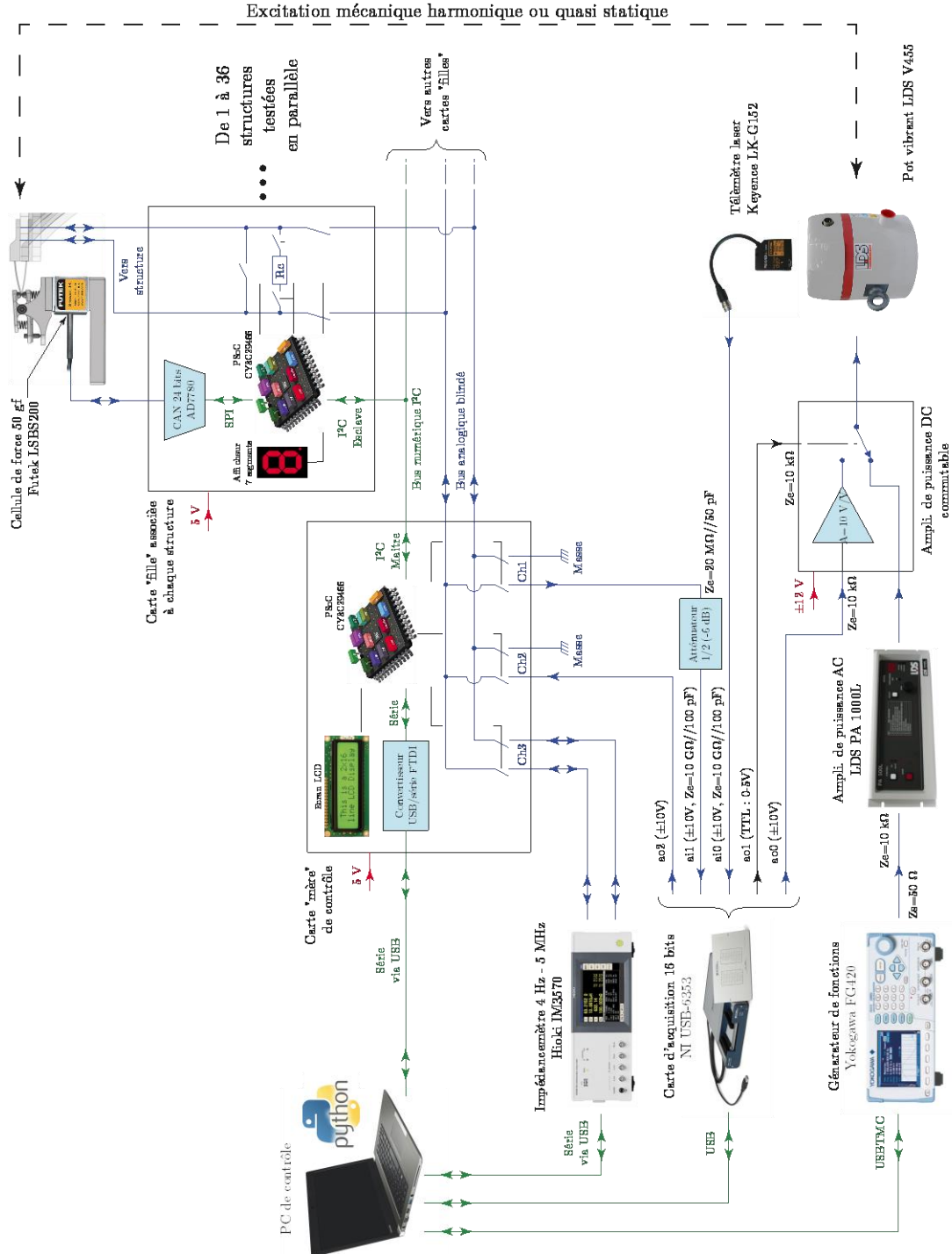


Figure 91. Synoptique de l'instrumentation du banc développé.

Ici l'acquisition et la génération de tous les signaux en tension (qu'ils soient analogiques ou numériques) sont réalisés par une carte d'acquisition 16 bits NI USB-6365 exception faite du signal de contrôle du pot vibrant en régime harmonique qui sera confié à un générateur de fonctions pilotés par protocole USBTMC⁵⁹. Ce choix a été dicté afin de garantir une certaine immunité vis-à-vis d'éventuels incidents logiciels⁶⁰. D'autres parts, l'utilisation d'un générateur de fonction nous a permis de facilement mettre en œuvre des démarrages et des arrêts du pot vibrant via des rampes d'amplitude (en fait des sigmoïdes) sans saut de phase afin de s'assurer de l'absence de transitoires néfastes (*overshoots*) qui pourraient causer la casse des structures.

Vue d'ensemble de l'appareillage associé au banc de fatigue accélérée est donnée sur la Figure 92. Nous allons dans la suite nous attarder sur certains éléments clés de l'environnement instrumental du banc et plus particulièrement sur les circuits électroniques développés.

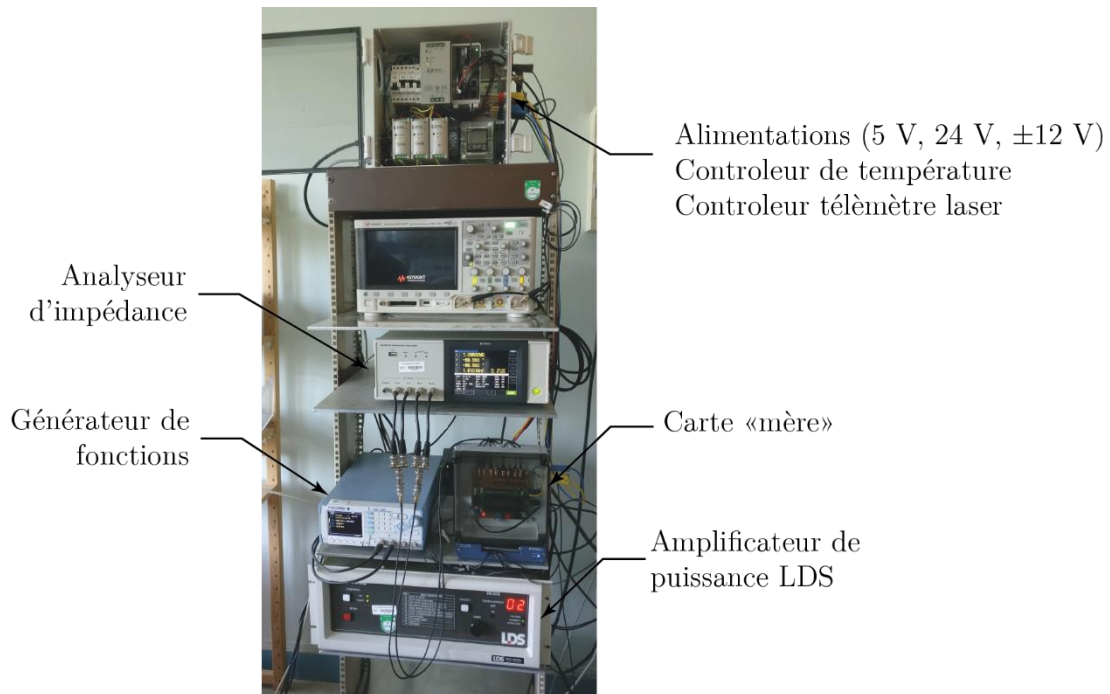


Figure 92. Vue d'ensemble de l'appareillage associé au banc de fatigue accélérée.

5.2.1 Electronique de proximité associée à chaque structure sous test

Afin de mener à bien l'extraction des indicateurs de la fatigue présentés précédemment et ce, périodiquement pour chaque structure sous test, il convient de commuter leurs connexions électriques séquentiellement sur différents appareils de mesure (analyseur d'impédance, carte d'acquisition ...) mais

⁵⁹ USBTMC : GPIB sur USB (TMC : *Test and Measurement Class*)

⁶⁰ Communément appelés "plantages"

également celles des cellules de force qui leur sont associées. Deux stratégies se présentent alors à nous. La première consiste à utiliser un multiplexeur analogique 36 voies à 2 entrées différentielles⁶¹. Cette solution présente l'inconvénient d'induire un grand nombre de fils de câblage plus ou moins longs avec tout ce que cela induit (risques d'erreur, capacité et résistance parasites importantes ...). Pour toutes ces raisons elle n'a pas été retenue.

L'autre solution, qui est celle qui a été adoptée, est d'employer une carte électronique par structure : cette carte sera dénommée "carte fille" par la suite. Cette carte a pour rôle de contrôler la charge connectée à la structure à tout moment (circuit ouvert, fermé ou sur charge résistive) et de connecter électriquement la structure vers un bus dit "analogique" en configuration "*daisy chain*" durant les phases de caractérisation. Cette carte, visible sur la Figure 93, embarque également un convertisseur analogique/numérique qui permet l'acquisition du signal issu de la cellule de force.

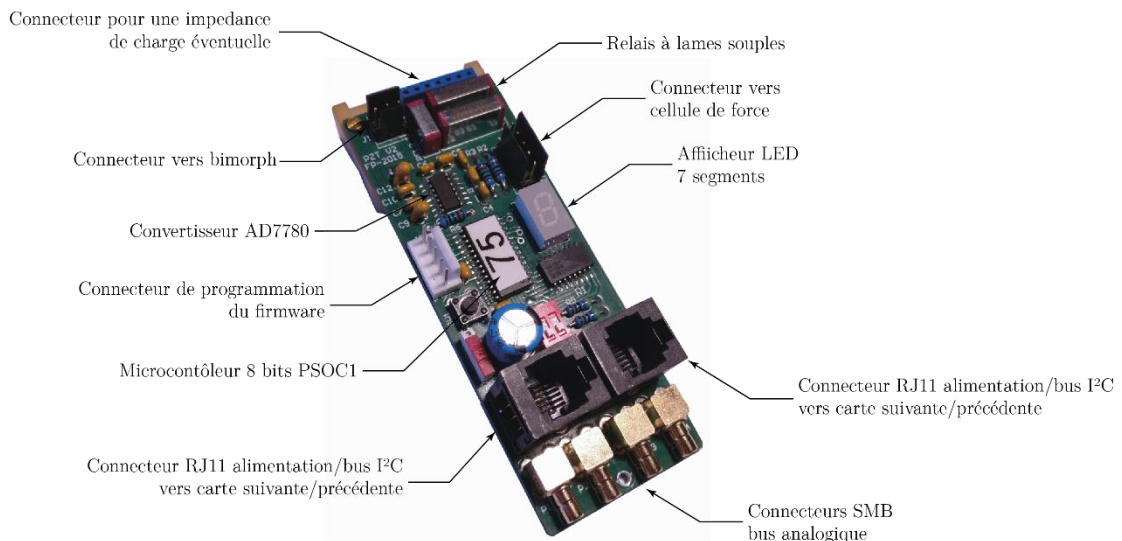


Figure 93. Carte "fille" associée à chaque bimorphe sous test. Ici cette carte à l'adresse I²C n°75.

Les cartes filles ont une architecture basées autours d'un microcontrôleur 8 bits de type PSOC1⁶² et sont pilotées via une autre carte, dénommée "carte mère" qui est équipé du même circuit. Les cartes communiquent entre elles par l'intermédiaire d'un bus de terrain série respectant la norme I²C⁶³. Ce type de liaison maitre/esclave (la carte mère est le maitre et les cartes filles les esclaves) a été choisi pour différentes raisons :

⁶¹ Une voie différentielle par structure sous test et une autre pour la cellule de force.

⁶² CY8C29466 du fabricant Cypress

⁶³ I²C : *Inter-Integrated Circuit*

- Le microcontrôleur utilisé possède un bloc matériel dédié afin de gérer ce type de bus qui ne demande que peu de ressources logicielles.
- Une bibliothèque de haut niveau en langage C est fournie par le fabricant du microcontrôleur (Cypress Semiconductor).
- Outre l'alimentation seulement deux fils sont nécessaires : les signaux SDA et SCL qui sont à drain ouvert.
- Jusqu'à 127 hôtes (i.e. cartes filles) peuvent être connectées en même temps (mode d'adressage sur 7 bits).
- Possibilité de brancher/débrancher des hôtes "à chaud".
- Bonne immunité vis-à-vis du bruit environnant à condition de fonctionner à bas débit ce qui est notre cas (mode "standard" bas débit à 50 kbit/s).

La carte mère, visible sur la Figure 94, est interfacée au PC par liaison série via une liaison USB ; les ordres sont transmis du PC vers la carte via un interpréteur de commandes intégré au sein du firmware du microcontrôleur embarqué qui est du même type que celui employé dans le cas des cartes filles. Le rôle de cette carte mère, outre le contrôle des cartes filles, est de commuter le bus analogique vers les différents appareils de mesure (carte d'acquisition, analyseur d'impédance,...). Au niveau des cartes filles, les signaux analogiques sont commutés via des relais à lames souples⁶⁴ qui sont blindés tout comme le bus analogique qui se compose de deux câbles coaxiaux à terminaisons SMB⁶⁵ afin de présenter une certaine immunité vis-à-vis des parasites tout en limitant la diaphonie.

Le convertisseur employé afin de numériser le signal issu de la cellule de force est de type AD7780 du fabricant Analog Devices et est contrôlé par le microcontrôleur par liaison série synchrone SPI⁶⁶. Ce convertisseur analogique/numérique de type sigma-delta ($\Sigma\Delta$) possède une résolution de 24 bits, une fréquence d'échantillonnage maximale de 16,7 Hz et possède la particularité d'être équipé en entrée d'un amplificateur d'un gain de 128 V/V qu'il est possible d'activer ou non. La fréquence d'échantillonnage de ce convertisseur peut paraître faible mais il convient de garder à l'esprit que les mesures de force se déroulent toujours en mode quasi-statiques.

⁶⁴ Relais de type "reed"

⁶⁵ Blindage connecté à la masse

⁶⁶ SPI : *Serial Peripheral Interface*

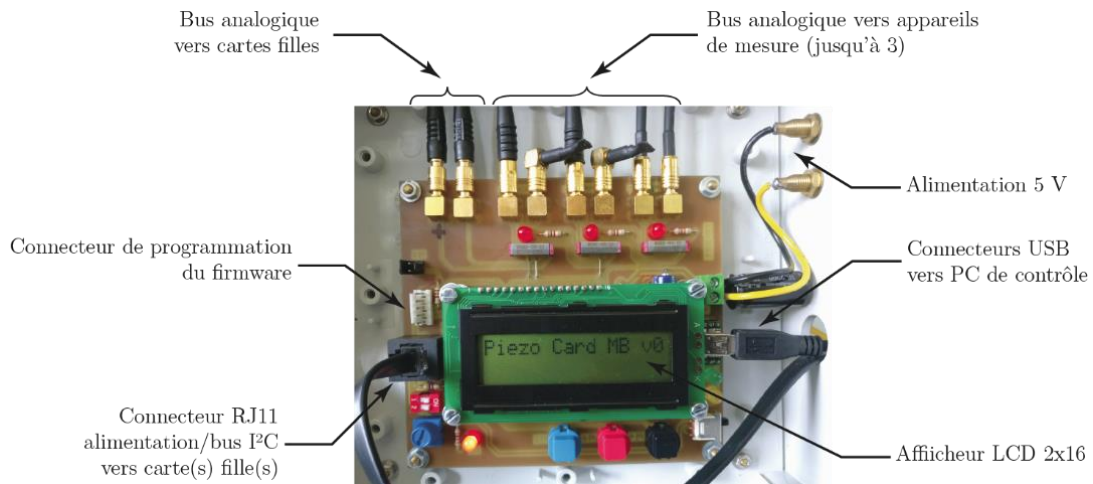


Figure 94. Carte "mère" permettant d'interfacer les cartes filles avec le PC de contrôle. Cette carte permet également de commuter le signal issu du bus analogique vers les appareils de mesure.

