



HAL
open science

Récupération d'énergie vibratoire à électrets

Sébastien Boisseau

► **To cite this version:**

Sébastien Boisseau. Récupération d'énergie vibratoire à électrets. Electronique. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT: . tel-00644697v2

HAL Id: tel-00644697

<https://theses.hal.science/tel-00644697v2>

Submitted on 27 Dec 2011

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Micro et Nano Electronique (MNE)**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Sébastien Boisseau

Thèse dirigée par **Alain Sylvestre** et
codirigée par **Ghislain Despesse**

préparée au sein du **CEA-LETI**
dans l'**École Doctorale d'Electronique, Electrotechnique,
Automatique & Traitement du Signal (EEATS)**

Récupération d'énergie vibratoire à électrets

Thèse soutenue publiquement le **20 octobre 2011**,
devant le jury composé de :

M. Skandar Basrour

Professeur, UJF, Grenoble, Président

M. Sylvain Ballandras

Directeur de Recherche, Femto-ST, Besançon, Rapporteur

M. Lionel Petit

Professeur, INSA Lyon, Villeurbanne, Rapporteur

M. François Costa

Professeur, IUFM Créteil, Paris, Membre

M. Lucien Dascalescu

Professeur, Université de Poitiers, Angoulême, Membre

M. Jean-François Rouchon

Professeur, ENSEEIHT, Toulouse, Membre

M. Alain Sylvestre

Maître de conférences, UJF, Grenoble, Directeur de thèse

M. Ghislain Despesse

Ingénieur de recherche, CEA-LETI, Grenoble, Encadrant CEA



REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse ont été réalisés au LETI/DCIS/SMOC/LCARE (Laboratoire Capteurs Actionneurs et Récupération d'Énergie) puis au LETI/DSIS/LE2TH (Laboratoire Electronique Energie Transport et Habitat). Je tiens donc tout d'abord à remercier Jean-Michel Léger, chef du laboratoire LCARE, Sébastien Dauvé, chef du laboratoire LE2TH, Roland Blanpain, chef du service SMOC, puis chef du département DSIS ainsi que Daniel Vellou, chef du département DCIS, pour m'avoir permis de travailler au sein de leurs laboratoires.

Je remercie Sylvain Ballandras et Lionel Petit pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse. Merci également aux autres membres du Jury qui ont accepté de juger ce travail : Skandar Basrour, François Costa, Lucien Dascalescu et Jean-François Rouchon. Je vous remercie des commentaires et des remarques que vous avez apportés lors de ma soutenance.

Je tiens également à remercier Ghislain Despesse pour m'avoir proposé ce sujet et pour avoir co-encadré ma thèse. Merci également à Alain Sylvestre pour avoir dirigé mes travaux de recherche. Merci pour tout le savoir que vous m'avez transmis. Merci pour vos conseils, pour les réponses que vous m'avez apportées et pour tout le travail de correction des articles et de ce mémoire. Merci de m'avoir transmis ce goût et cette passion pour la recherche scientifique.

J'exprime également ma profonde gratitude à tous ceux qui ont répondu présent lorsque j'en avais besoin. Je tiens à remercier Vincent Jousseau pour les plaques de diélectriques low- k , Abdelkader Kaouli pour les dépôts de parylène et Michel Heitzmann pour les premières plaques d'oxyde de silicium.

Merci à toutes les entreprises qui m'ont fourni des échantillons de matériaux sans lesquels je n'aurais pu réaliser mes tests de chargement. Merci également à la société Elefil pour la réalisation de la structure de récupération d'énergie macroscopique en acier.

Pour la réalisation de la structure MEMS, je tiens à remercier vivement la PTA (Plateforme Technologique Amont) et le CIME (Centre Universitaire de Microélectronique et de nanotechnologies). Merci notamment à Delphine Constantin, Stéphane Litaudon et Thibault Haccart pour tous vos conseils et pour la série d'oxydation et de désox au HF. Merci également aux formateurs Helge Haas, Marlène Terrier, Benoit Delaup, Jean-Baptiste Jager et Jean-Luc Thomassin pour m'avoir rendu autonome sur les équipements salle blanche. Je remercie aussi Claudine Bridoux pour la formation sur la machine de Parylène, Nadine David pour la formation aux dépôts de téflon, ... Vous tous m'avez permis de mieux appréhender la partie 'réalisation techno'.

Je tiens également à exprimer ma profonde reconnaissance à Chantal Tardif et au programme Technodoc pour tous les conseils et les formations « non scientifiques » qui nous permettent de mieux aborder la thèse mais également de réfléchir à l'après-thèse. Merci également à tous les thésards « Technodoc » pour avoir mis une bonne ambiance pendant ces formations.

Je tiens à mentionner le plaisir que j'ai eu à travailler au LCARE puis au LE2TH. Merci aux chefs de laboratoire et aux chefs de thématique ainsi qu'à tous les permanents pour cet excellent environnement de travail. Merci à mes collègues de bureau, Ghislain, Jean-Jacques, Sahar, Ahmed, Guillaume et Benoit pour votre sympathie.

Un petit coucou aux thésards, DRT, stagiaires, CDD qui ont séjournés (ou qui séjournent encore) au labo. Merci à vous Sahar, PH, Ricardo, Anthéa, Jonathan, Julie, Claire, Loïc, Guillaume, Ahmed, Fabien, François, Gonzalo, Pierre, Benoit et aux autres... pour les bons moments passés ...

Merci à mes amis Matthieu, Julie, Marie, Aurélien, PH, Ricardo, Sabar, Quentin, ..., pour la vie à côté de la thèse..., pour les randonnées, pour les via-ferrata, pour le roller, les soirées, et pour tout le reste...Merci pour votre soutien.

Merci à Mayanna pour m'avoir soutenu cette dernière année.

Je tiens finalement à remercier ma famille pour avoir toujours été là quand j'en avais besoin. Merci pour vos conseils et vos encouragements et pour m'avoir permis d'accomplir ce grand objectif.

RESUME

Issus de l'industrie de la microélectronique, les MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) envahissent progressivement le marché avec des applications dans de nombreux domaines tels que l'aérospatiale, la médecine, l'industrie ou encore le grand public. Une des vocations de ces microstructures est de permettre le déploiement de réseaux de capteurs autonomes, c'est-à-dire d'un ensemble de systèmes capables de collecter des informations de leur environnement, de les traiter, de les transmettre et d'interagir entre eux, et ceci, sans intervention humaine.

Comment rendre ces microsystèmes énergétiquement autonomes ? *Utiliser des piles...*

Malheureusement, le défaut majeur des piles est leur durée de vie, puisqu'il faudra à un moment ou à un autre les recharger ou les remplacer. En fait, avec la miniaturisation, les systèmes deviennent de moins en moins consommateurs d'énergie et ceci permet de concevoir de nouvelles sources d'énergie basées sur la récupération de l'énergie ambiante (soleil, gradients de température,...). Il est par exemple possible de récupérer l'énergie des vibrations ambiantes à l'aide de systèmes piézoélectriques, électromagnétiques ou encore électrostatiques. Dans ce travail de thèse, nous nous concentrons sur l'étude de structures électrostatiques utilisant les électrets (diélectriques chargés électriquement).

De l'étude des électrets à la réalisation et à l'optimisation de structures de récupération d'énergie, nous exposons dans ce mémoire, les résultats obtenus au cours de ce travail de thèse.

Mots-clés : Electrets, Piégeage de charges, Convertisseur électrostatique, Récupération d'énergie vibratoire, Transducteurs

ABSTRACT

Developed from the microelectronics industry, MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) gradually invade the market with applications in many fields such as aerospace, medicine, industry or the general public. One of the purposes of these microstructures is to allow the deployment of autonomous sensor networks, that is to say a set of structures that can collect information from their environment, process, transmit and interact between them, without any human intervention.

How to power these autonomous Microsystems? *Use batteries...*

Unfortunately, the major flaw of batteries is their lifetimes, since it will be necessary to replace or to refill them after some months or some years. Actually, thanks to miniaturization, microsystems consume less and less energy, giving them the opportunity to harvest energy from their surrounding environment (sunlight, temperature gradients...). It is also possible to harvest energy directly from ambient vibration using piezoelectric, electromagnetic or electrostatic devices. In this mid-thesis work, we focus on the study of electrostatic structures using electret (electrically charged dielectrics). From the study of electrets to the fabrication and the optimization of electrostatic energy harvesters, we expose in this report, the results we obtained during this thesis.

Keywords : Electrets, Charge trapping, electrostatic converter, Energy Harvesting from vibrations, Transducers

TABLE DES MATIERES

Remerciements	iii
Résumé.....	v
Abstract.....	v
Table des matières.....	vii
Préambule.....	1
Introduction : Contexte, Enjeux et Objectifs	3
1. Les MEMS et leurs enjeux économiques	3
2. La récupération d'énergie : contexte, choix et compromis.....	5
3. Positionnement du CEA Grenoble sur la récupération d'énergie.....	12
4. Objectifs – Plan d'étude – Planning.....	14
Chapitre I. Etat de l'art.....	17
Introduction.....	19
PARTIE 1. Bilan général des systèmes de récupération d'énergie	19
1. La récupération de l'énergie des radiations	19
2. La récupération de l'énergie thermique	22
3. La récupération de l'énergie chimique et biochimique.....	24
4. La récupération de l'énergie mécanique	25
PARTIE 2. Positionnement des systèmes de récupération d'énergie à électrets.....	36
1. Récapitulatif et comparatif	37
2. Récupération d'énergie à électrets : avantages et applications visées	38
PARTIE 3. Focus sur les systèmes de récupération d'énergie vibratoire à base d'électrets	38
1. Les structures.....	38
2. Les électrets	42
Conclusion	47
Chapitre II. Structures de récupération d'énergie à électrets – Théorie.....	49
Introduction.....	51
PARTIE 1. Modélisation des structures mécaniques résonantes – Modèle de William & Yates.....	51
1. Modèle de base : Masse-Ressort-Frottement.....	51
2. Comportement du système face à une vibration de la forme $y(t)=Y.\sin(2\pi ft)$	52
3. Application à une vibration réelle - Optimisation des paramètres	55
PARTIE 2. Récupération d'énergie a électrets – Modèle générique	57
1. Principe général.....	57
2. Mise en équation de la partie électrostatique.....	58
3. Modélisation du système dans le cas d'une charge résistive	60
4. Cas général – Schéma électrique équivalent – Modèle Spice	61
PARTIE 3. Structures de base : avantages et inconvénients	62
PARTIE 4. Structure hors-plan macroscopique– Modèle, comportement et impact sur le choix des électrets	64
1. Modèle de base de la structure et mise en équation	64
2. Cahier des charges et facteurs dimensionnant.....	65
3. Résultats des simulations et impact sur le choix de l'électret	65
PARTIE 5. Structure dans le plan– Modèle, comportement et impact sur le choix des électret.....	66
1. Structure de base.....	66
2. Cahier des charges et facteurs dimensionnant.....	67
3. Modèle – Simulations – Optimisations	67
Conclusion	73

Chapitre III. Matériaux	75
Introduction.....	77
PARTIE 1. Injection de charges – Techniques de caractérisation des électrets.....	77
1. L’injection de charges : un modèle à deux échelles	77
2. Mesure du potentiel de surface : la sonde Kelvin	78
3. Utilisation d’une capacité MIS : caractérisation spatiale	79
4. Thermally stimulated currents (TSC) : caractérisation énergétique.....	81
5. Thermally stimulated discharge (TSD) : caractérisation énergétique	83
6. Déclin du potentiel de surface : caractérisation des phénomènes	84
PARTIE 2. Fabrication et tests des électrets	87
1. Techniques de fabrication mises en œuvre	87
2. Matériaux testés.....	89
3. Résultats expérimentaux- Focus sur les électrets à base de SiO ₂	90
PARTIE 3. Electrets texturés à base de SiO ₂ – stabilité	96
Conclusion	102
Chapitre IV. Structures de récupération d’énergie vibratoire à électrets– Réalisations.....	103
Introduction.....	105
PARTIE 1. Poutre encastree-libre – Validation de la théorie	105
1. Modélisation de la structure	105
2. Modèle analytique.....	105
3. Optimisation de la puissance de sortie	108
4. Fabrication du prototype et résultats – Comparaison à la théorie	110
PARTIE 2. Structure macroscopique dans le plan – électroérosion.....	112
1. Dimensionnement de la structure mécanique	113
2. Réalisation des pièces	118
3. Caractérisation mécanique et électrostatique de la structure à vide	119
4. Récupération d’énergie avec la structure macroscopique in-plane.....	123
PARTIE 3. Intégration de la structure – Structure MEMS	125
1. Technologies permettant de fabriquer des structures épaisses avec de grands facteurs de forme – Choix de la méthode	126
2. Process technologique et premières structures mécaniques.....	128
Conclusion	135
Chapitre V. Electronique de gestion.....	137
Introduction.....	139
PARTIE 1. Electroniques de récupération d’énergie	139
1. La récupération d’énergie et son utilisation : process flow.....	139
2. Circuits électroniques permettant de charger le buffer – Comparatif	140
PARTIE 2. Etude du flyback et résultats expérimentaux	145
1. Fonctionnement général d’un flyback à deux transistors	145
2. Modes de fonctionnement du flyback : avantages et inconvénients.....	146
3. Allure des courbes courants-tensions de la structure flyback	148
4. Etude du 1 ^{er} étage : le pont de diode	149
5. Etude du 2 ^{ème} étage : dimensionnement du circuit magnétique	150
6. 2 ^{ème} étage : calcul approché des pertes dans le transformateur	154
7. Electronique de gestion : commande des transistors	157
8. Electronique de gestion basse consommation – Comparateur.....	162
9. Electronique de gestion : démarrage du système	166
10. Résultats expérimentaux	167
PARTIE 3. Perspective – Mesure de l’accélération – intérêts des structures multiphases.....	170
1. Structure déphasée et mesure de l’accélération relative de la masse mobile	170

2. Modèle inverse de la structure mécanique	173
Conclusion	175
Conclusion générale	177
Bilans techniques.....	177
Avancées par rapport à l'état de l'art.....	177
Perspectives.....	178
Bibliographie.....	179
Figures et Tableaux.....	185
Figures	185
Tableaux	189
Brevets, Conférences, Publications	191
Brevets	191
Conférences	191
Publications.....	191
Annexes	I
Annexe 1 : Optimization of an electret-based energy harvester	V
Annexe 2 : Article RE160, Techniques de l'ingénieur.....	XV
Annexe 3 : Intérêt des convertisseurs à découpage à inductances couplées	XXIX

PREAMBULE

« *Rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme* », Antoine Lavoisier, 1777

L'énergie d'un système est sa capacité à produire un travail mécanique, à générer un courant électrique, à émettre un rayonnement ou de la chaleur ... L'énergie est une grandeur universelle permettant de caractériser des phénomènes physiques différents ainsi que leurs interactions. *Rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme*. Bien qu'appliquée à la base à la conservation de la matière, cette maxime convient parfaitement à l'énergie : l'énergie ne se crée pas, ne se perd pas : elle se transforme. Ainsi, de l'énergie électrique pourra par exemple se transformer en énergie lumineuse, en énergie thermique ou en énergie mécanique, la transformation inverse étant également possible.

De nombreuses formes d'énergie sont présentes dans notre environnement : la lumière, le vent, les vibrations issues des installations de l'homme,... et peuvent, d'après le principe énoncé ci-dessus être transformées en électricité : c'est ce que l'on fait depuis longtemps avec les éoliennes ou les panneaux solaires par exemple.

Dans ce travail de thèse, nous allons travailler à de plus petites échelles. Notre but n'est pas d'alimenter en énergie une ville ou une maison, mais de rendre énergétiquement autonomes de petits systèmes capables de réaliser des actions basiques. Ainsi, en puisant l'énergie dans leur environnement direct, ces structures seront capables de capter une information (température, pression, accélération), de la traiter et de la transmettre sans fil. Cette thématique porte le nom de récupération d'énergie (*Energy Harvesting*) et commence à intéresser de plus en plus les laboratoires et les industriels tant les possibilités sont grandes ; on pensera notamment à toute la thématique des réseaux de capteurs autonomes.

Notre but dans cette thèse est de développer un système de récupération d'énergie vibratoire utilisant les électrets (diélectriques chargés électriquement). Ce document fait une synthèse du travail réalisé sur les systèmes de récupération d'énergie à électrets durant ces trois années de thèse. Nous introduisons dans un premier temps les enjeux et les objectifs de la récupération d'énergie ainsi que les objectifs et le plan d'étude que nous nous sommes fixés. Nous présentons au chapitre I un état de l'art général des systèmes de récupération d'énergie, puis, nous nous concentrerons sur les systèmes de récupération d'énergie vibratoire à électrets. Les résultats théoriques sur les structures à électrets sont exposés au chapitre II. Les chapitres III et IV sont consacrés aux résultats expérimentaux sur les électrets et sur les structures de récupération d'énergie associées. Le chapitre V est dédié aux techniques permettant d'exploiter l'énergie récupérée, ainsi qu'à une étude de faisabilité sur la mesure des vibrations ambiantes à l'aide de nos structures dans le but de développer un futur accéléromètre autoalimenté.

INTRODUCTION : CONTEXTE, ENJEUX ET OBJECTIFS

Nous présentons dans cette introduction les enjeux économiques des MEMS en général et de la récupération d'énergie en particulier. Nous exposons par ailleurs les nombreux choix et compromis qu'il est nécessaire de faire tant les puissances en jeu sont faibles dans la récupération d'énergie. Nous terminons ce chapitre introductif par nos objectifs pour ce travail de thèse.

1. Les MEMS et leurs enjeux économiques

A. Les MEMS : *There's Plenty of Room at the Bottom*¹

Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) sont des microsystèmes issus de l'industrie de la micro-électronique et composés d'éléments mécaniques et électroniques permettant par exemple de réaliser des fonctions de capteurs (pression, accélération, masse,...) ou d'actionneurs (moteurs,...). Ces structures sont obtenues par des processus émanant des techniques employées dans la microélectronique telles que la lithographie, la gravure, le dépôt... et sont caractérisées par la présence d'un élément « libéré » capable de se mouvoir sous l'action d'une force extérieure (accélération, pression, tension,...).

Les premiers MEMS datent des années 1960, mais ce n'est qu'avec leur utilisation dans les imprimantes (buses d'impression) ou dans les airbags (accéléromètres (figure 1)) dans les années 1980 que les MEMS furent introduits en masse sur le marché. A l'heure actuelle, les MEMS sont utilisés dans de nombreux domaines tels que les télécommunications, la médecine, l'automobile, l'aéronautique ou encore la biologie.

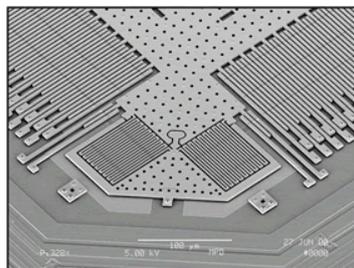


Figure 1. Accéléromètre (Université de Princeton) [PRI]

Les applications visées sont nombreuses dans chacun de ces domaines et nous citerons en exemple les capteurs de pression dans les pneus, les accéléromètres dans les consoles de jeux et les capteurs de pression sanguine...

B. Le marché des MEMS – Contexte économique

A l'heure actuelle, les MEMS représentent un marché de 8 milliards de dollars ; la majorité du chiffre d'affaire est réalisée grâce aux têtes d'impression, aux capteurs de pressions, aux accéléromètres, aux capteurs inertiels et aux gyroscopes (figure 2).

¹ Richard P. Feynman, 1959

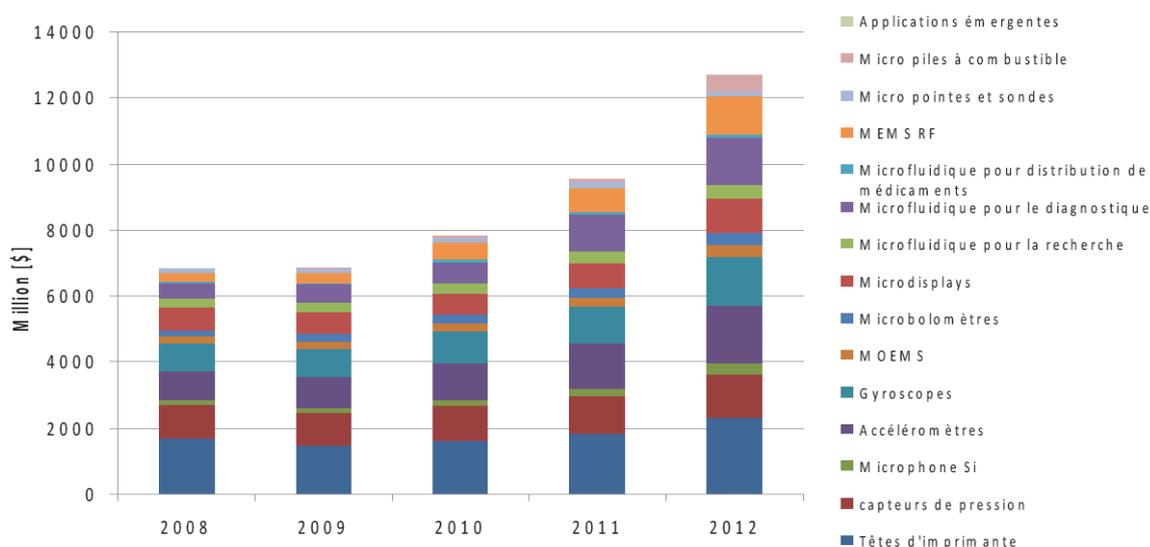


Figure 2. Evolution du marché des MEMS par applications de 2007 à 2012 (Yole Développement [YOL2008])

Cependant, cette répartition est en évolution, notamment avec l'apparition de nouveaux marchés liés à l'intégration des MEMS dans l'électronique grand public (Smartphones, consoles de jeux). Ainsi, une seconde étude de marché réalisée par ISuppli montre qu'en 2013, 30% du chiffre d'affaire des MEMS sera réalisé par ce secteur, alors qu'il n'en représentait que 19% en 2008 (figure 3).