Avec une fréquence d'échantillonnage de 10 Hz (fréquence d'échantillonnage utilisée durant nos essais) et l'amplificateur d'entrée activé, le fabricant indique une résolution de l'ordre de 18,2 bits effectifs. Compte tenu de la sensibilité de la cellule de force qui est de 2 mV/V pleine échelle (50 gf), le système est capable de mesurer un écart de force de l'ordre de 648 μ gf soit encore 6,36 μ N. Pour bien appréhender de ce chiffre, compte tenue de la raideur des structures (Vermon 60/12/60 type 1), cette force correspond à une déflexion en circuit-fermé de 41 nm. Pour ce qui est de la force de blocage en mode actionneur, cette force correspond à une tension appliquée de seulement 48,5 mV. Bien entendu, dans la réalité il conviendra de prendre en compte le bruit propre à la cellule de force qui limitera ces performances.

5.2.2 Amplificateur de puissance utilisé pour l'actionnement quasi statique

Comme nous l'avons abordé précédemment, l'amplificateur de puissance LDS employé en régime harmonique coupe le continu nous empêchant d'employer le pot vibrant comme actionneur en mode quasi statique. Ceci nous a amené à concevoir et réaliser un amplificateur de puissance qui vient se substitué à celui-ci lors de la mesure de la raideur des structures. Cet amplificateur, commutable électriquement via un signal logique TTL, se base sur l'emploi d'un amplificateur opérationnel de type OPA549 monté en structure amplificateur non inverseur. Afin de garantir la stabilité du système sur charge ici fortement inductive, son gain a été fixé à 10 V/V (+20 dB) et un réseau *snubbers* ad hoc a été ajouté à sa sortie. L'amplificateur opérationnel mis en œuvre est capable de fournir des

courants de sortie permanents de l'ordre de 8 A ce qui se révèle bien suffisant en régime statique ou la puissance dissipée par le pot vibrant est relativement faible.

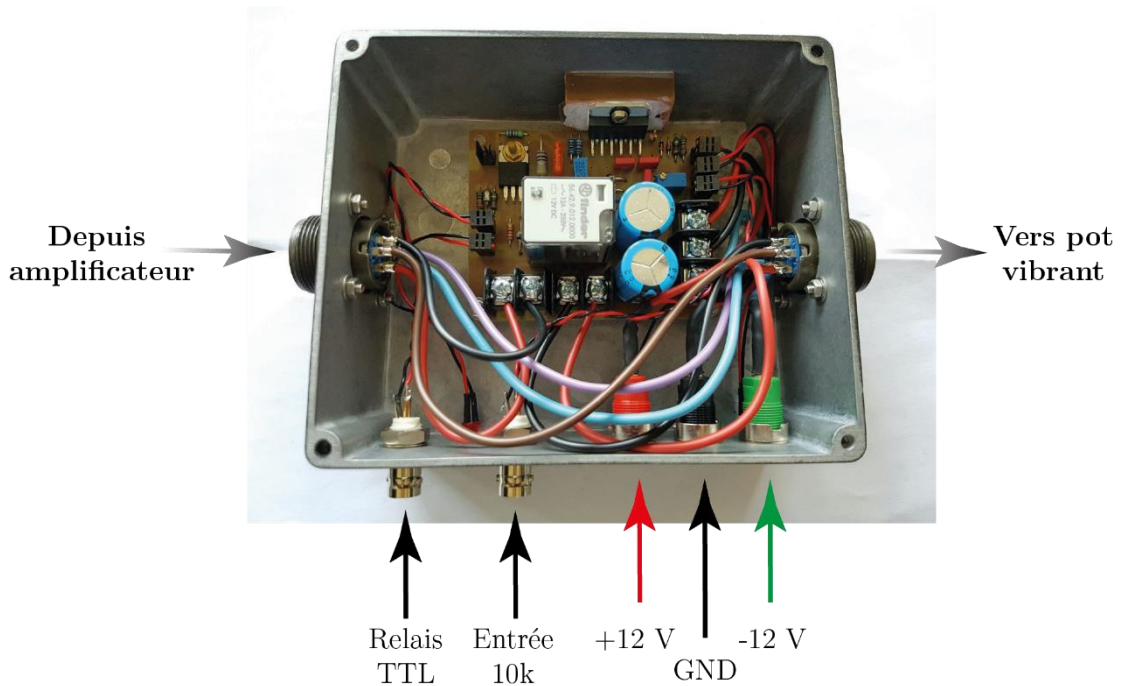


Figure 95. Amplificateur de puissance associé au pot vibrant lorsque celui-ci est employé en tant qu'actionneur quasi statique.

5.2.3 Mesure de la tension en régime harmonique

Dans le chapitre précédent nous avons montré que la tension fournie par les structures à circuit ouvert est théoriquement de 49,4 V/mm soit, pour une amplitude des mouvements de 400 μm , une amplitude de 19,7 V qui dépasse la gamme d'entrée de la carte d'acquisition employée (± 10 V). Pour lever cette limitation, nous avons intercalé un atténuateur -6 dB entre les structures et la carte d'acquisition. Cet atténuateur prend la forme d'un pont diviseur de tension ayant une résistance d'entrée de 20 M Ω qui est donc négligeable devant l'impédance de sortie des bimorphes testés (approximativement 500 k Ω à 90 Hz). Notons que ce circuit comporte une capacité d'accord afin de présenter une bande passante plate dans la gamme fréquentielle d'intérêt. Un calcul simple permet de montrer que cette capacité doit être égale à la capacité d'entrée de la carte d'acquisition qui est de l'ordre de 90 pF.

5.3 Environnement logiciel développée

Les différents appareils de mesure employés ainsi que les cartes filles associées à chaque structure sous test sont pilotés de manière automatique par le biais d'un logiciel développé en langage Python 3.

Afin d'automatiser un banc comme le nôtre, il est possible d'employer différents langages/logiciels parmi lesquels nous pouvons citer Matlab, Scilab ou encore LabVIEW. Nous avons fait le choix d'employer Python pour les raisons suivantes :

- Disponible avec la majorité des systèmes d'exploitation (Windows, Linux ...)
- Programmation de haut niveau (typage faible et dynamique, ramasse-miettes, compréhension de liste ...)
- Langage interprété permettant un développement rapide. Ce point fait qu'il peut être lent mais il est toujours possible de le "compiler" en *bytecode*.
- Existence de nombreuses bibliothèques de calcul scientifique et la gestion des fichiers de données (*NumPy, SciPy, cvs ...*)
- Existence de nombreuses bibliothèques pour la communication avec les appareils de mesure (*serial, usbtmcCtrl ...*) et notamment la carte d'acquisition du fabricant National Instruments (*MyNiDAQ*).
- Existence de nombreuses bibliothèques d'interfaçage graphique GUI⁶⁷ (*TkInter, PyGTK, PyQt ...*)
- Gestion et installation des bibliothèques simple via l'utilisation des "modules" (utilitaire *pip*)
- Possibilité de programmation multiprocessus (*multithreading*)
- Communauté très active. Documentation riche et exemples nombreux.

En plus de tous ces avantages, il y a celui du prix ... Python est totalement gratuit ! Outre l'aspect économique, celui induit que l'on se dispense de toute gestion de licences quelque fois problématiques (obligation d'être connecté au réseau ...).

Le logiciel de pilotage développé et entrevu dans la suite devait répondre au cahier des charges suivant :

- Permettre un contrôle manuel total à des fins de réglage/débugage

⁶⁷ GUI : Graphical User Interface

- Etre totalement automatisé afin de réaliser les séquences de fatigue et d'extraction des différents indicateurs à très long termes (jusqu'à plusieurs mois).
- Permettre à l'utilisateur d'intervenir en cas de problème (arrêt lors de l'exécution de l'un des processus de caractérisation ...).
- Enregistrer les évènements et notamment les éventuelles erreurs de communication avec les appareils (gestion d'un fichier "journal" à tampon circulaire limitant sa taille)
- Etre pilotable via une interface graphique pour des raisons de commodité.

Le second point impose une programmation multiprocessus non bloquante. Ainsi le programme sera organisé autour d'un processus principal se limitant à gérer l'interface graphique. En fonction des interruptions générées par un autre processus gérant le temps, le processus principal exécutera les différentes opérations comme le démarrage ou l'arrêt de la fatigue accélérée en régime harmonique mais également l'extraction des différents indicateurs. Toutes ces opérations seront autant de processus indépendants exécutés de manière séquentielle et automatique.

L'interface graphique, visible sur la Figure 96, a été réalisée avec la bibliothèque PyQt 4 via l'outil QtDesigner.

Nous ne rentrerons pas dans la description du code de ce logiciel qui se révélerait longue et fastidieuse.

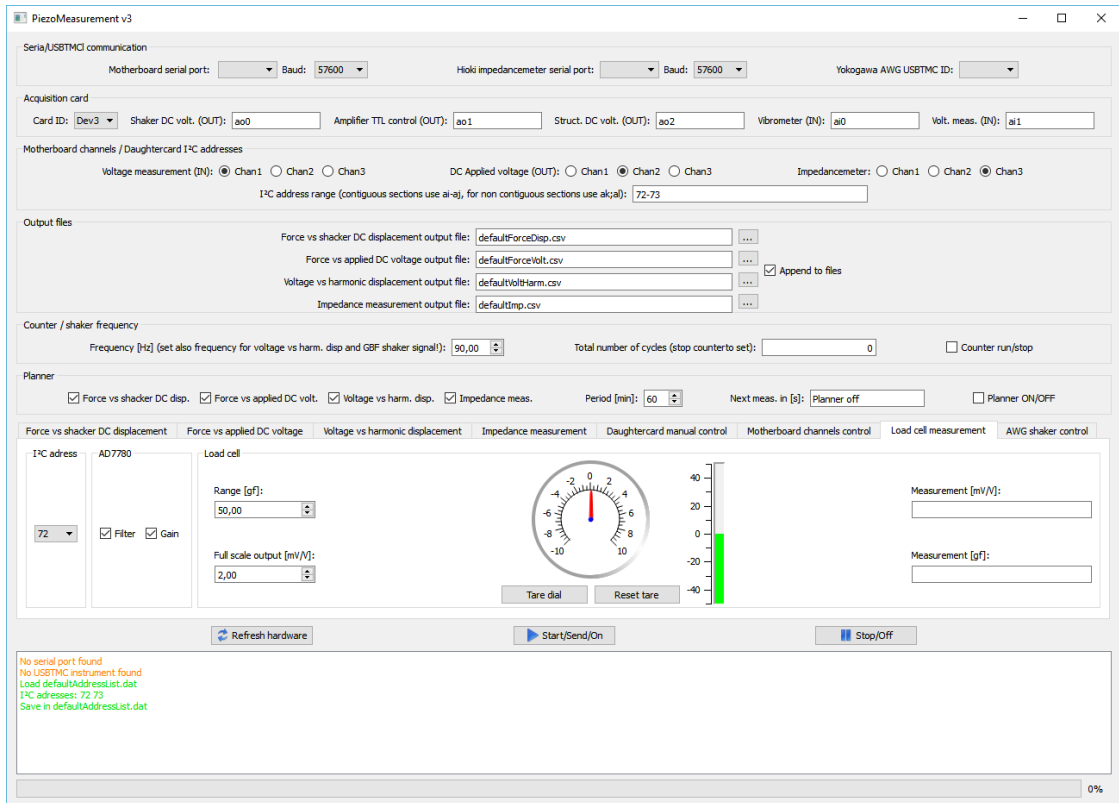


Figure 96. Interface graphique du logiciel réalisé.

Chapitre



Mesures expérimentales

Ce chapitre portera sur les mesures expérimentales qui ont été menées avec le bâti de fatigue accélérée présenté précédemment. Dans un premier temps, avant de discuter des résultats qui ont été obtenus, nous présenterons les méthodes qui ont été mises au point afin de réaliser l'encastrement des structures sous test ainsi que leurs prises de contact électrique. Comme nous allons le voir, ces étapes demandent une grande dextérité de la part de l'opérateur et peuvent compromettre les mesures qui sont réalisées par la suite. Dans un second temps, nous présenterons les résultats qui ont été obtenus pour deux types de structures distincts. En effet, des tests préliminaires ont été réalisés avec des structures du fabricant PiezoSystems à des fins de débogage aussi bien matérielles que logicielles. Une fois le bon fonctionnement du bâti prouvé, un premier lot de structures de notre partenaire Vermon a été testé dans la limite de 360 millions de cycles nous permettant néanmoins d'observer des premiers signes de la fatigue.

6.1 Problématique liée à l'encastrement/prise de contact des structures

6.1.1 Prise de contacts électriques des structures

Les structures sont mises à notre disposition nues et la première étape à réaliser avant leur montage sur le bâti de fatigue accélérée et d'effectuer les prises de contact électrique. Pour cela, deux procédés différents ont été entrevus.

Généralement le recours à la soudure à l'alliage d'étain, simple et rapide, est une solution satisfaisante de par la robustesse et la qualité des contacts électriques obtenus. Cependant, ce type de connexion a vite été écarté dans notre cas car la température de mise en œuvre est relativement importante et engendrerait d'une part, la dépolarisation du matériau (température de l'ordre de 270°C pour un alliage 60/40 proche de la température de Curie) et d'autre part une dégradation irréversible des films de colle présents entre les différentes couches constituant les bimorphes.

L'autre solution entrevue est de recourir à des prises de contact par collage via une résine conductrices chargée avec des particules l'argent. Une fois la structure immobilisée, le fils électrique est placé à l'endroit souhaité (au niveau de l'encastrement) et une goutte de colle est déposée sur celui-ci (Figure 97). La colle utilisée (résine époxyde bi-composante) a un temps de polymérisation de huit heures, temps au-delà duquel ses propriétés conductrices se manifestent sans la nécessité de procédé à un recuit d'activation. Cette procédure est ensuite reproduite au niveau de la deuxième face du bimorphe.



Figure 97. Prise de contact électrique sur la structure.