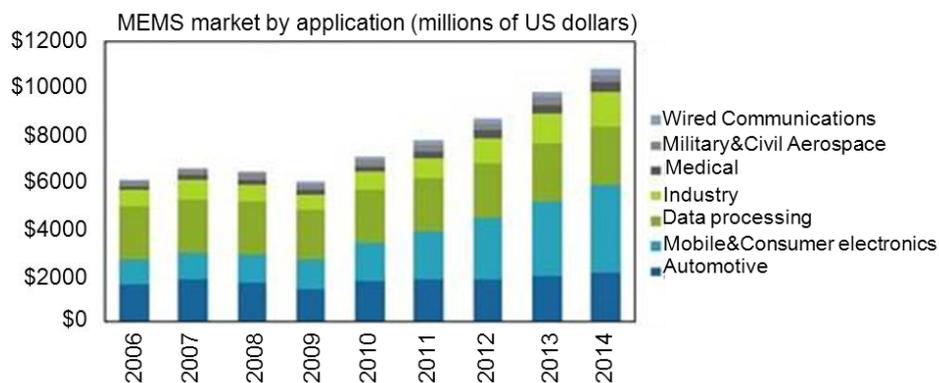


Figure 3. Marché des MEMS par secteur (ISuppli [ISU2009])

La crise économique de 2009 a touché de plein fouet l'industrie du semi-conducteur avec une chute du chiffre d'affaire de 23%. Sur cette même période, le marché des MEMS lié aux applications grand public, s'en est plutôt bien sorti, puisqu'il aura permis de générer 1,2 milliards de dollars, avec une tendance à la hausse. L'étude réalisée par ISuppli prévoit ainsi que d'ici 2013, ce marché représentera 2,5 milliards de dollars, poussé par le développement des Smartphones (microphones, accéléromètres, gyroscopes...) et des télécommunications (filtres BAW, Switch RF,...) (figure 4).

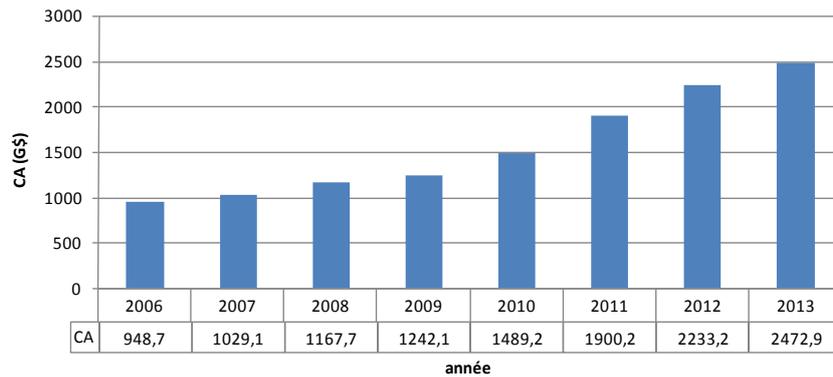


Figure 4. Chiffre d'affaires des MEMS lié aux nouvelles applications (ISuppli [ISU2009])

L'année 2012 sera également une date clé pour l'industrie du MEMS. Cette date correspond en effet à la mise en application de lois européennes sur la mesure obligatoire de pression des pneus en temps réel (TPMS), mesure qui sera vraisemblablement réalisée à l'aide de MEMS (en vigueur aux Etats-Unis depuis 2007).

A l'heure actuelle, les plus gros fabricants de MEMS sont Hewlett Packard et Texas Instruments. Les MEMS ont permis la création de nombreuses start-up et il est possible de dénombrer aujourd'hui 300 entreprises qui travaillent dans ce secteur. Cependant, seules 10% d'entre elles sont à l'origine de 90% du chiffre d'affaire mondial (figure 5).

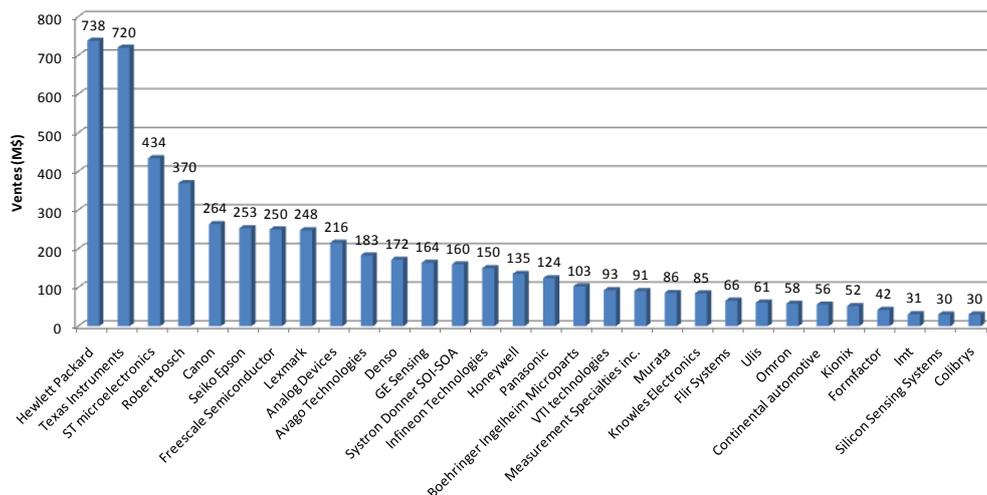


Figure 5. Fabricants de MEMS dans le monde classés selon le CA en 2008 (30 plus importants [YOL2008])

2. La récupération d'énergie : contexte, choix et compromis

A. Contexte et applications

Grâce aux microsystèmes et à la réduction des échelles des fonctions élémentaires, il est aujourd'hui possible d'imaginer un système complet, intelligent, capable de récupérer une information (accélération, pression, lumière, température...) de la traiter et de la transmettre, le tout sur une surface inférieure à 1cm². Imaginons à présent que l'on dispose d'une dizaine, d'une centaine voire d'un millier de ces briques élémentaires, il devient alors possible de concevoir des réseaux de capteurs intelligents capables d'effectuer des cartographies (pressions, températures,...) en remontant de proche en proche l'information à un système de gestion. Ces systèmes capables d'interagir entre eux sont communément désignés sous le

terme de *Smartdusts* ou *Poussières Intelligentes*. De plus, afin de limiter les coûts, le poids et de simplifier l'installation, la volonté générale est d'intégrer la technologie « sans-fil » à ce type de réseaux, faisant de ces derniers des réseaux de capteurs sans fil ou WSN (*Wireless Sensor Networks*). Selon la 'Technology Review' du MIT, ces réseaux de capteurs sans fil seront une des dix nouvelles technologies qui bouleverseront le monde et notre façon de vivre avec des applications dans le domaine de la santé (suivi des malades,...), des transports (contrôle de la pression des pneus,...), de l'environnement (prévention des incendies,...) et bien d'autres...

Pour qu'un système électronique puisse fonctionner (capter l'information, la traiter et la transmettre), il est nécessaire de l'alimenter en électricité. Dans le cas d'un réseau de capteurs sans-fil, chaque brique élémentaire doit disposer de sa propre source d'énergie. Une des possibilités est d'utiliser des piles ou des batteries. Cependant, en réduisant les échelles grâce aux MEMS, la consommation en énergie a également diminué et il devient possible d'alimenter le microsystème en se servant uniquement de l'énergie présente dans l'environnement. Il est par exemple possible d'utiliser de la lumière, des vibrations ou des différences de températures : il s'agit de récupération d'énergie (*Energy Harvesting*).

L'intérêt majeur de la récupération d'énergie est la réalisation de microsystèmes complètement autonomes ne nécessitant aucune intervention humaine pendant toute la durée de vie du système. Ceci permet de combler le défaut majeur des piles : la nécessité de les recharger voire de les changer.

Le marché visé par la récupération d'énergie découle de ce constat : il paraît difficile de changer ou de recharger des batteries lorsque les systèmes sont placés dans du béton (surveillance des bâtiments) ou dans des endroits difficiles d'accès (surveillance de l'environnement, des animaux, santé des personnes). De plus, dans le cas d'un WSN composé de 1000 briques élémentaires, il devient rapidement fastidieux de changer les batteries de chaque élément une à une tous les 5 ans. Dans chacun de ces cas, la récupération d'énergie permet de résoudre le problème de l'alimentation en énergie.

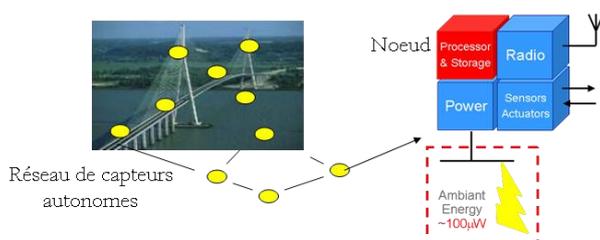


Figure 6. WSN et *smart dusts*

La première limite dans l'utilisation des systèmes de récupération d'énergie provient de la physique : la puissance récupérable dépend de la taille du système. Afin de rester dans des dimensions de l'ordre de 1cm^3 , nous retiendrons que la puissance de sortie du système de récupération d'énergie sera de l'ordre de $10\text{-}100\mu\text{W}$.

Les microstructures de récupération d'énergie n'ont donc pas vocation à alimenter en continu un ordinateur portable ou un GSM, par contre, elles conviennent parfaitement pour donner l'énergie nécessaire au fonctionnement de capteurs simples (mesures de pressions, d'accélération, de températures...).

Pour ce type d'applications, la récupération d'énergie devient une solution viable capable de fonctionner pendant plusieurs dizaines d'années. La figure 7 compare la durée de vie de

différentes sources d'énergie (piles et récupération d'énergie en exploitant le soleil et les vibrations) et prouve par exemple qu'après 5 ans, pour une application nécessitant $100\mu\text{W}$, la récupération d'énergie peut encore alimenter le système alors que les piles sont vides et ne le permettent plus.

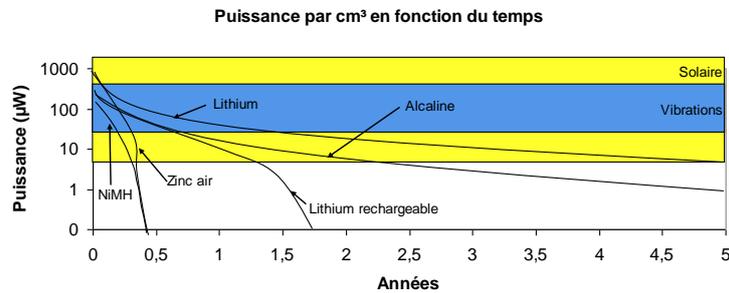


Figure 7. Puissances de sortie de différentes sources en fonction du temps [ROU2003].

Il est difficile de prévoir les chiffres d'affaire que générera la récupération d'énergie dans les années à venir puisque cette thématique n'en est qu'à ses débuts. Néanmoins, de nombreux domaines peuvent être demandeurs de ce type de systèmes :



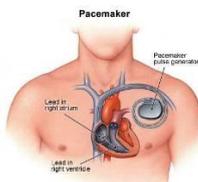
- le transport
 - suivre la pression des pneus
 - anticiper la défaillance de pièces mécaniques par la surveillance de la température ou des vibrations (maintenance prédictive)



- l'industrie
 - maintenance prédictive de machines



- l'habitat
 - interrupteurs sans fil
 - capteurs de contraintes, de fissures, de présences...sans fil



- le médical
 - pacemakers autonomes
 - implants auditifs autonomes
 - capteurs de pression sanguine autonomes



- l'environnement
 - suivi de différents paramètres pour aider l'agriculture
 - anticiper un tsunami (bouées marines)



- la défense et le spatial
 - o suivi des appareils (hélicoptères, avions,...)
 - o surveillance des frontières



- le grand public
 - o diminuer la fréquence des rechargements (lecteur MP3, télécommandes,...)

La récupération d'énergie peut donc s'avérer utile dans le développement des réseaux de capteurs autonomes et de toutes les applications citées ci-dessus. Elle bénéficie de plus d'une image positive liée à son adéquation avec le développement durable. Elle n'en est à l'heure actuelle qu'à ses prémices (figure 8), mais devrait progresser dans un futur proche vu le nombre d'applications possibles.

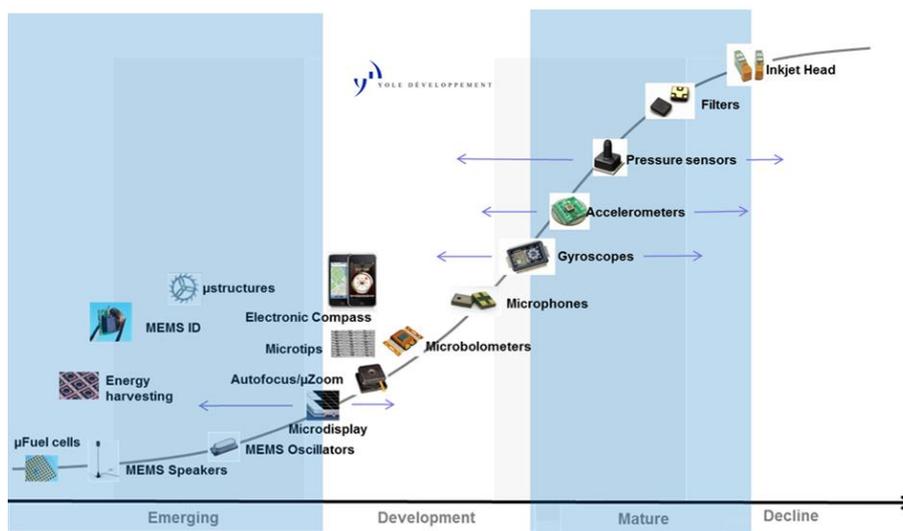


Figure 8. Maturité des technologie MEMS

B. La récupération d'énergie ambiante : une affaire de choix et de compromis

Nous avons vu que les puissances récupérées par les systèmes de récupération d'énergie se situent autour de 10-100μW. Nous allons voir que ces ordres de grandeur impliquent de faire certains choix et compromis.

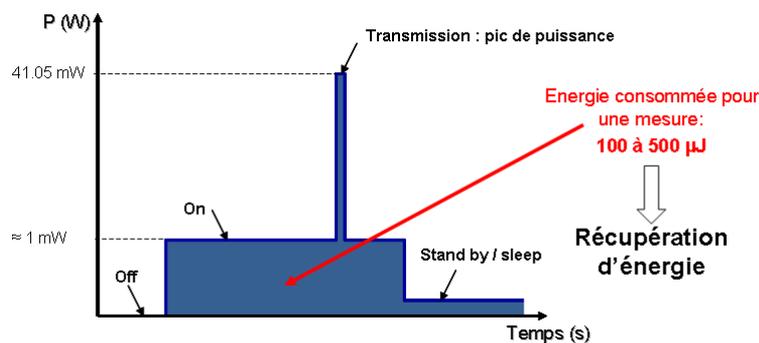
a) Consommation d'un nœud

L'objectif d'un nœud d'un réseau de capteurs est de faire une mesure, de la traiter et de la transmettre. Ainsi, le nœud a besoin d'énergie au niveau du capteur, du processeur et du module RF pour pouvoir fonctionner (figure 9).



Figure 9. Eléments de base d'un nœud consommateur d'énergie

En regardant la consommation de ces différents éléments, il apparaît que, pour un fonctionnement en continu, il est nécessaire de disposer d'une source d'énergie capable de fournir de l'ordre de 1mW, avec un pic de consommation à 41mW lors de la transmission de l'information. En comparant ces résultats avec l'ordre de grandeur de 10-100 μ W de l'énergie récupérée par les systèmes de récupération d'énergie, il est évident qu'il est impossible de faire fonctionner le nœud en permanence. Par contre, en s'intéressant de plus près à l'énergie consommée pour faire une seule mesure, il ressort que le nœud ne consomme que 500 μ J. Il devient alors possible d'utiliser la récupération d'énergie pour alimenter ce nœud à condition de limiter la fréquence des mesures (*duty cycle*).



b) Puissance, énergie et fréquence de mesure...

En fait, dans la récupération d'énergie, il est nécessaire de faire la distinction entre la puissance (P) en watts et l'énergie consommée (W) en joules, le lien entre les deux étant simplement la fréquence de la mesure (f), puisque $P=W \times f$, d'un point de vue macroscopique. La figure 11 présente le lien entre ces trois grandeurs sous une forme plus visuelle. L'énergie est placée en abscisse et la fréquence de la mesure en ordonnée. En utilisant une échelle log-log, les iso-puissances moyennes sont alors simplement représentées par une droite de pente -1.

Dans la figure 11, nous avons placé la ligne '100 μ W' qui est notre référence. Il apparaît ainsi très clairement que consommer 100 μ J toutes les secondes revient à consommer la même puissance moyenne que 1mJ toutes les 10 secondes et confirme que l'utilisation de la récupération d'énergie dans les réseaux de capteurs autonomes est en fait un problème de fréquence de mesure (*duty cycle*) qu'il suffira d'adapter à la puissance qu'il est possible d'extraire du milieu ambiant.

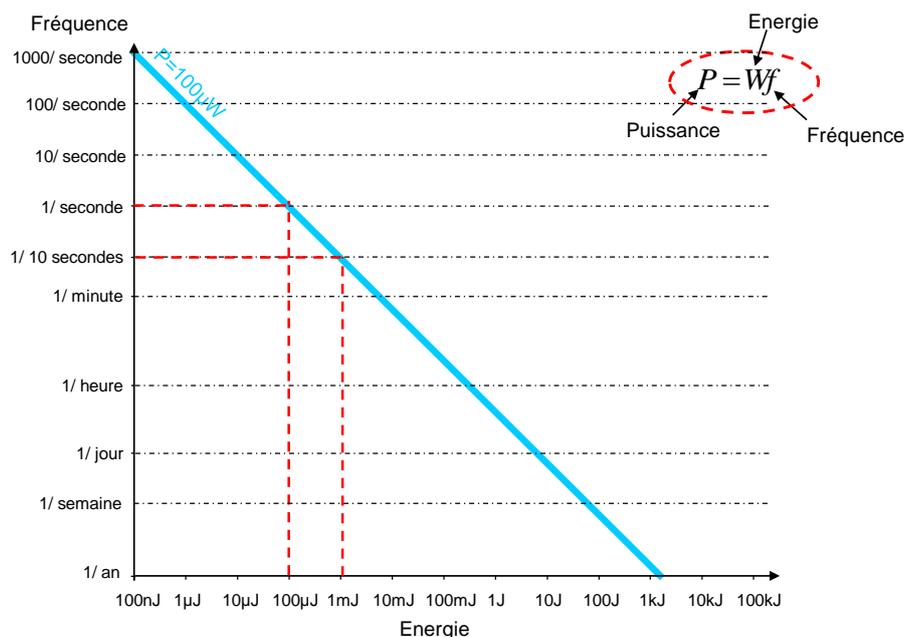


Figure 11. Diagramme Puissance-Energie-Fréquence (PWF)

Afin de valider l'intérêt de la récupération d'énergie dans les réseaux de capteurs autonomes, la fréquence de mesure doit être compatible avec les besoins des industriels (seconde, minute, heure, voire jour) : *que peut-on faire avec 100µW ?*

c) Energie et applications

100µW ne permettent pas d'alimenter en permanence un émetteur Bluetooth, un lecteur MP3, un GSM et encore moins un ordinateur portable, et ce n'est pas le but de la récupération d'énergie qui vise la récupération naturellement présente et non spécialement produite pour l'application (ex : manivelle). Par contre, en reprenant cette logique de considérer l'énergie nécessaire pour réaliser une action plutôt que de s'intéresser à la puissance consommée (figure 12), nous pouvons noter que :

- transmettre 100bits de données à 10m consomme 5µJ
- faire une mesure de température, hygrométrie, champs magnétique... consomme également 5µJ
- faire une mesure d'accélération consomme 50µJ
- faire une mesure complète (mesure + traitement + envoi de l'information) consomme 500µJ
- envoyer un SMS consomme 1J

Ainsi, avec 100µW d'énergie récupérée en permanence, il est possible de faire une mesure, de traiter cette information et de la transmettre toutes les 3 secondes. Avec seulement 10µW, cette fréquence de mesure passe à 30 secondes, ce qui peut être suffisant pour de nombreuses applications.