Durant cette première phase de préparation des structures, nous nous sommes confrontés à plusieurs aléas qui ont entraîné des défauts, voir même dans certains cas des ruptures franches. Les bimorphes employés sont très fins et sont donc très fragiles. Ceci impose de la part de l'utilisateur, une délicatesse extrême pour ne pas imposer des contraintes susceptibles d'amorcer des fissures.

Lors des différents essais, nous nous sommes confrontés à de nombreux décollements intempestifs des fils électriques ce qui a posé de multiples problèmes

autres une perte de temps significative. Bien que ces décollements puissent être solutionnés dans la majorité des cas, notons que ceci est impossible après l'encastrement du bimorphe dans son support de test. En effet, une fois le bimorphe dans son support, les connexions électriques ne sont plus accessibles.

Afin d'éviter ce type de désagréments et afin de maximiser la qualité des prises de contact, nous avons testé plusieurs types de fils (monobrin et multibrin en cuivre, multibrins en acier inoxydable, circuits imprimés sur supports souples en Kapton ...) mais également plusieurs colles conductrices. Le but est de trouver le compromis idéal entre la bonne tenue du collage, la flexibilité et la résistance du fils électrique tout en restant compatible avec notre procédé de collage manuel (contraintes de surface et de volume disponible assez fortes). Les multibrins en acier inoxydable (fils biocompatibles normalement employés au sein des dispositifs implantés) se sont montrés les plus adaptés : ils sont très fins et souples tout en étant d'une extrême résistance.

L'autre problème qui s'est montré assez récurrent est celui de "bavures" de colle conductrice sur les flancs du bimorphe. En effet, le dépôt de colle sur la lame se fait manuellement via une seringue et une mauvaise manipulation peut vite engendrer des courts-circuits comme montrés sur la Figure 98 et la Figure 99.

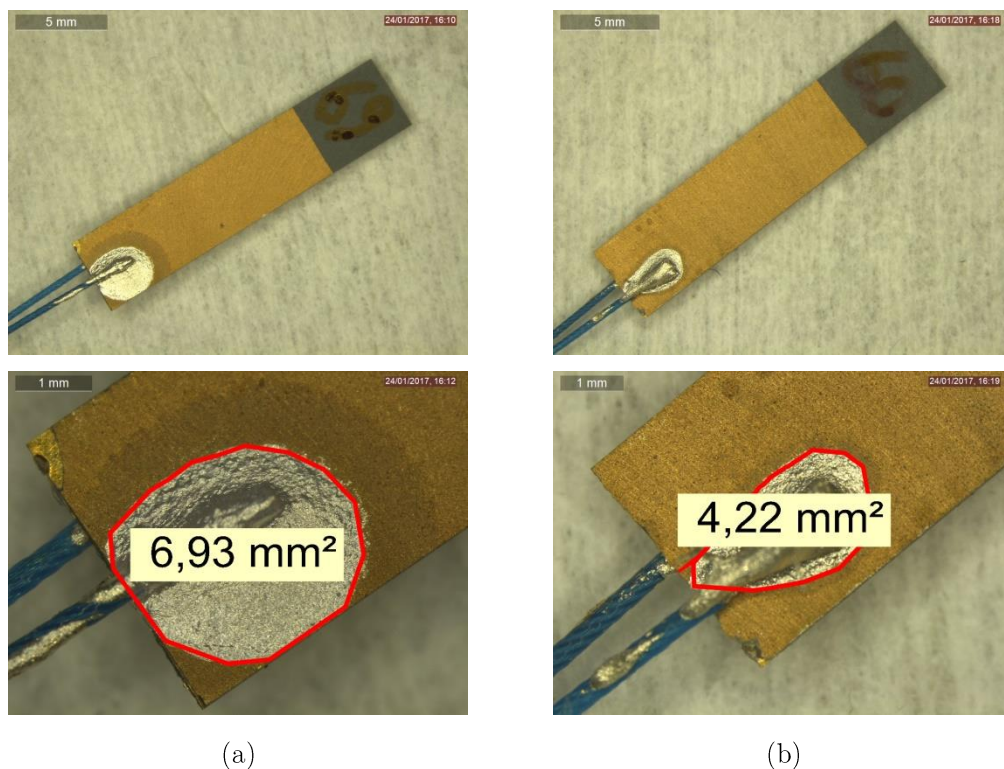


Figure 98. Dépôt de colle non contrôlé à gauche et correct à droite.

Bien que ce défaut soit facilement détectable par un simple test de continuité électrique, il ne peut pas être résolu car toute tentative de nettoyage (grattage

mécanique ou nettoyage au solvant) se solde irrémédiablement par une détérioration du bimorphe.

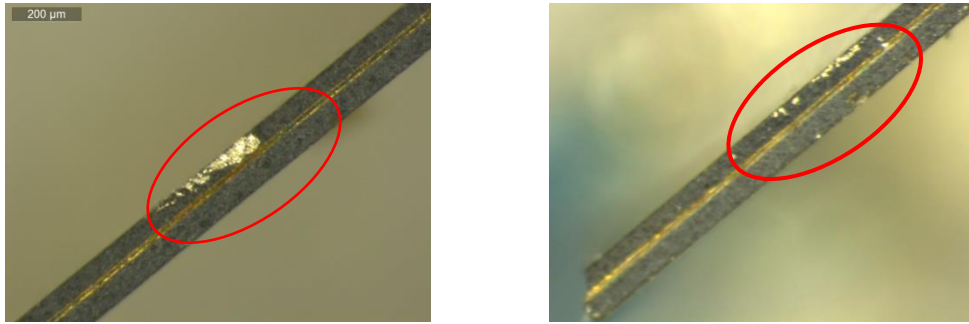


Figure 99. Bavure de colle sur les flancs du bimorphe.

Afin de limiter ces défauts, nous avons testé plusieurs colles conductrices afin de trouver celle qui présenterait les caractéristiques suivante :

- Reste suffisamment visqueuse après mélange afin d'éviter tout débordement sur les flancs.
- Présente un temps de séchage à température ambiante suffisamment long afin d'éviter toute précipitation de l'opérateur.
- Présente une forte adhésion avec l'or (électrodes du bimorphe) mais également avec l'acier inoxydable (fils multibrins employés)
- Ne nécessite pas de recuit d'activation à "fortes" température

6.1.2 Encastrement des structures

Après la prise de contact électrique sur les deux faces du bimorphe, l'étape suivante consiste à réaliser l'encastrement de la lame dans son support par collage. Le support conçu, réalisé par impression 3D, permet de monter la structure au niveau du pot vibrant via une seule et unique vis. La réalisation de l'encastrement par collage et non pas par d'autres méthodes comme par pincement a été choisie pour sa relative simplicité. En effet les supports sont alors réduits à leur plus simple expression ne comportant pas de pièces mécaniques mobiles. D'autre part les contraintes induites à l'encastrement par le collage sont faibles et négligeables de primes abords.

Pour réaliser cette étape, nous avons développé un outil utilisant des tables micrométriques qui permet un positionnement très précis de la structure dans son support suivant les trois directions de l'espace. Cet outil est montré dans la Figure 100. Une fois la lame correctement positionnée, son immobilisation dans le support est réalisée de manière définitive par injection de résine époxyde bi-composante (colle de type Araldite) à l'aide d'une seringue.

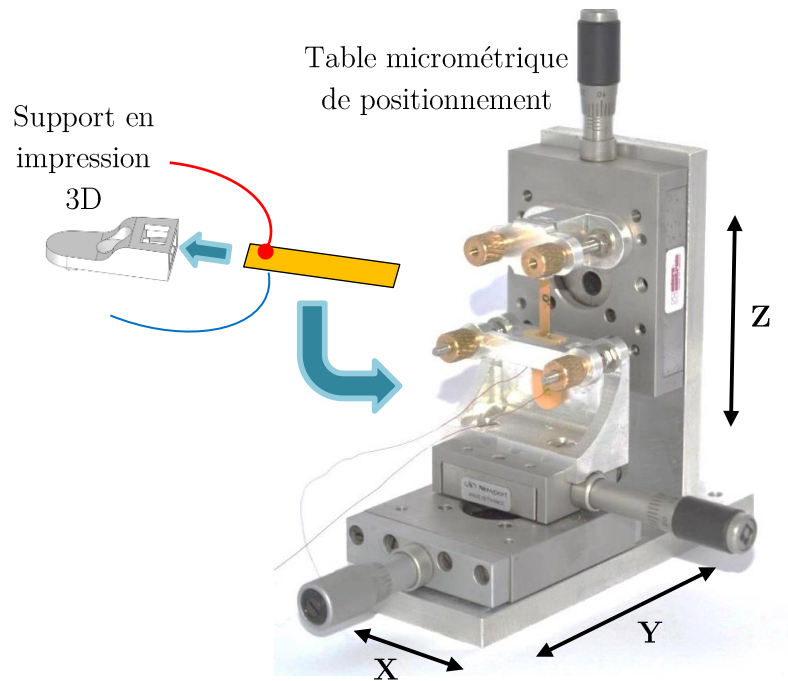


Figure 100. Outil de collage mis au point au laboratoire C2N.

Bien que cette table micrométrique permette de contrôler rigoureusement le positionnement de la partie encastrée de la lame dans son support, la maîtrise de sa position angulaire s'est montrée difficile. Ainsi, après la phase de collage nous avons pu constater que, dans de nombreux cas, la partie libre de la lame n'est pas parfaitement horizontale une fois montée sur le bâti. Ce défaut est plus ou moins important d'une lame à l'autre comme montré dans la Figure 101.

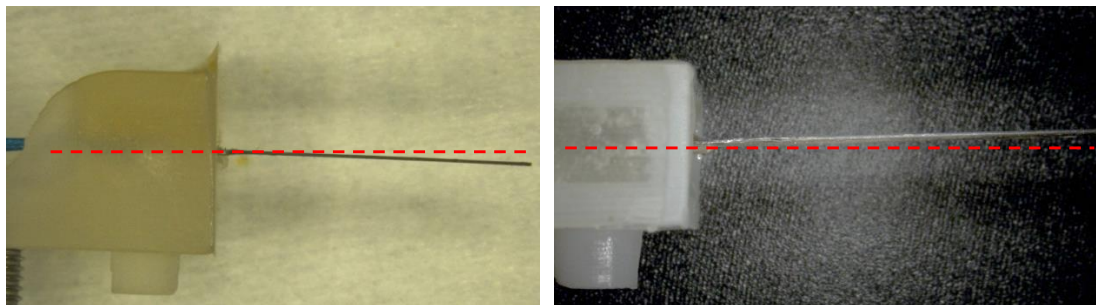


Figure 101. Problème de planéité de deux lames différentes après collage.

Même si dans la plupart des cas ce défaut est minime (angle par rapport à l'horizontale d'environ $\pm 2^\circ$ en moyenne), il nécessite de prêter par la suite une attention particulière lors du positionnement du système de pincement associé à chaque lame. En effet, il est alors nécessaire de jouer sur une vis de réglage afin d'éviter l'application d'une précontrainte statique à la structure (Figure 102) : cette étape s'est montrée très délicate et nécessite une grande attention de la part de l'opérateur.

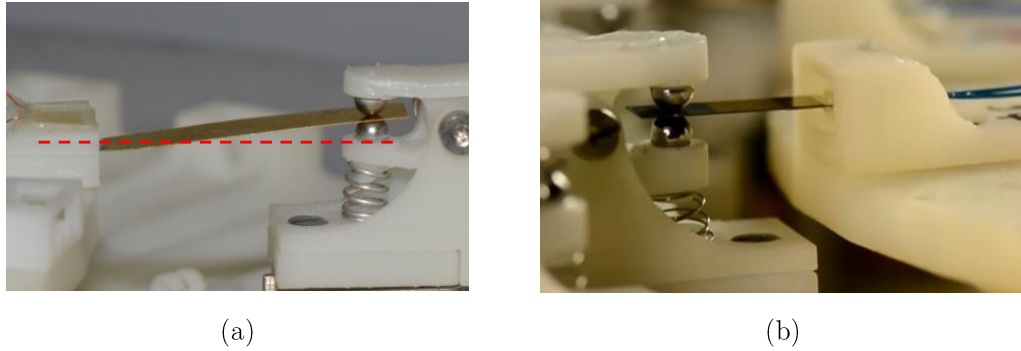


Figure 102. Précontrainte statique constatée en cas de non planéité de la lame après collage (a).
Lame parfaitement horizontale (b).

D'autres problèmes liés au collage des lames dans leur encastrement ont été constatés. Ainsi, un ménisque de colle se forme systématiquement à l'encastrement sur une longueur allant jusqu'à 3 mm (Figure 103 (a)). Ce phénomène peut être expliqué par la grande mouillabilité de la colle au niveau de la surface des structures. La présence de ce ménisque est néfaste dans la mesure où il introduit une incertitude sur la valeur exacte de la longueur libre de la structure.

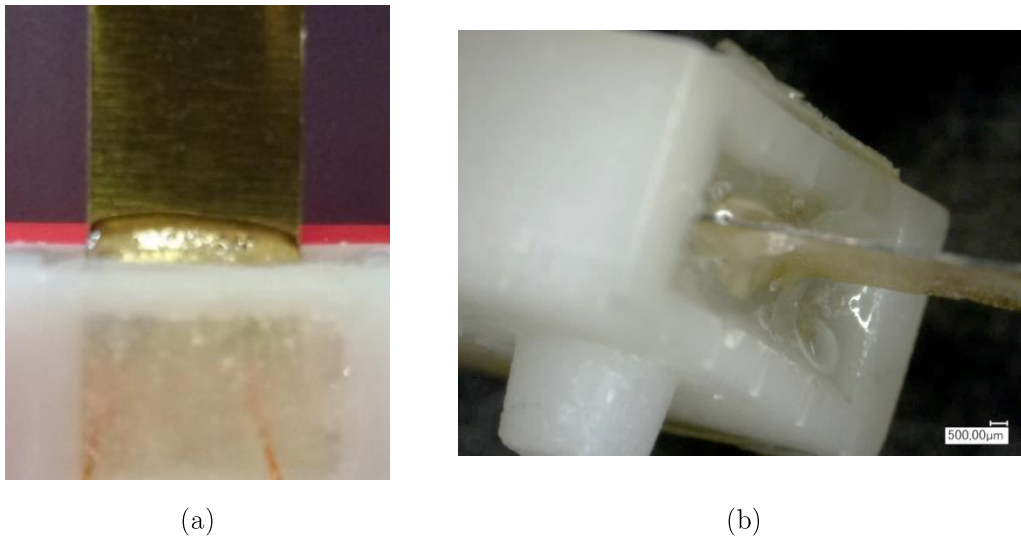


Figure 103. Ménisque (a) et bulles d'air (b) au niveau de l'encastrement.

Un autre problème rencontré est relatif à la présence de bulles d'air au sein de la colle qui créent des vides après polymérisation (Figure 103 (b)). Ces bulles d'air se forment lors de la préparation de la colle lors du mélange des deux composants (résine et durcisseur). Nous avons essayé de résoudre ce problème en mettant la seringue une fois remplie dans une cloche sous vide afin de faire migrer les bulles à la surface. Malheureusement, la colle étant très visqueuse, ceci s'est montré peu efficace.

En raison de tous ces problèmes et en gardant à l'esprit que l'outil de collage présenté précédemment permet de coller qu'une seule et unique lame à la fois, nous avons développé un second outil de collage. Celui-ci permet de coller

simultanément jusqu'à cinq lames dans leur encastrément de manière plus reproductible.

Ce nouvel outil de collage, bien que plus ergonomique et fiable, impose une nouvelle étape après celle des prises de contact électrique. En effet, chaque lame est insérée dans un "joint" en silicone souple afin de la maintenir dans une position fixe tout en la serrant suffisamment pour empêcher tout débordement de la colle au-delà de l'encastrément (Figure 104).

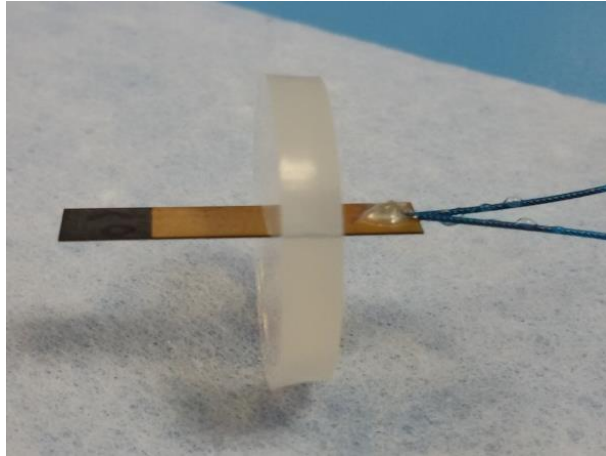


Figure 104. Joint silicone utilisé pour le maintien de la structure.

Une fois équipées de leur joint en silicone, les cinq lames sont minutieusement placées et immobilisées dans des encoches dédiées. Chacun des cinq supports en usinage 3D dont le design a été adapté, vient se positionner contre le joint en silicone lui faisant face. Le contour du support en contact avec le joint est collé avec une colle UV à réticulation rapide pour éviter toute fuite lors de l'injection de la colle époxyde. La colle époxyde employée avec cet outil est plus fluide et permet de limiter la formation de bulles d'air.

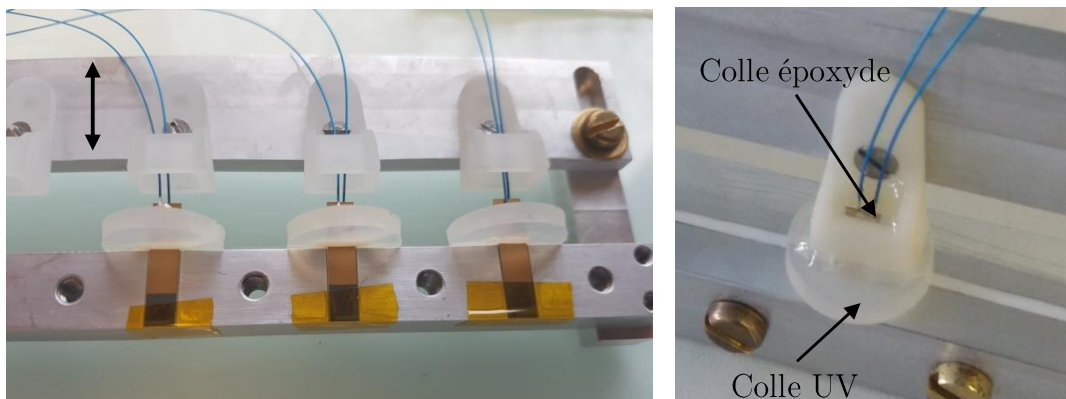


Figure 105. Nouvel outil de collage des lames dans leurs supports.

Ce nouvel outil de collage nous a permis, en plus d'un gain de temps significatif, d'avoir des lames avec une qualité d'encastrément bien meilleure (position angulaire maîtrisée, absence de ménisque de colle et de bulles d'air) au détriment

d'une précision de positionnement moins bonne. En effet la longueur de la partie encastrée et par conséquent de la partie libre n'est pas assurée via des platines micrométriques mais simplement par des cales étalon.

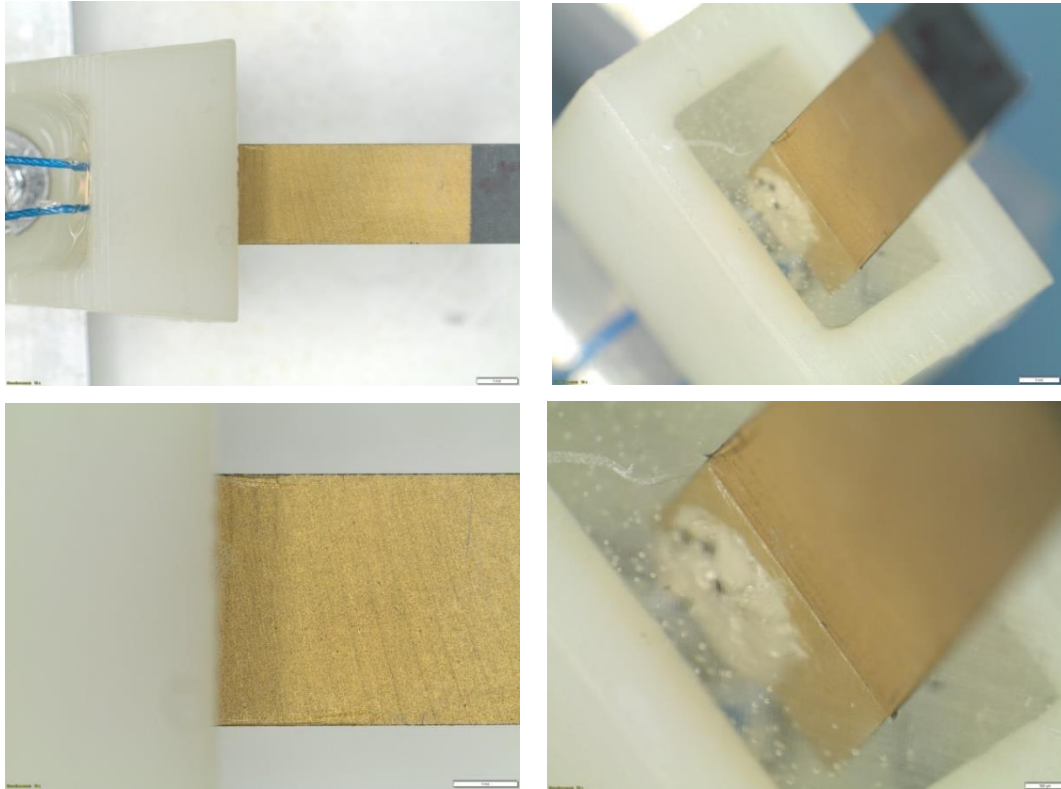


Figure 106. Résultats de collage avec le nouveau système de positionnement.

Une fois collées dans leur support, les bimorphes sont ensuite fixés sur le pot vibrant par leur extrémité encastrée et pincés à leur extrémité libre. Une série de tests (impédance, raideur, force de blocage,..) est alors effectuée afin de recueillir les données de référence de chaque structure qui seront par la suite comparés aux données issues des mêmes tests après les cycles de fatigue accélérée.

6.2 Essais préliminaires sur des bimorphes PiezoSystems

Dès l'installation des structures à tester sur le banc, les caractéristiques électromécaniques de celles-ci sont mesurées par le biais de l'extraction de deux indicateurs bien distincts :

- Détermination de la raideur propre de la structure à champ nul (structures court-circuitées) par mesure de la force de réaction de l'extrémité maintenue fixe pour un mouvement imposé de la base.
- Détermination de la force de blocage à l'extrémité de la structure pour une tension appliquée connue alors que la base est maintenue fixe.

Comme montré précédemment, le premier indicateur nous renseigne directement sur les paramètres mécaniques intrinsèques de la structure comme son module d'Young équivalent mais également sur d'éventuels dommages qu'elle aurait subi (fissures, délaminations ...). Le second, compte tenu des informations données par la première, nous renseigne directement sur le coefficient piézoélectrique transversal d_{31} des couches piézoélectriques.

Lors de la mise au point du bâti, des tests préliminaires ont été réalisés avec des structures commerciales du fabricant PiezoSystems à des fins de débogage aussi bien matérielles que logicielles. Les structures PiezoSystems présentent la même morphologie que les structures issues du partenaire Vermon mis à part leurs dimensions dans le plan et les épaisseurs des différentes couches qui sont plus importantes (couches de PZT de 125 μm pour une couche structurale de 110 μm d'épaisseur).

Les essais préliminaires réalisés avec ces structures sont présentés dans ce qui suit.

Dans un premier temps, pour la détermination de la raideur des structures à circuit fermé, nous avons imposé des mouvements de la base dans une gamme de $\pm 250 \mu\text{m}$ et sur plusieurs cycles comme présenté dans la Figure 107.

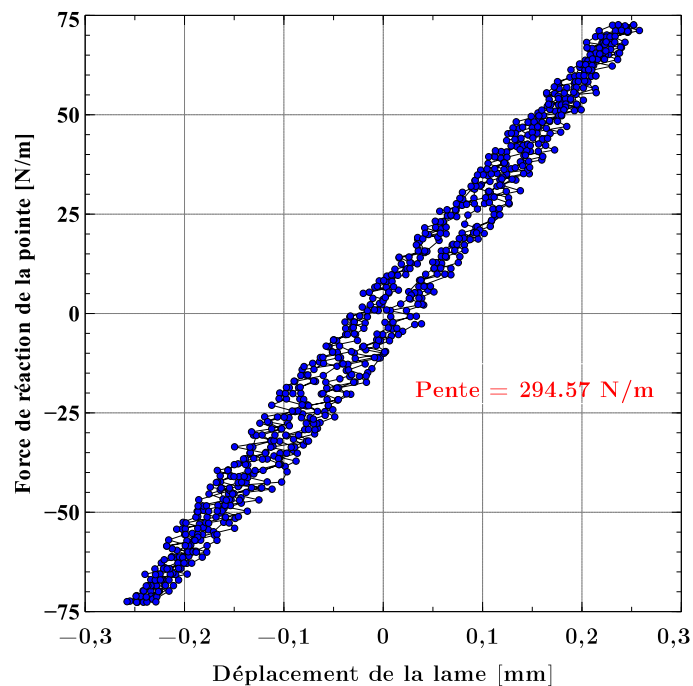


Figure 107. Force de blocage en fonction du mouvement de la base.

La mesure de la force de blocage en fonction de la tension continue imposée a été réalisée pour une gamme de $\pm 20 \text{ V}$ et est illustrée dans la Figure 108.

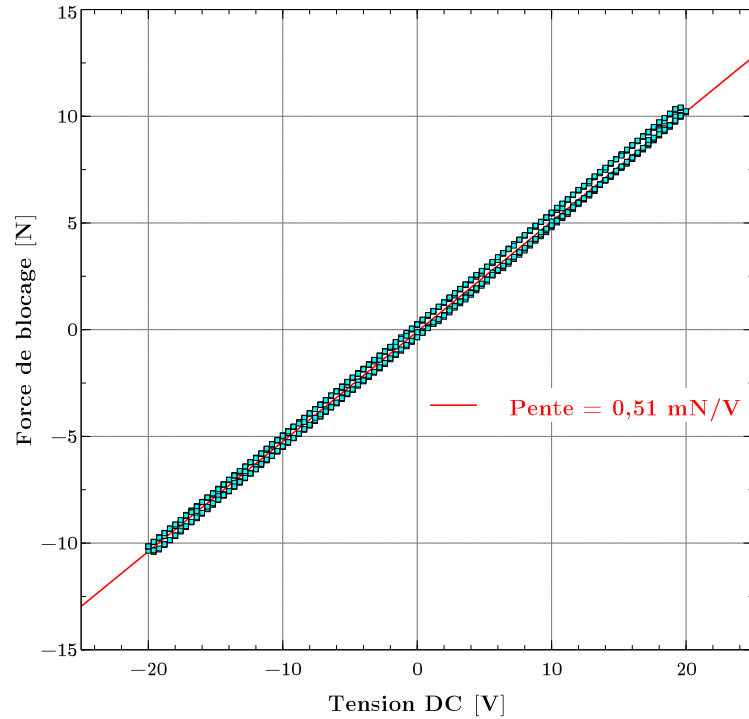


Figure 108. Force de blocage à tension imposé et base fixe.

A partir de ces mesures, la raideur de la structure et le coefficient de force de blocage ont été extraits par ajustement de courbe (régression linéaire) et comparés aux valeurs théoriques calculées en utilisant les paramètres des matériaux fournis par le fabricant et en utilisant les relations données dans la chapitre 4. Toutes ces données sont résumées dans le Tableau 11 ci-dessous :

Paramètres	Théorie	Mesures	Ecart
Raideur structure [N.m^{-1}]	359	294 ± 10	19,7%
Coefficient force de blocage [mN.V^{-1}]	0,618	$0,52 \pm 0,05$	17,1%
Coefficient piézoélectrique transverse d_{31} [pC/N]	-320	-329 ± 40	2,7%

Tableau 11. Valeurs expérimentales comparées aux valeurs théoriques

L'accord entre les mesures et la théorie est relativement bon. Néanmoins, les différentes courbes, tracées pour plusieurs cycles de chargement, mettent en évidence un léger cycle d'hystérésis. Celui-ci pourrait être expliqué, entre autres, par des dérives (la mesure dure plusieurs secondes) et d'éventuels frottements secs entre les billes du système de pincement et la surface de la structure.

Afin d'investiguer dans l'existence d'éventuels frottements secs nous avons réalisé une mesure de la force de réaction pour une déflexion imposée de "forte" amplitude (± 1 mm) comme illustré sur la Figure 109. Ici le cycle d'hystérésis observé est très marqué et ne peut pas être expliqué que par les non-linéarités mécaniques des matériaux. Ainsi la manifestation de frottements secs a été observée de visu : en effet lors du mouvement il est possible d'observer un tressautement du système de pincement certes faible mais très significatif.

Notons que la présence de frottements secs pourrait sembler néfaste voir rédhibitoire. Néanmoins, dans le cas des structures Vermont testées par la suite, nous resterons toujours dans le cas de petites déflexions/excitations et ceux-ci auront donc un impact très faible, voir nul.