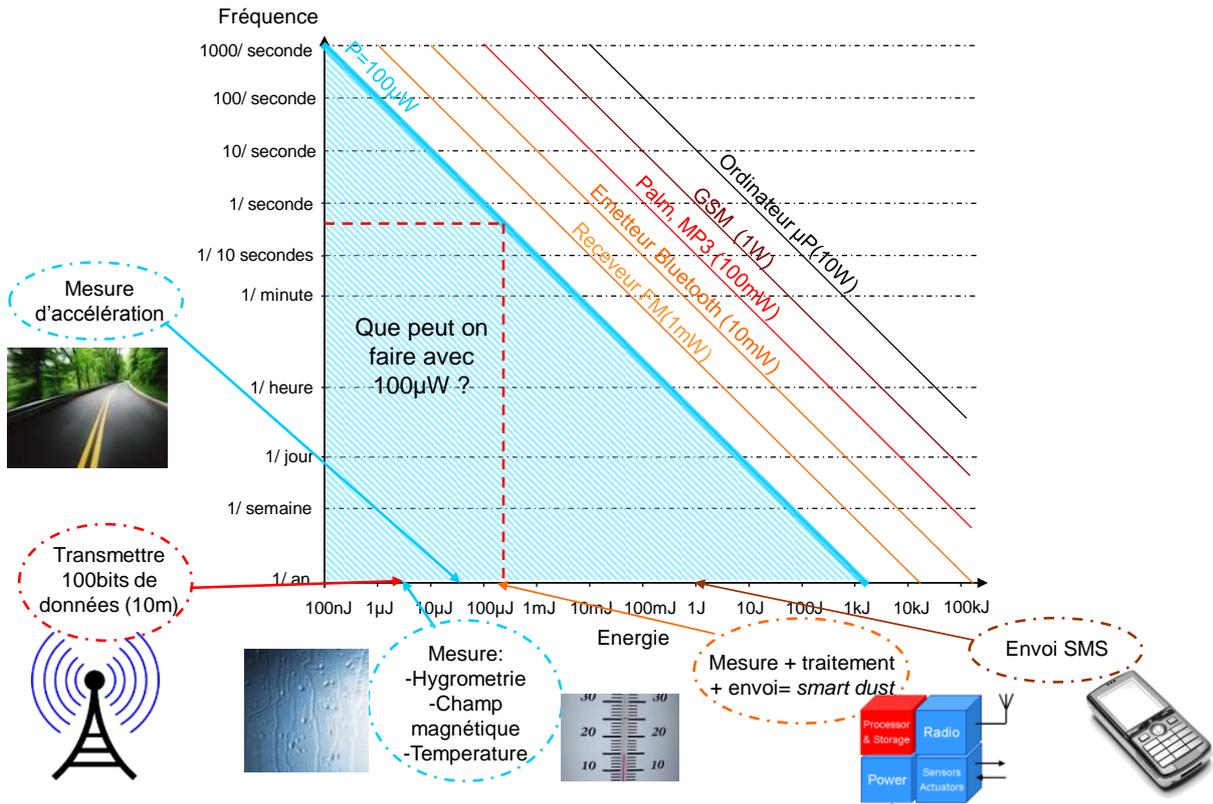


Figure 12. Consommation d'applications courantes

Globalement, il apparaît que les ordres de grandeurs des fréquences de mesure en utilisant un système de récupération d'énergie sont compatibles avec les besoins des industriels et justifie l'intérêt de la récupération d'énergie dans les réseaux de capteurs autonomes.

d) Concept général de la récupération d'énergie

De façon générale, l'utilisation de la récupération d'énergie implique un stockage ; son concept général peut être résumé par la figure 13. L'énergie ambiante varie au cours du temps (cycle des jours, vibrations, variations de température...), et est stockée en permanence dans un buffer énergétique (t_1). Dès que le buffer énergétique a emmagasiné suffisamment d'énergie, il transfère cette énergie au microcontrôleur qui effectuera la mesure (t_2), traitera l'information et la transmettra via l'émetteur (t_3) avant de retourner dans un état de veille (t_4) en attendant qu'il y ait à nouveau suffisamment d'énergie dans le buffer pour redémarrer un nouveau cycle.

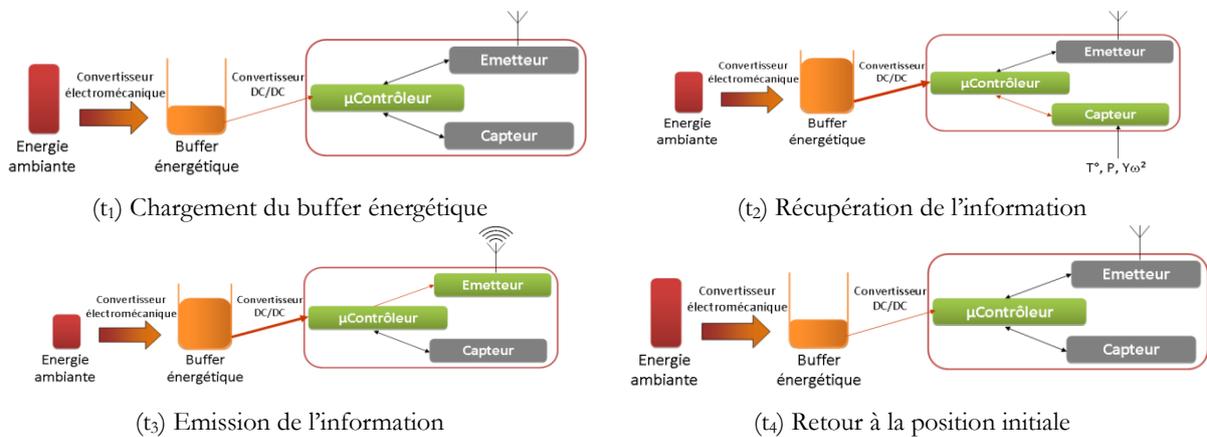


Figure 13. Cycle de fonctionnement

Dans ce travail de thèse, nous nous intéresserons uniquement à la partie récupération d'énergie vibratoire pour les futurs réseaux de capteurs autonomes. Nous présentons dans un premier temps le laboratoire d'accueil et ses activités dans cette thématique.

3. Positionnement du CEA Grenoble sur la récupération d'énergie

Cette thèse a été réalisée au CEA Grenoble dans le Laboratoire d'Électronique et de Technologie de l'Information (LETI). Le CEA Grenoble a de nombreux projets dans la récupération d'énergie ; ce sujet de thèse s'inscrit dans la continuité des activités du laboratoire.

A. Le CEA Grenoble et la Récupération d'Énergie

Le CEA (Commissariat à l'Énergie Atomique) devenu Commissariat à l'Énergie Atomique et aux Énergies Alternatives en 2010 est fortement impliqué dans des projets de récupération d'énergie, principalement photovoltaïques et thermoélectriques. Ces thématiques sont essentiellement étudiées au CEA/LITEN (Laboratoire d'Innovation pour les Technologies des Énergies Nouvelles et les Nanomatériaux). Néanmoins, d'autres techniques de récupération d'énergie ambiante plus proche des MEMS sont également développées au CEA/LETI et notamment la récupération d'énergie mécanique.

B. Le LETI/DSIS/LE2TH et la récupération d'énergie mécanique.

Fort de ses 10 brevets et de ses 30 publications sur cette thématique, le LETI/DSIS/LE2TH est un acteur incontesté de la récupération d'énergie mécanique au CEA Grenoble. De nombreuses études y ont été menées et ont conduit à la réalisation de plusieurs prototypes dont les principaux résultats sont présentés ci-après.

a) Système de récupération d'énergie vibratoire électrostatique, Ghislain Despesse, 2005

Cette structure de récupération d'énergie vibratoire par conversion électrostatique (figure 14) permet de récupérer 1mW avec des vibrations ambiantes ($50\mu\text{m}_{pp}^{(2)}$ @50Hz).

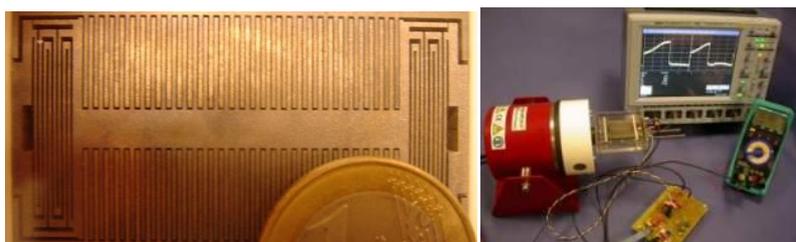


Figure 14. Structure macroscopique de récupération d'énergie vibratoire

Une électronique de gestion dédiée a également été développée de façon à générer une tension de sortie de 3V, directement exploitable par un circuit électronique.

b) La récupération de l'énergie des gouttes de pluie, Romain Guigon, 2006

Le but de ce système de récupération d'énergie (figure 15) est d'utiliser la pluie pour générer de l'électricité à l'aide d'une membrane piézoélectrique. L'énergie récupérée est

² pp signifie pic-à-pic

estimée à 2nJ/goutte de pluie dans des conditions normales et $2\mu\text{J/par goutte}$ de pluie en cas d'averse.

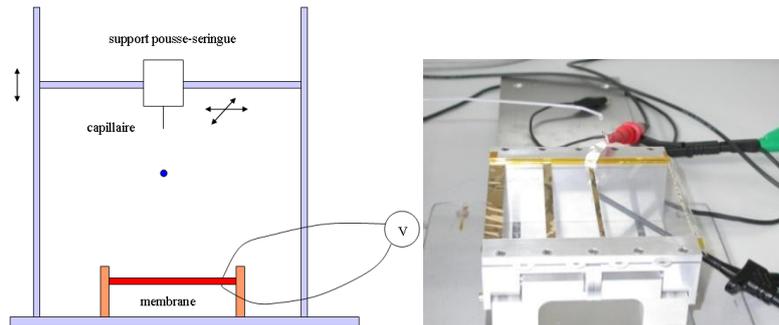


Figure 15. Récupération de l'énergie des gouttes de pluie

c) L'interrupteur autoalimenté, Jérôme Doutaz, 2007

Cet interrupteur autoalimenté fonctionne à l'aide d'une poutre piézoélectrique (figure 16). Un appui sur le bouton provoque une déformation de la poutre piézoélectrique et la génération d'une tension. Cette dernière permet par exemple de commander une lampe à distance.



Figure 16. Interrupteur autoalimenté

d) La récupération de l'énergie des déformations par des polymères électroactifs, Claire Jean-Mistral, 2008

Le but de cette structure de récupération d'énergie (figure 17) est d'utiliser les déformations d'une membrane en polymère électro-actif afin de générer de l'électricité. Placée au niveau du genou, cette structure a montré qu'il était possible de récupérer de l'ordre de $100\mu\text{J}$ par cycle lors de la marche.