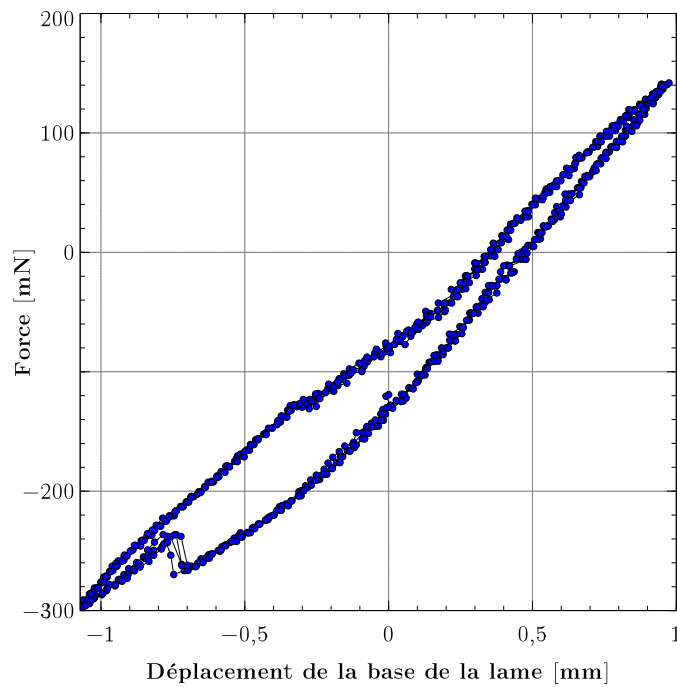


Figure 109. Non-linéarité observée en augmentant l'amplitude de mouvement de la base.

En ce qui concerne la variation de la raideur effective de la structure en fonction de la force de pincement comme prédit par la théorie, ce phénomène n'a pas pu être vérifié en raison de l'incertitude existant sur la longueur libre qui joue un rôle crucial dans le calcul (la raideur est proportionnelle à L^{-3}). En effet, le changement du ressort nécessaire pour la modification de la force de serrage impose un démontage du système et donc une modification, même minime, de la longueur libre pincée.

Le bon fonctionnement du banc étant validé via ces mesures qui ont permis d'éprouver aussi bien le matériel que le l'environnement logiciel associé, nous avons poursuivi notre étude en effectuant un premier cycle de fatigue accélérée sur un premier jeu de huit structure Vermont type 1 comme présenté dans la suite.

6.3 Premières mise en évidence de la fatigue

Comme abordé précédemment, les mesures qui seront présentées dans la suite l'ont été sur un premier jeu de huit structures Vermont type 1 dont certaines sont visibles sur la Figure 110 juste avant leur montage sur le banc. Rappelons que ces structures présentent une épaisseur de PZT de $60 \mu\text{m}$ pour une couche structurale de laiton de $12 \mu\text{m}$.

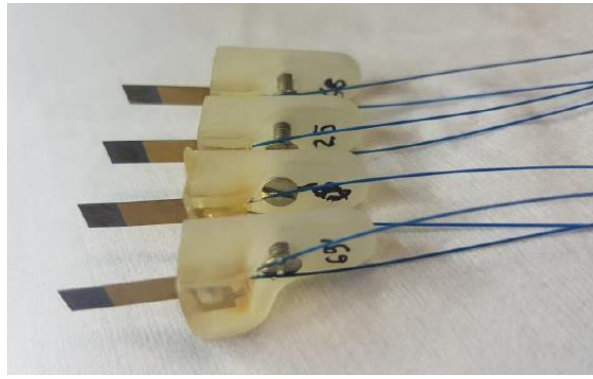


Figure 110. Vue de quatre des huit structures Vermont type 1 testées jusqu'à 360 millions de cycles.

6.3.1 Mesures statiques jusqu'à rupture

Avant d'entamer les essais de fatigue accélérée qui peuvent durer cinq mois (un milliard de cycles), nous avons souhaité commencer par un test statique jusqu'à rupture sur quelques lames qui seront ainsi sacrifiées. Ceci a pour but d'identifier les zones de linéarité et de non linéarité mécanique et donc de conclure sur les contraintes maximales (en termes de déflexion) que les structures peuvent supporter.

Il s'agit de cinq lames collées et encastrées selon les améliorations et solutions citées précédemment. L'essai consiste à imposer un déplacement à l'encastrement de la lame et ce jusqu'à la rupture (l'autre extrémité étant maintenue fixe par un système de pincement associé à une cellule de force, voir Figure 111). La courbe force/déplacement obtenue nous permet alors d'identifier les zones d'intérêt comme illustré dans la Figure 112.



Figure 111. Test statique jusqu'à la rupture de la lame.

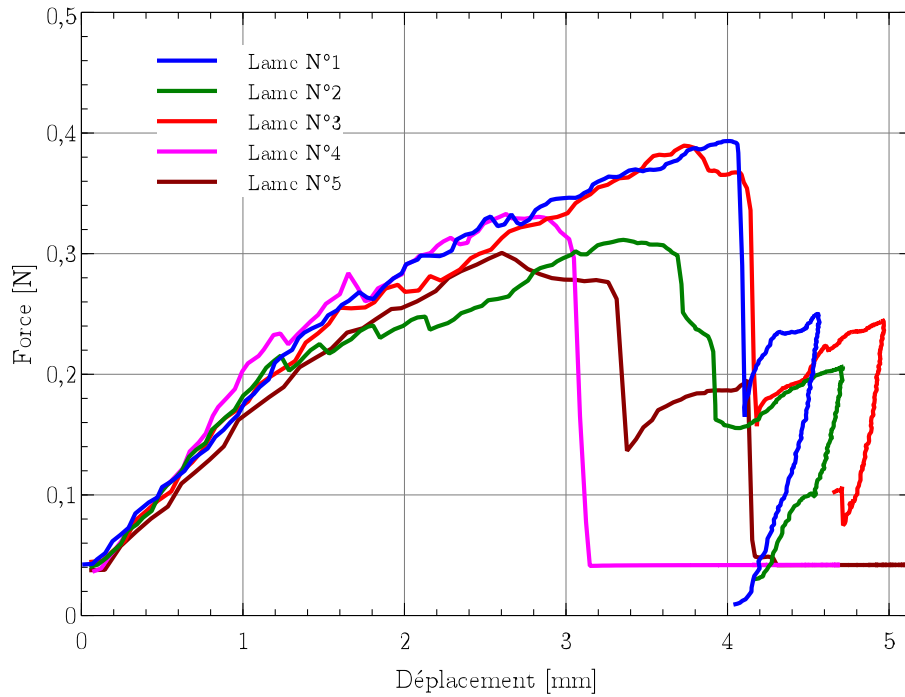


Figure 112. Tracé de force de réaction sur le système de pincement en fonction du déplacement de la base jusqu'à la rupture.

On peut observer sur la courbe que l'ensemble des lames présentent un comportement linéaire jusqu'à 1 mm de déplacement. Au-delà, on entre en zone de plasticité du matériau avec une première rupture apparaissant après 3 mm de déflexion.

Suite à ces résultats, il a été décidé d'effectuer l'essai en fatigue accélérée en imposant aux structures un déplacement mécanique de 800 μm d'amplitude pic-pic, afin de rester en zone de linéarité tout en profitant au maximum de l'étendue de cette zone. Cette limitation est cohérente au vu du cahier des charges fourni par l'industriel LivaNova concernant les dimensions de la capsule comme expliqué au début du manuscrit.

6.3.2 Essai de fatigue accéléré sur 8 bimorphes type 1

Les 8 lames utilisées lors de cet essai ont été préparées de façon identique à celles utilisées lors de l'essai précédent. L'objectif de cet essai est de mettre en vibration mécanique les structures sur une durée équivalente à 20 ans de fonctionnement dans une capsule de stimulation sans sonde.

En considérant d'une part qu'un cœur bat en moyenne toutes les secondes et d'autre part, que chaque impulsion cardiaque induit sur le bimorphe une oscillation de forme sinusoïdale amortie composée de 4 à 5 périodes, nous avons considéré par simplification que si on ramène les 4 périodes d'oscillations amorties

à 2 oscillations sinusoïdales complètes, on obtient alors environ 1 milliards de cycles de sollicitation à imposer aux structures.

Comme expliqué au chapitre 4, la fréquence d'excitation choisie pour la fatigue accélérée est de 90 Hz. L'échantillonnage temporel d'extraction des différents indicateurs est fixé à 30 minutes, soit tous les 162 mille cycles. Cependant pour observer d'éventuels effets transitoires au démarrage du test, l'échantillonnage durant les premiers milliers de cycles sera de 2 minutes.

Au vu de ces données, chaque essai de ce type devra donc durer environ 5 mois. Malheureusement nous n'avons pas pu atteindre le nombre de cycle de fatigue visé à cause, entre autre, de la fermeture du laboratoire durant une période de plus de deux mois en raison des inondations de juin 2016. Nous présenterons donc ici les derniers résultats obtenus après seulement 2 mois d'essais.

6.3.2.1 Mesures avant vieillissement :

Avant la mise en fatigue des dispositifs, le montage des bimorphes dans leur encastrement puis sur le banc d'essai étant deux étapes particulièrement délicates, il est très intéressant d'observer les premières mesures réalisées afin d'identifier d'éventuelles disparités ou anomalies initiales. Rappelons que le banc réalisé permet de suivre l'évolution des 4 indicateurs électro-mécaniques suivants :

- La raideur des structures (extraite de la mesure de la force de réaction sur le système de pincement en fonction du déplacement de la base)
- L'amplitude de la tension AC induite par les structures lors de l'excitation mécanique en régime harmonique.
- La force de blocage en mode actionneur (extraite de la mesure de réaction sur le système de pincement en fonction de la tension DC imposée aux structures)
- L'impédance des structures à fréquence fixe (module et phase qui nous permet notamment de conclure sur la capacité électrique propre des structures)

Les résultats des mesures de départ sont comme suit :

Pour ce qui est des valeurs initiales de la raideur des structures à circuit-fermé, leur tracé dans la limite de 68 mille cycles est donné dans la Figure 113. Nous pouvons constater que la valeur de la raideur est globalement constante d'une structure à l'autre (valeur moyenne de 150 N/m) au regard de l'incertitude existant sur la longueur libre imputable au mode de montage et de pincement employé. Cette valeur est en accord parfait avec la valeur théorique qui donne une valeur de 154 N/m (voir chapitre 4).

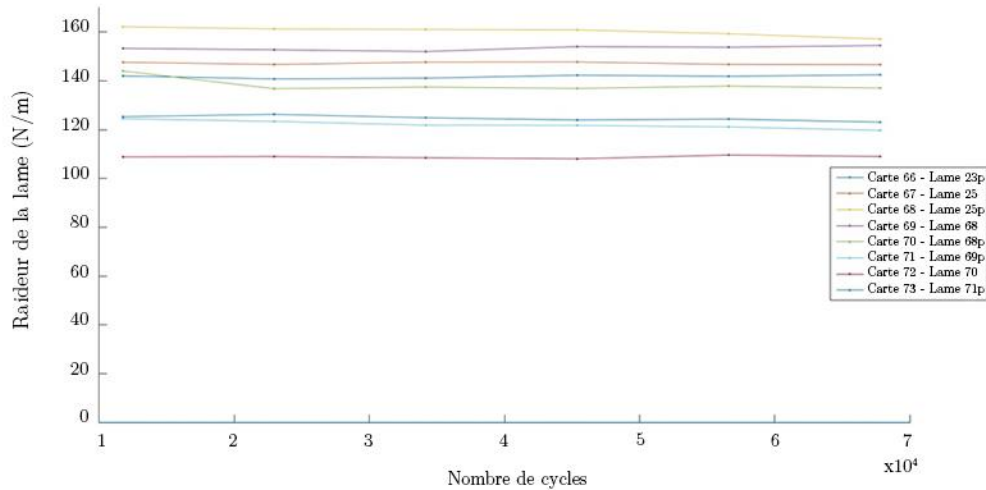


Figure 113. Raideur initiale des huit structures dans la limite de 68 mille cycles.

Ce premier indicateur nous permet donc de conclure que les structures sont donc intègres du moins pour ce qui est de l'aspect mécanique des choses.

Du point de vue tension induite, on observe une disparité non négligeable. Ainsi cinq lames fournissent une tension comprise entre 9 et 12 V_{ac}^{68} , une lame fournit 7 V_{ac} et deux autres fournissant 4 V_{ac} (Figure 114). Gardons à l'esprit que la théorie prédit une tension de l'ordre de 14 V_{ac} .

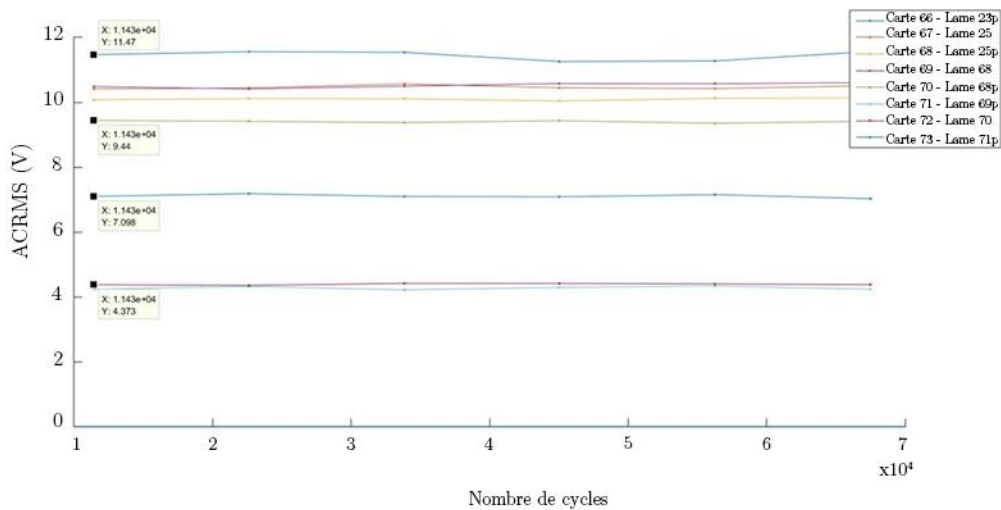


Figure 114. Tension efficace des huit structures dans la limite de 68 mille cycles.

Au vu des valeurs des raideurs qui sont conformes à la théorie, les écarts en tension ne peuvent pas être expliqués par une dispersion des paramètres mécaniques. Pour l'instant, nous ne pouvons qu'avancer des hypothèses. Ainsi, du fait de l'impédance de sortie relativement grande des structures

⁶⁸ V_{ac} pour valeur efficace vrais RMS

(approximativement $500 \text{ k}\Omega$ à 90 Hz , rappelons que nous fonctionnant à circuit ouvert), les capacités parasites ainsi que les différentes résistances de fuite peuvent avoir un impact très important.

Pour ce qui est de la force de blocage en fonction de la tension DC appliquée, il est clair que hormis la lame 70, aucune disparité majeure n'est observée. Une valeur moyenne autour de $150 \mu\text{N/V}$ est commune à toutes les structures. Comme c'est le cas avec la raideur, les mesures sont en accord avec la théorie qui prédit une valeur de $131 \mu\text{N/V}$.

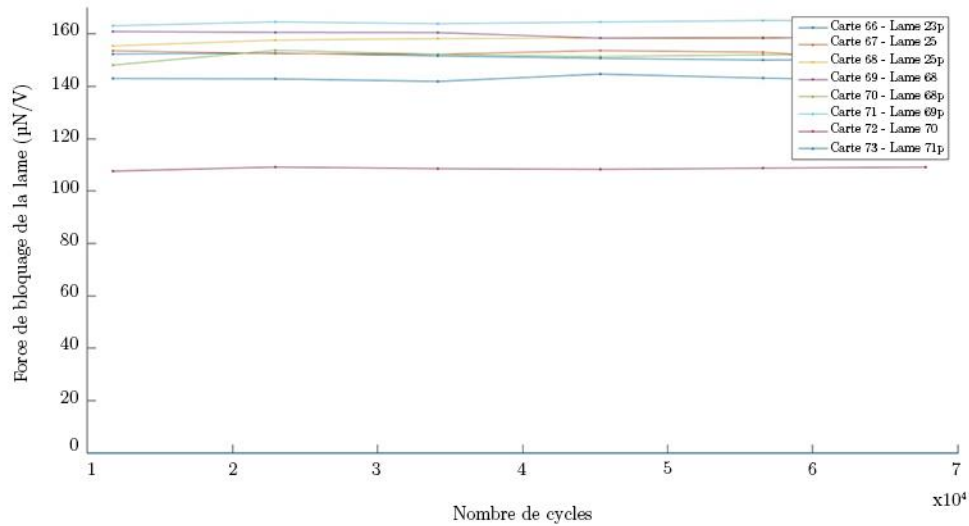


Figure 115. Force de blocage des huit structures avant vieillissement.

Concernant l'impédance, aucune disparité majeure n'est visible si ce n'est pour la lame 69p. La phase est proche de 90° traduisant un comportement purement capacitif comme attendu. Cette mesure de l'impédance montre que la capacité moyenne des structures est de $3,53 \text{ nF}$ alors que la théorie prédit une capacité de $3,58 \text{ nF}$.

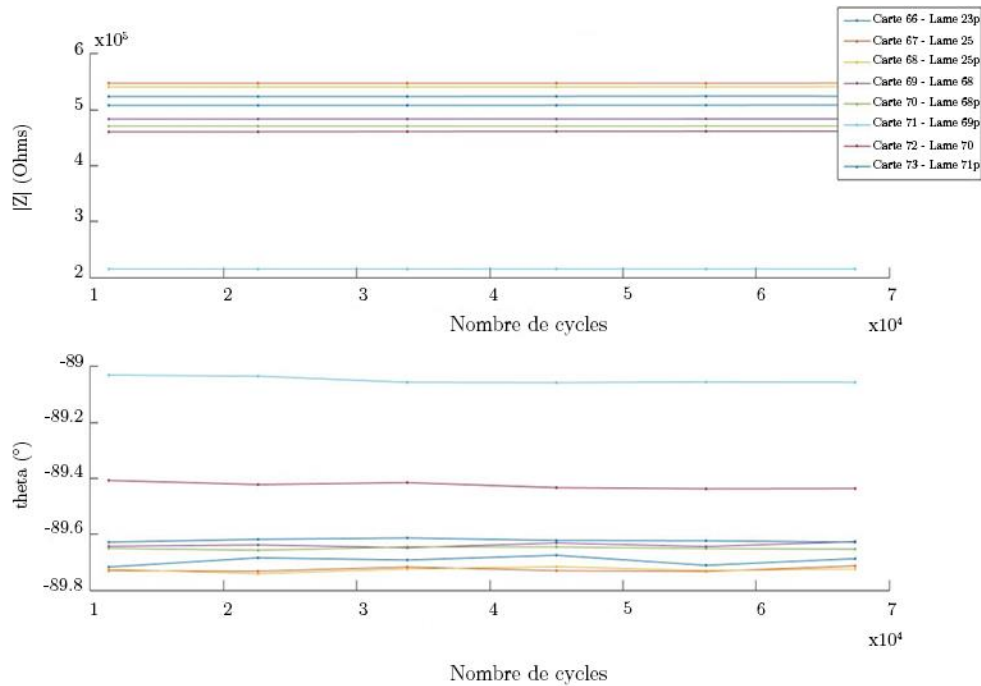


Figure 116. Evolution de l'impédance et de la phase des huit structures avant vieillissement.

Ce qui a été présenté précédemment montrent que la dispersion des résultats est plus faible dans le cadre de la mesure de la force de blocage que dans celui de la mesure de la tension AC en régime harmonique. En gardant à l'esprit que ces deux types d'indicateur permettent d'accéder au même paramètre (principalement le coefficient de couplage piézoélectrique d_{31}), la force de blocage à tension imposée sera toujours privilégiée et considérée comme plus fiable étant moins sensible aux composants parasites présents au sein de la chaîne de mesure.

6.3.2.2 Résultats après 360 millions de cycles :

A l'heure de la rédaction de ce mémoire, nous n'avons pu mener les tests jusqu'à 1 milliard de cycles comme prévu. Nous allons donc ici nous limiter à l'étude des différentes mesures dans la limite de 360 millions de cycles (soit plus de 50 jours de test en prenant en compte le temps nécessaire à l'extraction des différents indicateurs). Pour ce nombre de cycles avec une mesure des différents indicateurs toutes les 30 minutes, chaque tracé comporte plus de 2000 points de mesure. Ainsi nous pouvons dire que nous avons effectué un suivi assez rigoureux de l'évolution de chaque paramètre pour les huit structures sous test durant ce laps de temps.

D'un point de vue purement mécanique, nous avons pu observer, qu'en plus de l'absence de casse par examen visuel, la constance de la raideur des structures s'est maintenue comme montré ci-dessous dans la Figure 117. Ceci présage d'une bonne intégrité structurale des structures (pas de délaminations, de fissure des matériaux structuraux hors électrodes ...).

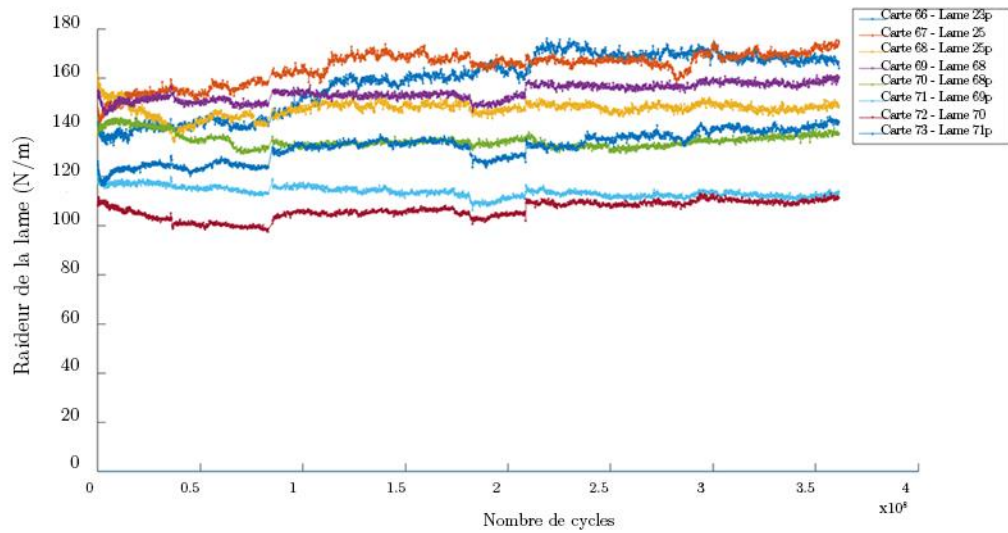


Figure 117. Evolution de la raideur des huit structures durant 360 millions de cycles.

Contrairement à la raideur, la tension induite par les structures présente à encore des écarts notables, comme nous pouvons le voir à la Figure 118. Après seulement quelques milliers de cycles, on remarque que la tension des lames 25p et 23p subit une chute significative en atteignant de manière asymptotique la valeur de $4 V_{ac}$ vers 350 millions de cycles, rejoignant ainsi la valeur de tension délivrée par les lames 69p et 70.

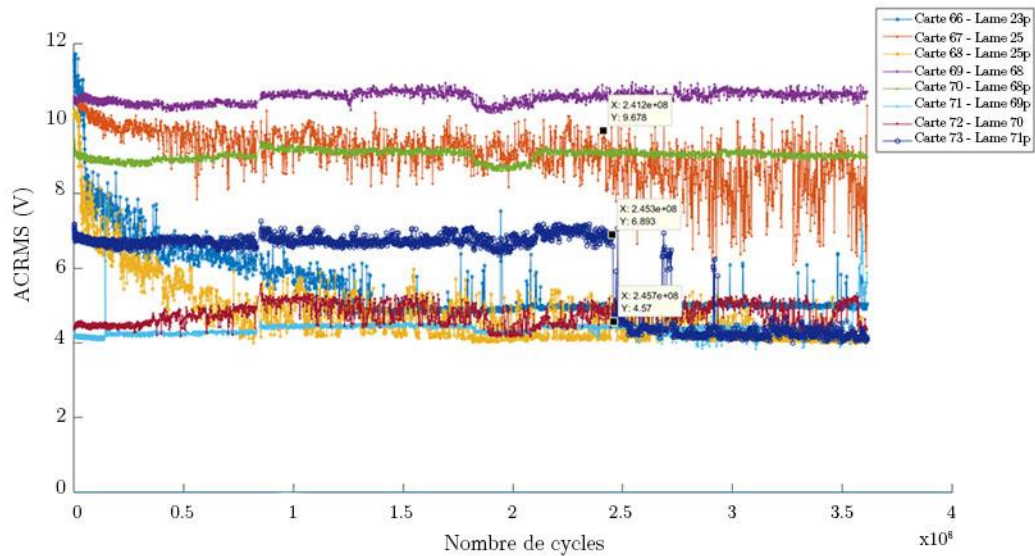


Figure 118. Evolution de la tension générée des huit structures durant 360 millions de cycles.

Un décrochage, ici très brutal, est aussi visible sur l'évolution de la tension fournie par la lame 71p qui chute également à 4 V pour 250 millions de cycles. Pour ces lames (25p, 23p et 71p), la valeur finale de tension est la même mais avec néanmoins des évolutions temporelles différentes. Pour l'instant ce fait ne peut pas être expliqué clairement mais on peut supposer que le même phénomène de fatigue est impliqué.

La tension induite par les lames 25, 68, 68p, 69p et 70 est restée stable pour les 360 millions de cycles. Il conviendrait ainsi de poursuivre la fatigue accélérée jusqu'à 1 milliard de cycle afin de vérifier si le même phénomène de chute qui a été observé pour les lames 25p, 23p et 71p ne se manifeste pas pour celles-ci. Dans ce cas, il serait ainsi possible d'identifier un mode de défaillance qui ne serait pas sporadique mais propre aux structures étudiées.

A la vue des tracés, un œil averti peut observer une discontinuité à 90 millions de cycles. Cette discontinuité correspond à une coupure de courant, indépendante de notre volonté, qui a duré plusieurs heures. Malgré cette coupure, les structures n'ont aucunement été endommagées puisque le pot vibrant s'est naturellement arrêté sans transitoire néfaste (*overshooting*).

En regardant le tracé de l'évolution de la force de blocage à tension imposée (Figure 119), on remarque une concordance temporelle du phénomène de décrochage déjà observé sur les tensions induites en régime harmonique. Ainsi, la force de blocage chute de 150 $\mu\text{N}/\text{V}$ à environ 50 $\mu\text{N}/\text{V}$ pour les lames 23p et 25p et reste stable. Le même phénomène est observé pour la lame 71p mais à 250 millions de cycles.

Notons que la chute de cet indicateur s'accompagne d'un bruit de mesure très important. Ceci est le reflet d'une extraction de cet indicateur avec un ajustement de courbe (régression linéaire sur la réponse de la force de blocage en fonction de la tension imposée) qui présente un coefficient de corrélation faible et donc d'une réponse présentant une faible linéarité.

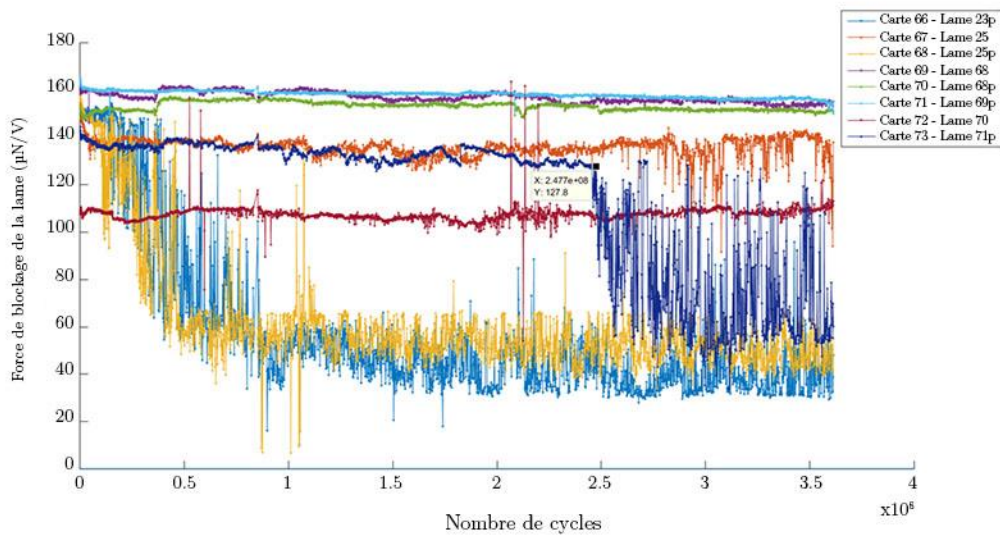


Figure 119. Evolution de la force de blocage des huit structures durant 360 millions de cycles.

Cette concordance entre la chute de la tension délivrée et la force de blocage à tension imposée met bien en évidence un mode de défaillance qui reste à identifier.

La raideur restant constante et, de plus, à une valeur cohérente avec celle donnée par la théorie, ce mode de défaillance ne semble pas d'origine structurelle (fissures, délamination des matériaux ...) mais électrique (perte de connexion, dépolarisation de la céramique PZT, fissuration ou délamination des électrodes ...).

L'examen de la variation de l'impédance des structures au cours du temps permet d'apporter certains éléments à notre réflexion. Ainsi, même si les tracés sont moins lisibles, on observe pour les structures 25p, 23p et 71p des sauts très nets dans le tracé de la valeur du module qui passe successivement de 500 k Ω à 1 M Ω (capacité équivalente de 1,77 nF) puis à 1,5 M Ω (capacité équivalente de 1,18 nF). Ceci suggère non pas une fatigue de la céramique (la variation ne serait pas aussi brutale) mais la présence de fissures au niveau des électrodes qui induisent des contacts intermittents et donc des variations brusques de la capacité des structures par modification de la surface active des électrodes. La phase (bien que bruitée) est quant à elle stable et montre un comportement capacitif constant dans le temps qui nous permet d'exclure la présence de courts-circuits francs.