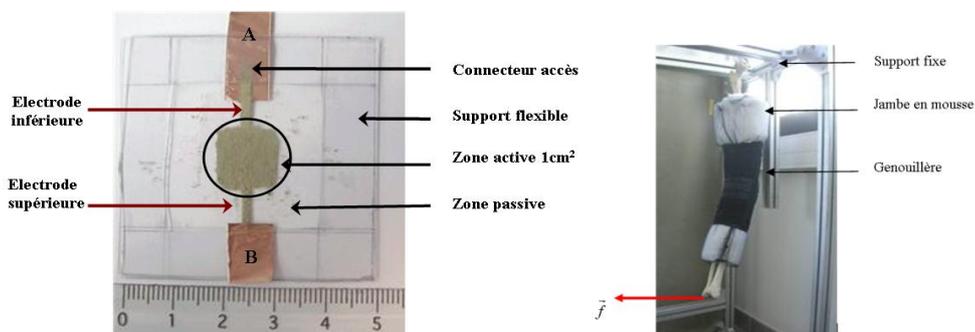


Figure 17. Récupération d'énergie par polymères électroactifs

C. Projets actuels de récupération d'énergie vibratoire au CEA Grenoble

De plus, à l'heure actuelle, trois projets de récupération d'énergie mécanique vibratoire sont en cours d'étude au CEA/LETI :

a) Le projet VPE (CEA+Gravit)

Le projet VPE/Gravit vise à concevoir un système de récupération d'énergie vibratoire électrostatique MEMS réalisé en Silicium. L'objectif est de développer une structure capacitive capable de récupérer $10\mu\text{W}$ avec des vibrations ambiantes sur une surface de 1cm^2 (figure 18).

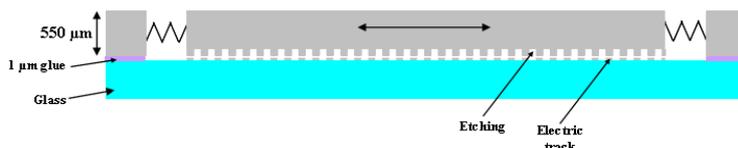


Figure 18. Projet VPE

b) Le projet HBS (CEA+Sorin)

Le but de ce projet est le développement d'une structure de récupération d'énergie utilisant les mouvements du cœur et permettant de fabriquer des pacemakers autonomes (figure 19). La structure visée est capacitive à électrets, mesure $18\text{mm} \times 9\text{mm} \times 3\text{mm}$, a une fréquence de résonance de 20Hz et récupère $40\mu\text{W}$ après l'électronique de conversion.

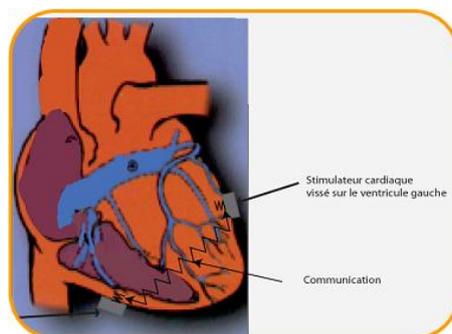


Figure 19. Projet HBS

c) Le projet Samee (CEA+Schneider)

Le but du projet Samee est de développer une structure de récupération d'énergie utilisant les vibrations créées par de forts courants électriques circulant dans des fils afin de générer de l'électricité. Cette énergie sera utilisée pour alimenter un réseau de capteurs.

Ce travail de thèse est donc incontestablement en accord avec les thématiques développées au CEA/LETI. Les résultats que nous obtiendrons au cours de cette thèse pourront de plus, être intégrés aux projets cités précédemment et à la réalisation de leurs démonstrateurs.

4. Objectifs – Plan d'étude – Planning

L'objectif final de cette thèse est la réalisation d'un système de récupération d'énergie à électrets (diélectriques chargés électriquement) capable de récupérer l'énergie des vibrations ambiantes.

Notre travail s'est concentré autour de 4 grandes thématiques et a mené à la réalisation de plusieurs prototypes :

A. Thématique modélisation et optimisation des structures de récupération d'énergie

Le premier grand thème de notre étude porte sur la modélisation des systèmes de récupération d'énergie à électrets. En fait, bien que les systèmes que nous vous présenterons par la suite soient connus depuis une trentaine d'années, aucune modélisation précise n'a été publiée jusqu'à présent. Notre objectif sera donc de déterminer les équations en jeu, de les résoudre et d'en déduire les différents paramètres influant sur le système. Cette étude nous permettra également de développer un procédé d'optimisation dont le but sera de maximiser l'extraction d'énergie de la structure de récupération d'énergie à électrets.

B. Thématique matériaux

La présence d'un électret simplifie beaucoup l'électronique de gestion des structures de récupération d'énergie vibratoire. Cependant, cela ajoute une dimension « matériau » à notre étude. Le but de cette partie sera donc de travailler sur les électrets : il s'agira tout d'abord de développer des bancs de chargement puis d'étudier la stabilité des électrets ainsi que les effets de différents traitements thermiques ou de surface et finalement de chercher des matériaux capables de conserver leurs charges pendant toute la durée de vie du système (>10 ans).

C. Thématique structure

Grâce aux résultats des deux thématiques précédentes, nous travaillerons sur la fabrication de plusieurs structures de récupération d'énergie à électrets : tout d'abord sur des systèmes macroscopiques, qui nous permettront de valider les différents modèles développés, puis sur des systèmes microscopiques et leur réalisation en silicium par les procédés de salle blanche.

D. Thématique gestion électrique et récupération de l'information

Afin de pouvoir utiliser l'énergie récupérée par la structure, il est nécessaire de développer un circuit électronique permettant de stocker l'énergie dans une capacité-buffer ou dans une batterie. Nous travaillerons essentiellement sur un circuit de gestion de l'énergie basé sur une structure de conversion de type flyback. Nous développerons finalement une technique permettant de récupérer la valeur de l'accélération des vibrations ambiantes à partir de mesures de capacités de la structure de récupération d'énergie à électrets.

Les chapitres de cette thèse s'articulent autour de ces thématiques. Dans un premier temps, nous présenterons un état de l'art général des systèmes de récupération d'énergie (chapitre I) puis nous nous focaliserons sur la récupération d'énergie à électrets d'un point de vue théorique (chapitre II). Ensuite, nous présenterons les résultats expérimentaux obtenus sur les électrets (chapitre III) puis sur les structures de récupération d'énergie utilisant ces électrets (chapitre IV). Finalement, nous nous intéresserons aux thématiques de gestion électrique puis de récupération de la valeur de l'accélération (chapitre V).

Chapitre I. Etat de l'art

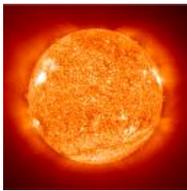
Présentation des systèmes de récupération d'énergie
ambiante compatibles avec les microsystemes –
Positionnement de la récupération d'énergie à électrets

Introduction

De nombreux phénomènes présents dans notre environnement sont compatibles avec la récupération d'énergie pour les microsystèmes : des différences de température (entre la peau et l'air, de part et d'autre d'une vitre,...), des vibrations (machines industrielles, bâtiments, ponts, voitures,...), des déformations mécaniques dues à des pressions ou à des forces (talon de la chaussure,...), de la lumière, du bruit, des flux d'air ou d'eau, des bactéries... Dans cette partie, nous dressons un bilan des systèmes de récupération d'énergie existants. Ceci nous permettra, dans un second temps, de positionner les systèmes de récupération d'énergie à électrets par rapport aux autres structures de récupération d'énergie, et notamment de déterminer leurs forces, leurs faiblesses et d'en déduire les applications clés compatibles avec cette technologie.

PARTIE 1. BILAN GENERAL DES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE

Les sources d'énergies ambiantes utilisables par les microsystèmes peuvent être classées en 4 catégories :



L'énergie des radiations

- Rayonnements solaires
- Radiofréquences



L'énergie thermique

- Gradients de température
- Variations de température



L'énergie chimique et biochimique

- Glucose
- Produits chimiques



L'énergie mécanique

- Vibrations
- Déformations
- Chocs

1. La récupération de l'énergie des radiations

Dans cette première section, nous nous intéressons aux systèmes qu'il est possible de concevoir dans le but de récupérer l'énergie des rayonnements (rayonnement solaire, infrarouge, RF, nucléaire,...).

A. Rayonnement solaire

La récupération d'énergie issue du rayonnement solaire est possible grâce à l'utilisation de cellules photovoltaïques fabriquées à partir de wafers de silicium dans la majorité des cas. Lorsqu'un photon arrive au niveau du semi-conducteur avec une énergie suffisante, il arrache un électron et crée un trou électronique. La structure présentée figure I-1 permet de diriger les électrons vers la bonne couche.

Ainsi, les électrons se dirigent vers la couche dopée N (qui devient le pôle -) et les trous vers la couche dopée P (devenant le pôle +). On obtient alors un générateur électrique dont la tension à vide se situe autour de 0,6V.

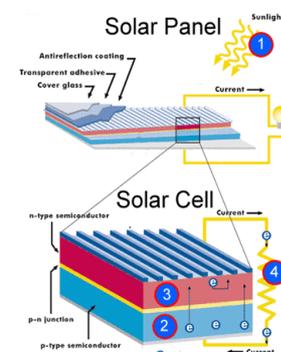


Figure I-1. Cellule photovoltaïque [BGS]

L'énergie récupérable grâce au soleil varie beaucoup en fonction de l'ensoleillement (rapport 1 :1000). Le tableau I-1 récapitule la puissance théoriquement récupérable grâce au soleil dans différents lieux communs. Nous donnons également une surface approximative de silicium nécessaire pour récupérer $100\mu\text{W}$ avec un rendement de 100%, puis avec un rendement de 10%. Il est en effet à noter que le rendement des cellules photovoltaïques dépasse rarement 20%.

Tableau I-1. Puissance disponible en fonction de l'ensoleillement

Ensoleillement	Puissance récupérable (W/m^2)	Surface nécessaire pour récupérer $100\mu\text{W}$ avec un rendement de 100% (cm^2)	Surface nécessaire pour récupérer $100\mu\text{W}$ avec un rendement de 10% (cm^2)
Plein soleil	1000	0,001	0,01
Soleil voilé	500	0,002	0,02
Ciel nuageux	50 à 200	0,005 à 0,02	0,05 à 0,2
A l'intérieur – à proximité d'une fenêtre	4 à 20	0,05 à 0,25	0,5 à 2,5
A l'intérieur – éclairage artificiel	1 à 15	0,1 à 1	1 à 10
A l'intérieur – Bureau	5	0,2	2
Nuit	0	/	/

La figure I-2 présente les rendements de différentes cellules photovoltaïques de l'état de l'art. A noter que ce rendement dépend fortement de la technologie mise en jeu mais également de l'ensoleillement (figure I-3).