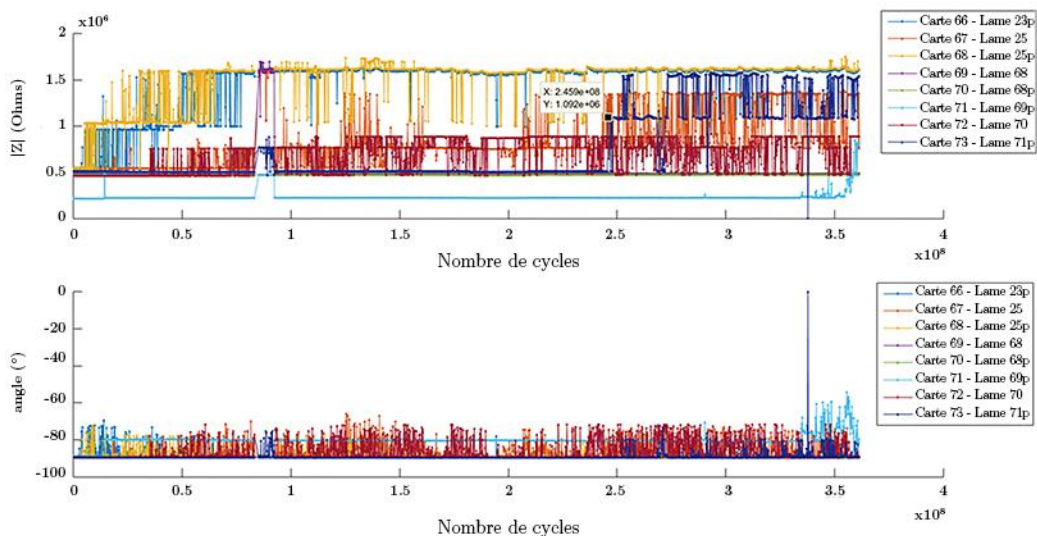


Figure 120. Evolution de l'impédance (à une fréquence de 90 Hz et donc hors résonance) des huit structures durant 360 millions de cycles.

Les valeurs de capacité électrique mesurées sont riches d'enseignement. Ainsi la capacité de 1,18 nF mesurée après dégradation correspond à celle de la partie encastrée (valeur théorique de 1,38 nF) où les connexions électriques sont réalisées. Ceci suggère, comme attendu, que les fissures au niveau des électrodes apparaissent à la base de la structure où les contraintes sont maximales. La valeur de capacité de 1,77 nF correspondrait à une étape intermédiaire où la dégradation ne toucherait que l'une des deux électrodes.

Afin de vérifier ce fait, il conviendrait de procéder à un examen poussé des structures pour lesquels ce mode de défaillance a été observé (observation optique, électrique, microscopie acoustique ...). Ceci n'a pas été fait car la fatigue accélérée est toujours en cours au moment où ce manuscrit est écrit avec l'espoir de les mener à bien jusqu'à l'objectif qui est de 1 milliard de cycles. En effet nous avons fait le choix de ne pas démonter les structures défectueuses afin de ne pas perturber les mesures. Notons que si les fissures sont bien présentes à l'encastrement, leur observation serait rendue difficile du fait de la présence de la colle.

Notons que dans l'état actuel des choses, nous ne pouvons pas conclure sur le fait de savoir si ce mode de défaillance est propre aux structures étudiées ou est du à leur mise en œuvre où la dextérité de l'opérateur est critique aussi bien durant l'étape de collage que lors du montage sur le banc. En effet, une fausse manipulation peut facilement créer des amorces de fissures qui se propageraient rapidement durant l'étape de fatigue accélérée. La mise au point d'une procédure de montage demandant moins d'intervention humaine serait une solution afin de s'affranchir de ces aléas.

D'un point de vue technologique, si le mode de défaillance est bien imputable aux électrodes qui se fissurent, un moyen de contourner ce défaut sans pour autant modifier les caractéristiques intrinsèques des structures serait, par exemple, d'augmenter l'épaisseur du film métallique ou d'utiliser un matériau plus ductile comme l'aluminium. Cette voie d'amélioration est à l'étude en ce moment au sein du consortium du projet ANR LAUREAT.

Chapitre



Conclusions & Perspectives

Cette thèse, cofinancée par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) dans le cadre d'un consortium entre partenaires académique et industriel, et la société LivaNova, s'est intéressée à la caractérisation de la fiabilité à long terme des micro-dispositifs de récupération d'énergie piézoélectriques pour les implants cardiaques sans sondes.

Plusieurs raisons et notamment médicale, ont incitées le développement d'une nouvelle génération de stimulateur cardiaque sans sondes et entièrement autonome, sous forme de capsule directement fixée à l'intérieur de la cavité cardiaque. Diverses pistes ont été étudiées afin de trouver la solution optimale permettant l'alimentation électrique de la capsule en question à partir de son environnement proche, tout en respectant les contraintes dimensionnelle assez restrictives. Bien que le flux sanguin à l'intérieur du cœur semblait être une source d'énergie intéressante, elle a vite été écartée en faveur de la force mécanique du battement cardiaque, qui peut être récupérée plus facilement via des transducteurs électrostatique ou piézoélectrique. Cette dernière solution a été retenue dans le cadre de ce projet en raison de la simplicité de mise en œuvre du dispositif de récupération d'énergie piézoélectrique proposé et qui doit répondre à un cahier des charges rigoureux en termes de longévité visée de vingt ans.

Ce manuscrit présente une solution originale développée dans le but de répondre à la problématique de caractérisation de la fiabilité des récupérateurs d'énergie piézoélectrique bimorphe dédiés aux stimulateurs cardiaques sans sondes, en l'occurrence, leur comportement à long terme et leur fatigue.

L'idée mise en œuvre consiste en un banc de test de fatigue accélérée et massivement parallèle qui permet d'investiguer sur la fatigue des micro-dispositifs de récupération d'énergie piézoélectriques (jusqu'à 36 dispositifs testés simultanément). L'intégrité mécanique des structures, mais aussi l'évolution du vieillissement des différents matériaux et assemblages peuvent être suivis par le biais d'une investigation mécanique directe, basée principalement sur deux mesures.

La première consiste dans la détermination de la raideur propre de la structure à champ nul (structures court-circuitées) par mesure de la force de réaction de l'extrémité maintenue fixe pour un mouvement de la base connu. La deuxième mesure quant à elle, a pour objectif de déterminer la force de blocage à l'extrémité de la structure pour une tension appliquée connue alors que la base est maintenue fixe. Ces mesures sont rendues possibles via un système de maintien jusqu'alors inédit, qui est utilisé également pour imposer aux structures les déformations équivalentes à celles qu'elles subiront lors de l'utilisation finale. Cette démarche nous permet en particulier d'étudier le comportement en grand débattement à la différence de la spectroscopie d'impédance couramment utilisée pour ce type de

système tel que rapporté dans la littérature. Cependant, la méthode présentée ici ne permet pas d'obtenir le module d'Young de chaque matériau composant la structure, mais seulement la valeur effective de la structure globale. De même, la spectroscopie d'impédance est toujours nécessaire si la connaissance de la permittivité électrique est requise.

Les résultats obtenus jusqu'à maintenant sur des structures non-endommagées montrent que les valeurs expérimentales et celles prévues sont proches démontrant la pertinence et l'efficacité de cette méthode de caractérisation.

Néanmoins, à ce stade des mesures et avec un nombre limité de structure sous test, nous ne pouvons pas encore porter une conclusion finale sur les paramètres électro-mécaniques qui sont affectés et/ou sont la cause directe ou l'indicateur de la fatigue des structures. Par contre, au vue de ces données de mesures disponibles nous avons pu émettre des hypothèses fondées et ciblées, qui peuvent être par la suite confirmées ou infirmées à travers des inspections électriques et optiques supplémentaires, mais encore, via un examen en microscopie acoustique qui nous permettra d'évaluer la qualité de collage et son adhérence aux inter-couches endroit propice aux défauts et ainsi détecter des initiations de décollement ou la présence de délaminations.

Il faudra par ailleurs, continuer les essais de fatigue accéléré jusqu'à atteindre un milliard de cycle, l'équivalent de vingt ans de fonctionnement et ainsi avoir tout le spectre évolutif des paramètres électriques et mécaniques. Augmenter le nombre d'échantillon testé afin d'avoir des données statistiques fiable et éviter tout problème d'interprétation est aussi conseillé.

Enfin, un autre point est susceptible d'être amélioré concerne la méthode d'encastrement des structures, qui semble de plus en plus nécessaire, sachant qu'avec le système d'encastrement actuel basé sur des étapes de collage manuelles, la reproductibilité n'est pas assurée, ce qui peut faire varier notablement les résultats. L'idée d'un encastrement mécanique reproductible sur toutes les structures, permettra probablement de réduire les écarts observés durant les mesures préliminaires.

Bibliographie

- [1] “Global Industry Insight: Cardiac Bio-Implant Devices Market Size, Share, Development, Growth and Demand Forecast to 2020.” .
- [2] M. Deterre, E. Lefeuvre, and E. Dufour-Gergam, “An active piezoelectric energy extraction method for pressure energy harvesting,” *Smart Mater. Struct.*, vol. 21, no. 8, p. 085004, Aug. 2012.
- [3] S. L. Kok, “Energy Harvesting Technologies: Thick-Film Piezoelectric Microgenerator,” in *Sustainable Energy Harvesting Technologies - Past, Present and Future*, 2011, pp. 191–215.
- [4] H. Diouane, “Etude et caractérisation d’un récupérateur d’énergie basse fréquence pour stimulateur cardiaque,” 2014.
- [5] S. Boisseau, G. Despesse, and B. A. Seddik, “Electrostatic Conversion for Vibration Energy Harvesting,” *Small-Scale Energy Harvest.*, pp. 1–39, 2012.
- [6] H. J. Visser, A. Reniers, and J. Theeuwes, “Ambient RF energy scavenging: GSM and WLAN power density measurements,” *Proc. 38th Eur. Microw. Conf. EuMC 2008*, no. October, pp. 721–724, 2008.
- [7] R. J. M. Vullers, H. J. Visser, B. Op, and V. Pop, “Rf harvesting using antenna structures on foil,” *Proc. PowerMEMS*, pp. 209–2012, 2008.
- [8] T. Urgan and L. M. Reindl, “Harvesting low ambient RF-sources for autonomous measurement systems,” *Conf. Rec. - IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, pp. 62–65, 2008.
- [9] Minhong Mi, M. H. Mickle, C. Capelli, and H. Swift, “RF energy harvesting with multiple antennas in the same space,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 47, no. 5, pp. 100–106, Oct. 2005.
- [10] H. Jabbar, Y. S. Song, and T. T. Jeong, “RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 247–253, 2010.
- [11] T. von Büren and G. Tröster, “Design and optimization of a linear vibration-driven electromagnetic micro-power generator,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 135, no. 2, pp. 765–775, 2007.
- [12] R. Torah, P. Glynn-Jones, and M. Tudor, “Self-powered autonomous wireless sensor node using vibration energy harvesting,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 19, no. 12, p. 125202, Dec. 2008.
- [13] C. R. Saha, T. O’Donnell, N. Wang, and P. McCloskey, “Electromagnetic

- generator for harvesting energy from human motion,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 147, no. 1, pp. 248–253, 2008.
- [14] S. Kulkarni, E. Koukharenko, R. Torah, and J. Tudor, “Design, fabrication and test of integrated micro-scale vibration-based electromagnetic generator,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 145, pp. 336–342, 2008.
- [15] R. L. Waters, B. Chisum, H. Jazo, and M. Fralick, “Development of an Electro-Magnetic Transducer for Energy Harvesting of Kinetic Energy and its Applicability to a MEMSscale Device,” *Nanopower*, vol. 1, 2008.
- [16] E. Bouendeu, A. Greiner, P. J. Smith, and J. G. Korvink, “AN EFFICIENT LOW COST ELECTROMAGNETIC VIBRATION HARVESTER.”
- [17] S. C. Chang, F. M. Yaul, A. Dominguez-Garcia, F. O ’sullivan, D. M. Otten, and J. H. Lang, “HARVESTING ENERGY FROM MOTH VIBRATIONS DURING FLIGHT.”
- [18] B. Yang, C. Lee, W. Xiang, and J. Xie, “Electromagnetic energy harvesting from vibrations of multiple frequencies,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 19, no. 3, p. 035001, Mar. 2009.
- [19] W. L. Lu, Y. M. Hwang, C. T. Pan, and S. C. Shen, “Analyses of electromagnetic vibration-based generators fabricated with LTCC multilayer and silver spring-inducer,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 51, no. 3, pp. 610–620, 2011.
- [20] N. G. Elvin and A. A. Elvin, “An experimentally validated electromagnetic energy harvester,” *J. Sound Vib.*, vol. 330, no. 10, pp. 2314–2324, 2011.
- [21] E. Sardini and M. Serpelloni, “An efficient electromagnetic power harvesting device for low-frequency applications,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 172, no. 2, pp. 475–482, 2011.
- [22] A. Rahimi, Ö. Zorlu, A. Muhtaroglu, and H. Kùlah, “A Compact Electromagnetic Vibration Harvesting System with High Performance Interface Electronics,” *Procedia Eng.*, vol. 25, pp. 215–218, 2011.
- [23] D. Zhu, S. Roberts, J. Tudor, and S. Beeby, “Clodes loop frequency tuning of vibration-based micro-generator,” *PowerMEMS*, pp. 229–232, 2008.
- [24] P. Wang, H. Liu, and X. Dai, “Design, simulation, fabrication and characterization of a micro electromagnetic vibration energy harvester with sandwiched structure and air channel,” *Microelectronics J.*, vol. 43, no. 2, pp. 154–159, 2012.
- [25] E. Arroyo, “electronique d ’ extraction synchrone Récupération d ’ énergie

à partir des vibrations ambiantes Dispositif électromagnétique et circuit électro- nique d ’ extraction synchrone.”

- [26] Dudka Andrii, “etude, optimisation et implémentation en silicium du circuit de conditionnement intelligent haute-tension pour le système de récupération électrostatique d’énergie vibratoire,” Université Pierre et Marie Curie, 2014.
- [27] S. Boisseau, “Récupération d’énergie vibratoire à électrets,” Université de Grenoble, 2011.
- [28] S. Meninger, J. O. Mur-miranda, R. Amirtharajah, A. P. Chandrakasan, and J. H. Lang, “Vibration-to-Electric Energy Conversion,” vol. 9, no. 1, pp. 64–76, 2001.
- [29] S. Risquez, M. Woytasik, J. Wei, F. Parrain, and E. Lefeuvre, “Design of a 3D multilayer out-of-plane overlap electrostatic energy harvesting MEMS for medical implant applications,” in *2015 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, 2015, pp. 1–5.
- [30] P. D. Mitcheson, T. C. Green, E. M. Yeatman, and A. S. Holmes, “Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators,” *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 13, no. 3, pp. 429–440, Jun. 2004.
- [31] P. D. Mitcheson, P. Miao, and B. H. Stark, “MEMS electrostatic micropower generator for low frequency operation,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 115, no. 2, pp. 523–529, 2004.
- [32] A. Toprak and O. Tigli, “Piezoelectric energy harvesting: State-of-the-art and challenges,” *Appl. Phys. Rev.*, vol. 031104, no. May, p. 15, 2014.
- [33] R. Company and I. T. Development, “Demonstration Experiment of the ‘ Power-Generating Floor ’ at Tokyo Station,” *Time*, pp. 1–3, 2008.
- [34] I. E. H. Systems, “Innowattech achieves a breakthrough in alternative energy by generating electricity from road traffic ina recent complete-system pilot project.” .
- [35] V. Parsonnet, G. H. Myers, and R. I. Zucker, “A cardiac pacemaker using biologic energy source,” *Am. Soc. Artif. Intern. Organs*, vol. 9, no. 1, pp. 174–177, 1963.
- [36] G. Lewin, G. H. Myers, V. Parsonnet, and K. V. Raman, “An improved biological power source for cardia pacemakers,” *Am. Soc. Artif. Intern. Organs*, vol. 14, no. 1, pp. 215–219, 1968.
- [37] E. Häsler, L. Stein, and G. Harbauer, “Implantable physiological power supply with PVDF film,” *Ferroelectrics*, vol. 60, no. 1, pp. 277–282, Oct.

1984.

- [38] P. Becker, E. Hymon, B. Folkmer, and Y. Manoli, “piezoelectric energy harvester with constant stress distribution and direct initial energy injection interface circuitry,” *Sens Actuators*, vol. 202, pp. 155–161, 20103.
- [39] P. Glynn-Jones, S. P. Beeby, and N. M. White, “Towards a piezoelectric vibration-powered microgenerator,” *IEE Proc. - Sci. Meas. Technol.*, vol. 148, no. 2, p. 68, 2001.
- [40] S. Mehraeen, S. Jagannathan, and K. A. Corzine, “Energy Harvesting From Vibration With Alternate Scavenging Circuitry and Tapered Cantilever Beam,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 3, pp. 820–830, Mar. 2010.
- [41] Y. Jeon, R. Sood, L. Steyn, and S. G. Kim, “Energy Harvesting MEMS Devices based on d33 Mode Piezoelectric Pb(Zr,Ti)O₃ Thin Film Cantilever,” *CIRP Semin. Micro Nano Technol.*, 2003.
- [42] H. Bin Fang, J. Q. Liu, Z. Y. Xu, and L. Dong, “Fabrication and performance of MEMS-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting,” *Microelectronics J.*, vol. 37, no. 11, pp. 1280–1284, 2006.
- [43] K. Morimoto, I. Kanno, K. Wasa, and H. Kotera, “High-efficiency piezoelectric energy harvesters of c-axis-oriented epitaxial PZT films transferred onto stainless steel cantilevers,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 163, no. 1, pp. 428–432, 2010.
- [44] R. Elfrink, T. M. Kamel, M. Goedbloed, S. Matova, and D. Hohlfeld, “Vibration energy harvesting with aluminum nitride-based piezoelectric devices,” *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 19, no. 9, p. 094005, Sep. 2009.
- [45] Z. L. Wang and J. Song, “Piezoelectric Nanogenerators Based on Zinc Oxide Nanowire Arrays,” *Science (80-.)*, vol. 312, pp. 242–246, 2006.
- [46] P. Cinquin, C. Gondran, F. Giroud, and S. Mazabrard, “A Glucose BioFuel Cell Implanted in Rats,” *PLoS One*, vol. 5, no. 5, p. e10476, May 2010.
- [47] K. MacVittie, J. Halánek, L. Halámková, M. Southcott, and W. D. Jemison, “From ‘cyborg’ lobsters to a pacemaker powered by implantable biofuel cells,” *Energy Environ. Sci.*, vol. 6, no. 1, pp. 81–86, 2013.
- [48] P. P. Mercier, A. C. Lysaght, S. Bandyopadhyay, A. P. Chandrakasan, and K. M. Stankovic, “Energy extraction from the biologic battery in the inner ear,” *Nat. Biotechnol.*, vol. 30, no. 12, pp. 1240–1243, Nov. 2012.

- [49] S. Ozeri and D. Shmilovitz, "Ultrasonic transcutaneous energy transfer for powering implanted devices," *Ultrasonics*, vol. 50, no. 6, pp. 556–566, 2010.
- [50] X. Wei and J. Liu, "Power sources and electrical recharging strategies for implantable medical devices," *Front. Energy Power Eng. China*, vol. 2, no. 1, pp. 1–13, Mar. 2008.
- [51] C. Ó. Mathúna, T. O'Donnell, R. V. Martinez-Catala, J. Rohan, and B. O'Flynn, "Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks," *Talanta*, vol. 75, no. 3, pp. 613–623, 2008.
- [52] Piezo Systems Inc, "Piezo Systems: History of Piezoelectricity." [Online]. Available: <http://www.piezo.com/tech4history.html>.
- [53] S. B Lang, "Ferroelectrics and related phenomena," *New York Gordon Beach Sci. Publ.*, 1974.
- [54] D. Cathignol, J. Sferruzza, a Birer, a Matias, and Y. Theille, "Experimental identification of a piezoelectric material for high impulse pressure wave applications," vol. 88, pp. 146–155, 2001.
- [55] P. Arnaud, "Apport des nouveaux matériaux piézoélectriques dans le domaine des micro-gyromètres vibrants," Université Paris-Sud, 2008.
- [56] CeramTec and THE CERAMIC EXPERTS, "Céramique oxydée – céramique piézoélectrique." [Online]. Available: <http://www.ceramtec.fr/materiaux-ceramiques/ceramiques-piezo/>.
- [57] A. E. L. Kacem and D. D. E. G. Chimique, "Mise en oeuvre des films polymères cellulaires piézoélectriques," Faculté des études supérieures de l'Université Laval, 2010.
- [58] Q. Zheng, H. Zhang, H. Mi, and Z. Cai, "High-performance flexible piezoelectric nanogenerators consisting of porous cellulose nanofibril (CNF)/poly(dimethylsiloxane) (PDMS) aerogel films," *Nano Energy*, vol. 26, pp. 504–512, 2016.
- [59] A. Kachroudi, S. Basrour, L. Rufer, and F. Jomni, "Piezoelectric cellular micro-structured PDMS material for micro-sensors and energy harvesting," *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 660, 2015.
- [60] A. Kachroudi, S. Basrour, L. Rufer, and F. Jomni, "Etude des propriétés piézoélectriques d'un matériau piézo-électret polymère pour micro-capteurs de vibrations mécaniques."
- [61] J. Shi, D. Zhu, and S. P. Beeby, "An investigation of PDMS structures for optimized ferroelectret performance," *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 557, 2014.
- [62] M. Domenjoud, "Caractérisation des propriétés électroacoustiques de

structures piézoélectriques soumises à une contrainte statique de type électrique ou mécanique,” UNIVERSITÉ FRANÇOIS - RABELAIS DE TOURS, 2012.

- [63] N. Rizet, “Controle Actif De Vibrations Utilisant Des Materiaux Piezo-Electriques,” p. 152, 1999.
- [64] Benabdallah Feres, “Evolution des propriétés diélectriques, ferroélectriques et électromécaniques dans le système pseudo-binaire $(1-x)\text{BaTi}_{0.8}\text{Zr}_{0.2}\text{O}_3-x\text{Ba}_{0.7}\text{Ca}_{0.3}\text{TiO}_3$ / Corrélations structures et propri'et'es,” Université Bordeaux 1, 2013.
- [65] M. W. Hooker, “Properties of PZT-Based Piezoelectric Ceramics Between -150 and 250 C,” *Lockheed Martin Eng. Sci. Co.*, no. September, p. 28, 1998.
- [66] Y. A. Genenko, J. Glaum, M. J. Hoffmann, and K. Albe, “Mechanisms of aging and fatigue in ferroelectrics,” *Mater. Sci. Eng. B*, vol. 192, pp. 52–82, Feb. 2015.
- [67] K. Carl and K. H. Hardtl, “Electrical after-effects in $\text{Pb}(\text{Ti}, \text{Zr})\text{O}_3$ ceramics,” *Ferroelectrics*, vol. 17, no. 1, pp. 473–486, Jan. 1977.
- [68] I. Tagantsev, A. K. Stolichnov, E. L. Colla, and N. Setter, “Polarization fatigue in ferroelectric films: Basic experimental findings, phenomenological scenarios, and microscopic features,” *J. Appl. Phys.*, vol. 90, no. 3, pp. 1387–1402, Aug. 2001.
- [69] D. C. Lupascu, S. Fedosov, C. Verdier, J. Rödel, and H. von Seggern, “Stretched exponential relaxation in perovskite ferroelectrics after cyclic loading,” *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no. 3, pp. 1386–1390, Feb. 2004.
- [70] W. L. Warren, D. Dimos, B. A. Tuttle, R. D. Nasby, and G. E. Pike, “Electronic domain pinning in $\text{Pb}(\text{Zr}, \text{Ti})\text{O}_3$ thin films and its role in fatigue,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 65, no. 8, pp. 1018–1020, Aug. 1994.
- [71] “ASTM Standard E 466, ‘Standard Practice for Conducting Constant Amplitude Axial Fatigue Tests of Metallic Materials,’ and ASTM Standard E 468, ‘Standard Practice for Presentation of Constant Amplitude Fatigue Test Results for Metallic Materials.’”
- [72] D. William and Jr. Callister, *Materials Science and Engeneering*. 2011.
- [73] P. J. Schorn, D. Bräuhaus, U. Böttger, R. Waser, G. Beitel, N. Nagel, and R. Bruchhaus, “Fatigue effect in ferroelectric $\text{PbZr}_{1-x}\text{Ti}_x\text{O}_3$ thin films,” *J. Appl. Phys.*, vol. 99, no. 11, p. 114104, Jun. 2006.
- [74] P. J. Schorn, P. Gerber, U. Boettger, and R. Waser, “New results on fatigue

- and imprint effect,” *Integr. Ferroelectr.*, vol. 73, no. 1, pp. 83–92, Sep. 2005.
- [75] P. Glynn-Jones, S. P. Beeby, and N. M. White, “A method to determine the ageing rate of thick-film PZT layers,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 12, pp. 663–670, 2001.
- [76] S. P. Beeby, A. Blackburn, and N. M. White, “An investigation into the effect of modified firing profiles on the piezoelectric properties of thick-film PZT layers on silicon,” *Meas. Sci. Technol.*, vol. 11, no. 1100, pp. 526–531, 2000.
- [77] “IRE Standards on Piezoelectric Crystals: Measurements of Piezoelectric Ceramics,” 1961.
- [78] Morgan electroceramics, “Piezoelectric Ceramics Data Book for Designers,” 1999.
- [79] J. F. Shepard, P. J. Moses, and S. Trolier-McKinstry, “The wafer flexure technique for the determination of the transverse piezoelectric coefficient (d31) of PZT thin films,” *Sensors Actuators A Phys.*, vol. 71, no. 1, pp. 133–138, 1998.
- [80] J. Joseph, F. Shepard, F. Chu, I. Kanno, and S. Trolier-McKinstry, “Characterization and aging response of the d31 piezoelectric coefficient of lead zirconate titanate thin films,” *Am. Inst. Phys.*
- [81] Y. Zhang, X. Cheng, and R. Qian, “Fatigue behavior of ferroelectric ceramics under mechanically–electrically coupled cyclic loads,” *Mater. Sci. Eng. A*, vol. 351, no. 1, pp. 81–85, 2003.
- [82] Z. Hadas, J. Zouhar, V. Singule, and C. Ondrusek, “Design of energy harvesting generator base on rapid prototyping parts,” *2008 13th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC 2008*, vol. 2, no. 1, pp. 1665–1669, 2008.
- [83] Y. W. Kwon and H. Bang, *The finite element method using MATLAB*. CRC Mechanical engineering series, 2000.
- [84] R. Dunsch and J. M. Breguet, “Unified mechanical approach to piezoelectric bender modeling,” *Sensors Actuators, A Phys.*, vol. 134, no. 2, pp. 436–446, 2007.

Titre : Conception et réalisation d'un banc pour l'étude de fiabilité des micros dispositifs piézoélectriques de récupération d'énergie dédiés aux implants cardiaques.

Mots clés : Récupération d'énergie, fiabilité, bimorphe piézoélectrique, céramique PZT, caractérisation électromécanique, vieillissement accéléré.

Résumé : Dans ce manuscrit, nous présentons la conception et la réalisation d'un banc dédié à l'étude de la fiabilité de structures piézoélectriques et plus précisément des micro-dispositifs de récupération d'énergie vibratoire destinés aux implants médicaux autonomes actifs (stimulateurs cardiaques de nouvelle génération). Les structures étudiées se présentent sous la forme d'un bimorphe piézoélectrique encastré-libre comportant une masse sismique à leur extrémité. Une bonne compréhension du vieillissement des matériaux et des modes de défaillance mécanique et électrique est essentielle pour ce type de système où la vie du patient au sein duquel est implanté le dispositif est directement mise en jeu.

Pour étudier la fiabilité et la durabilité de la partie active du récupérateur, nous proposons d'établir une nouvelle méthodologie de vieillissement accélérée via un banc d'essai dédié où l'environnement et les stimuli peuvent être contrôlés avec précision sur une large période de temps. Une caractérisation électromécanique des structures est périodiquement réalisée via l'extraction d'une série d'indicateurs (force de blocage, raideur, tension en régime harmonique) au sein même du banc tout au long du vieillissement. Il est donc ainsi possible d'identifier les différents modes de défaillance potentiels et d'étudier leurs impacts sur le bon fonctionnement du système.

Title: Design and realization of a bench for the study of the reliability of micro piezoelectric energy harvesting devices dedicated to cardiac implants.

Keywords: Energy harvesting, reliability, piezoelectric bimorph, PZT ceramic, electromechanical characterization, accelerated aging.

Abstract: In this manuscript we present the design and realization of a bench dedicated to the study of the reliability of piezoelectric structures and more precisely micro-devices for vibratory energy harvesting devoted to the new generation of active and autonomous medical implants. The studied structures are in the form of a clamped-free piezoelectric bimorph equipped with a seismic mass at their tip. A good understanding of the aging of the materials and of the mechanical and electrical failure modes is essential for this type of system where the life of the implanted patient could be at stake.

To study the reliability and the durability of the active part of the harvester, we propose to establish a new accelerated aging methodology via a dedicated test bench where the surrounding environment and stimuli can be controlled accurately over a large period of time. An electromechanical characterization of the structures is periodically carried out by the way of the extraction of a set of indicators (blocking force, stiffness, voltage in harmonic regime) within the bench throughout the aging process. Therefore it is possible to identify the different potential failure modes and to study their impact on the correct functioning of the system.