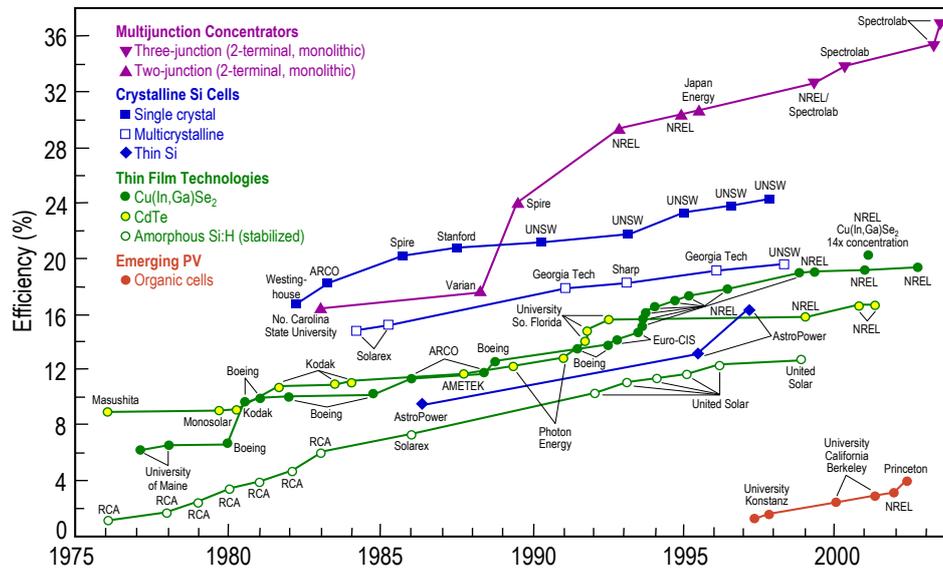


Figure I-2. Rendement des cellules photovoltaïques [NRE]

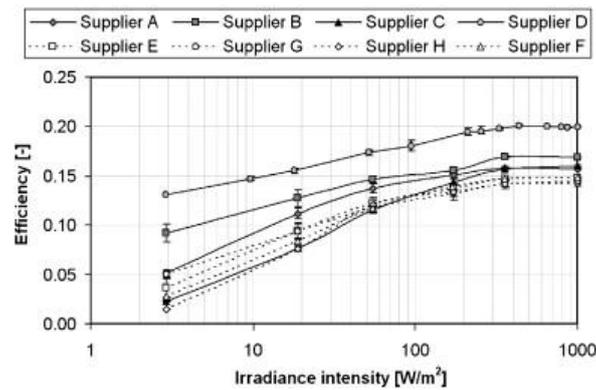


Figure I-3. Rendement des cellules photovoltaïques en fonction de l'ensoleillement [REI2009]

Les panneaux photovoltaïques sont donc des solutions efficaces de récupération d'énergie particulièrement adaptées en zones lumineuses. Ces systèmes sont de plus au point technologiquement et nombre d'entre eux sont déjà commercialisés. Ils ont des applications en petites puissances (microsystèmes, capteurs,...) mais également en fortes puissances (production d'énergie), ce qui a fortement contribué à la baisse du coût des cellules photovoltaïques.

B. Rayonnement infrarouge

Le principe est le même que celui du rayonnement solaire mis à part que les cellules ont une énergie de gap adaptée à la longueur d'onde de l'infrarouge. Il est alors nécessaire de placer de telles cellules à côté de sources très chaudes ($T > 900^{\circ}\text{C}$) pour que ces systèmes de récupération d'énergie soient rentables. Il existe également des déclinaisons similaires pour l'ultraviolet ou les rayons X.

C. Rayonnement RF – Ondes Hertziennes – Antennes

Pour pouvoir récupérer de l'énergie des rayonnements RF issus des émetteurs radios, il faut se placer à proximité de la source émettrice de RF (quelques mètres maximum car l'énergie disponible décroît en $1/r^2$). La récupération des radiofréquences ambiantes issues des GSM, de la radio, de la télévision... paraît donc insuffisante comme source d'alimentation passive.

Néanmoins, ce principe est intéressant pour réaliser de la téléalimentation : interrogation d'un capteur en passant le lecteur/téléphone à proximité. Il nécessite l'utilisation de rectennas (rectifying antennas permettant de convertir des ondes en électricité) et sa faisabilité a déjà été prouvée, notamment au sein de notre laboratoire.

D. Rayonnement nucléaire

Le rayonnement nucléaire naturel n'est pas suffisant dans une optique de récupération d'énergie. Pour pouvoir utiliser le rayonnement nucléaire, il est nécessaire de se servir de sources radioactives artificielles, ce qui limite les applications du fait du danger pour les êtres vivants. Néanmoins, certains essais ont été réalisés et ont montré la faisabilité de ce principe.

Par exemple, le système de récupération d'énergie présenté figure I-4 utilise une source de radioactivité couplée à une poutre sur laquelle est placé un piézoélectrique : la source radioactive émet des électrons sur la poutre. Les forces électrostatiques qui en découlent provoquent le rapprochement de la poutre vers la source radioactive ; dès qu'il y a contact, les charges sont évacuées et la poutre est relâchée rapidement provoquant sa mise en vibration. L'énergie est récupérée en utilisant le film piézoélectrique placé au niveau de l'encastrement, transformant les vibrations de la poutre en électricité.

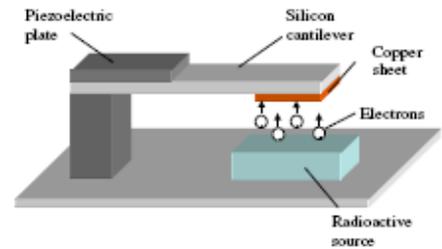


Figure I-4. Utilisation du rayonnement nucléaire [DUG2004]

2. La récupération de l'énergie thermique

Tous les systèmes étudiés dans cette section se servent d'un gradient de température ou d'une variation de température au cours du temps pour générer de l'électricité.

A. Pyroélectricité

Ce principe repose sur l'utilisation de matériaux pyroélectriques, c'est-à-dire de matériaux sur lesquels une variation (temporelle) de température provoque un changement de la polarisation électrique et l'apparition d'un courant. Pour produire de l'énergie électrique, le matériau doit subir des variations rapides et continues de température. Il a été démontré que ce système avait une puissance de sortie faible [CUA2006].

B. Thermoélectricité classique

Les systèmes thermoélectriques se servent d'un gradient de température pour produire de l'énergie électrique, ce que l'on nomme « effet Seebeck ». Ces systèmes de récupération d'énergie sont basés sur l'utilisation de thermocouples : des jonctions p-n jointes par un matériau conducteur (figure I-5).

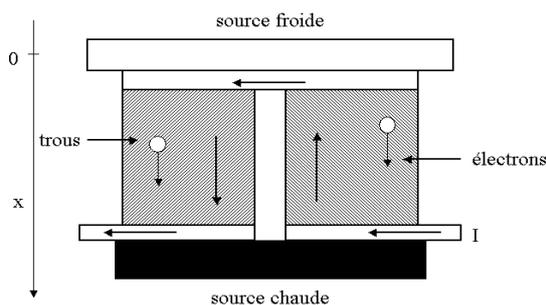


Figure I-5. Thermocouple [DUG2004]

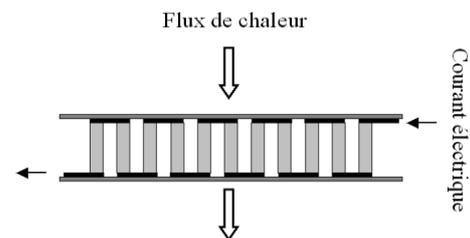


Figure I-6. Thermocouples en série [DUG2004]

Les thermocouples sont placés en parallèle thermiquement et en série électriquement (figure I-6). Un flux de chaleur induit un déplacement des trous et des électrons dans les thermocouples et l'apparition d'un courant électrique. Plus le gradient de température est important, plus l'énergie récupérée est importante.

$$\frac{P}{S} = h\Delta T \quad (I-1)$$

Avec P la puissance de sortie, S la surface, ΔT le gradient de température et h la densité de puissance par °C et par m² du convertisseur ($h \approx 8 \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot ^\circ\text{C})$). Appliqué au corps humain, avec une température ambiante de 20°C, il est techniquement possible de récupérer 13,6 mW/cm² (à condition d'utiliser un radiateur de 10 kg).

De nombreux systèmes utilisant ce procédé ont été commercialisés, notamment par les sociétés Thermolife, Micropelt, Thermoelectrics.com... Ces systèmes sont compatibles avec la miniaturisation, mais il est généralement nécessaire d'avoir de forts gradients de températures et un flux thermique important pour que ces systèmes soient rentables. Pour cela, il est nécessaire de placer des radiateurs de taille importante par rapport au convertisseur pour canaliser le flux thermique.

Néanmoins avec un volume de 0,2 cm³, la société Thermolife a réussi à commercialiser un système capable de produire jusqu'à 30 μW avec un gradient de température de 5K. Seiko a par ailleurs développé une montre dont l'alimentation est entièrement produite par un module thermoélectrique se servant de la différence de température entre le poignet et l'air ambiant (22 μW@0.3V). Ce principe de montre a été repris dans la Citizen CTY (2001) : la puissance de sortie atteint 13,8 μW/K, de même que dans un oxymètre communicant de l'IMEC (200 μW).



Figure I-7. Élément thermoélectrique [THE] (6 μW/°C)

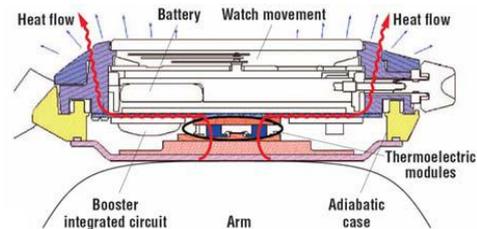


Figure I-8. Récupération d'énergie thermique au niveau du poignet [SEI1998] (22 μW)



Figure I-9. Montre Citizen CTY (13,8 μW/°C)

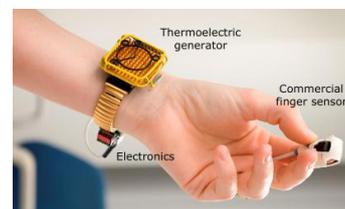


Figure I-10. Oxymètre communicant (200 μW) [LEO2009]]

C. Matériaux thermoélectriques nanostructurés ou super-réseaux

L'utilisation de super-réseaux, c'est-à-dire de matériaux thermoélectriques structurés en couches ultra-minces a été évoquée en 1993 par Hicks et Dresselhaus [HIK93] du MIT, ce qui a relancé l'attrait pour la thermoélectricité. Néanmoins, les premiers résultats de cette théorie n'ont abouti que dernièrement. Cela a permis d'améliorer par un facteur 2 ou 3 les résultats obtenus avec des matériaux massifs. Globalement, ces matériaux coutent chers et il faut être capable de déposer un très grand nombre de couches (quelques milliers) de quelques nanomètres d'épaisseur.

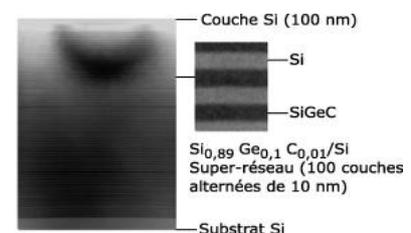


Figure I-11. Super-réseaux [FOU2007]

D. Conversion thermoïonique

Lorsqu'un métal ou un oxyde métallique est porté à hautes températures, des électrons parviennent à s'échapper du matériau. Les électrons sont récupérés par une surface de plus basse température placée en regard de l'électrode chauffée. Il y a apparition d'un courant électrique entre les deux surfaces et donc récupération d'énergie. Pour faire fonctionner ces systèmes, il faut au moins chauffer l'électrode à 800K, ce qui n'est pas compatible avec la récupération d'énergie ambiante.

E. Effet thermotunnel

L'effet thermotunnel se base sur le même principe que la conversion thermoïonique. La différence se situe au niveau de la largeur du gap entre les deux électrodes. En effet, si l'on diminue la largeur du gap jusqu'à quelques centaines de picomètres, les électrons peuvent passer d'une surface à l'autre sans forcément avoir besoin d'une forte température, permettant de ce fait, de rendre le système compatible avec la récupération d'énergie ambiante. Ce type de système présente un bon rendement pour le refroidissement de surface (refroidissement thermoïonique) mais n'est pas particulièrement performant pour la récupération d'énergie au regard des défis technologiques associés [DES2005].

3. La récupération de l'énergie chimique et biochimique

Le concept d'une biopile est de produire de l'électricité à partir d'organismes vivants. Il est possible de séparer cette famille en deux sous-catégories selon le mode de fonctionnement. D'une part, il existe des biopiles microbiennes qui se servent de microorganismes pour réaliser des opérations d'oxydation et fournir de l'électricité ; et d'autre part, des biopiles enzymatiques qui utilisent des enzymes issus d'organismes vivants. Une des possibilités offerte par ces piles est d'utiliser le sucre (le glucose) pour générer de l'électricité.

A. Les biopiles microbiennes

Ces biopiles utilisant des microorganismes permettent la transformation d'énergie chimique en énergie électrique (transformation d'un composant organique en CO₂, eau et énergie). Le système est composé de bactéries, d'une anode, d'une cathode et d'une membrane semi-perméable aux cations ou aux protons.

La bactérie placée à l'anode convertit une matière organique en CO₂, en protons et en électrons. Les électrons sont envoyés dans l'anode et vont à la cathode par le biais du circuit électrique en passant par la résistance de charge. Les protons passent quant à eux directement à travers la membrane.

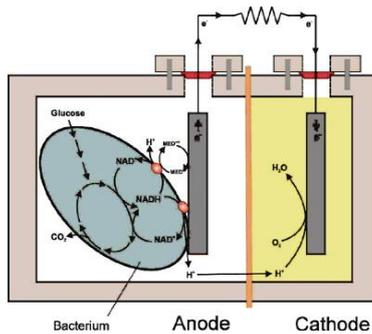


Figure I-12. Biopile microbienne (www.microbialfuelcell.org)



Figure I-13. Biopile développée par Sony [SON]

Des biopiles utilisant cette technologie ont déjà été développés par Sony et seront probablement commercialisées dans un futur proche. L'élément est un cube de 39mm de côté fonctionnant au glucose et capable de générer 50mW. Le défaut majeur de ces systèmes est la durée de vie, limitée par celle des bactéries.

B. Les biopiles enzymatiques

Ces biopiles utilisent des biocatalyseurs (les enzymes) pour transformer l'énergie stockée dans des produits chimiques en électricité. Généralement les enzymes favorisent la réaction d'oxydoréduction (oxydation du « carburant » à l'anode et réduction de l'oxydation à la cathode). Ces systèmes sont peu stables et la puissance de sortie est faible. Bien qu'aucun système n'ait été commercialisé, des prototypes comme la biopile éthanol/air ont montré leur intérêt (alimentation d'un iPod®).

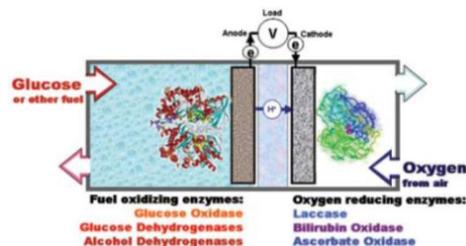


Figure I-14. Biopile enzymatique [ATA2007]

Les biopiles enzymatiques sont composées de 3 éléments et ressemblent aux piles hydrogène/oxygène classiques, la pile étant composée d'une anode, d'une cathode et d'un séparateur. Cependant, au lieu d'utiliser un catalyseur métallique, on se sert d'oxydoréductases (des enzymes qui catalysent des réactions d'oxydoréduction). La réaction d'oxydoréduction a lieu entre le glucose et l'oxygène. Le défaut majeur de ces systèmes est la durée de vie des enzymes, limitée à 1 an dans le meilleur des cas [ATA2007].

Ces structures visent à la fois des applications ex-vivo (alimentation de petits systèmes électroniques, ...) et des applications in-vivo (pacemakers, ...).

4. La récupération de l'énergie mécanique

La récupération d'énergie mécanique peut revêtir diverses formes : notre environnement est sans cesse soumis à des vibrations, des forces de pressions ou encore des flux d'airs ou de liquides. Cette section présente des concepts, des prototypes et des systèmes commercialisés permettant de transformer une énergie mécanique issue du milieu ambiant en énergie électrique.

A. Sources mécaniques

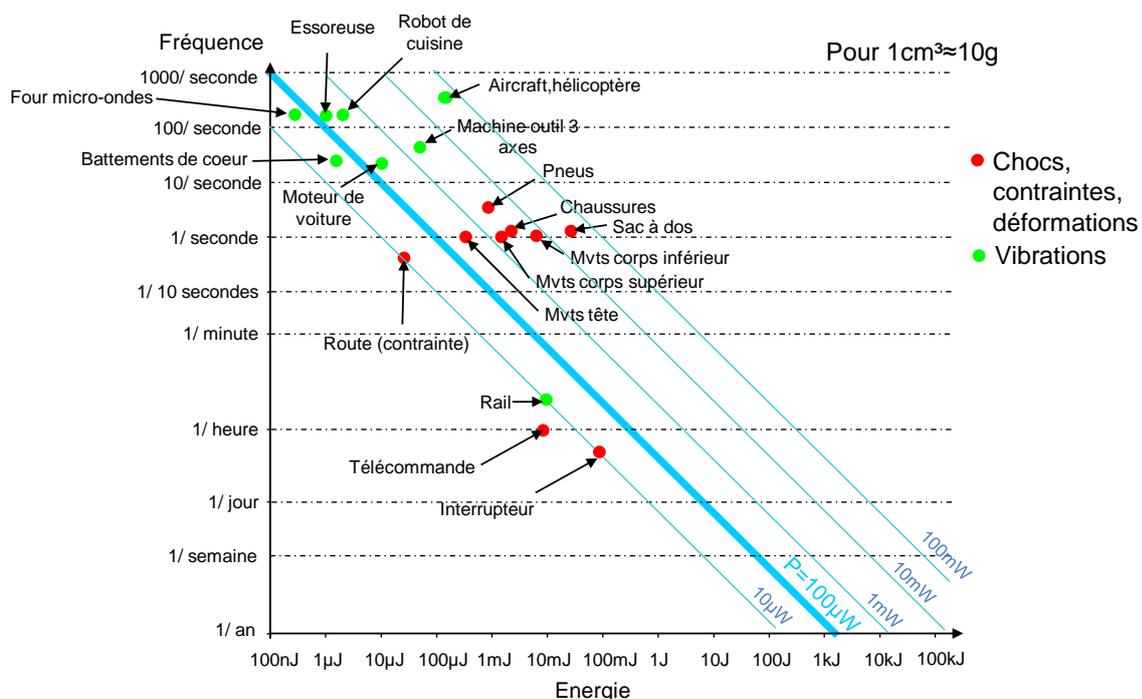
De nombreux phénomènes mécaniques (vibrations, contraintes, chocs, déformations) présents dans notre environnement peuvent être récupérés et transformés en énergie électrique.

Le tableau I-2 donne quelques exemples de sources sur lesquelles des vibrations peuvent être récupérées [ROU03b] :

Tableau I-2. Vibrations ambiantes

Source de vibrations	Accélération (m/s ²)	Fréquence (Hz)
Socle d'une machine 3 axes	10	70
Robot de cuisine	6.4	121
Sèche-linge	3.5	121
Encadrement de porte après la fermeture de la porte	3	125
Petit four micro-ondes	2.25	121
Ventilations dans un bureau	0.2-1.5	60
Parquet avec des personnes qui marchent dessus	1.3	385
Machine à pain	1.03	121
Fenêtre donnant sur l'extérieur à côté d'une rue bruyante	0.7	100
Portable en train de lire un CD	0.6	75
Machine à laver	0.5	109
1 ^{er} étage d'un bâtiment abritant des bureaux	0.2	100
Réfrigérateur	0.1	240

Nous avons repris du chapitre introductif le principe du diagramme Puissance-Energie-Fréquence (diagramme PWF) pour classer différentes sources d'énergie mécanique ambiantes (vibrations, contraintes, chocs, déformations). Ce graphique nous permet de comparer des sources mécaniques différentes en s'intéressant à la puissance moyenne que l'on peut récupérer.



Ainsi, avec 1cm^3 de matière ($\sim 10\text{g}$), il est possible de récupérer entre $10\mu\text{W}$ et 100mW grâce aux vibrations, la majorité des sources se situant autour de $100\mu\text{W}/\text{cm}^3$.

B. Récupération des vibrations

Nous nous intéressons dans un premier temps à la récupération des vibrations. A l'heure actuelle, trois principes de base (piézoélectricité, électromagnétisme, électrostatique) permettent de transformer les vibrations mécaniques en électricité. Pour les comparer, nous avons développé au cours de cette thèse plusieurs figures de mérite axées sur les systèmes de récupération d'énergie vibratoire. Nous notons P la puissance de sortie du système de récupération d'énergie, Y l'amplitude des vibrations ambiantes et ω la pulsation ($\omega=2\pi f$ avec f la fréquence), V_s le volume de la structure de récupération d'énergie, S sa surface, m sa masse et Q son facteur de qualité mécanique.

Tableau I-3. Figures de mérite des systèmes vibratoires

Figure de mérite	Equations	Unité
$\alpha_{W\&Y}$	$\alpha_{W\&Y} = \frac{P}{\left(\frac{mY^2\omega^3Q}{8}\right)}$	%
χ_S	$\chi_S = \frac{P}{SY^2\omega^3}$	$\frac{\mu\text{W}}{\text{mm}^2} / \frac{\text{A}^2}{\text{Hz}}$
χ_V	$\chi_V = \frac{P}{V_s Y^2 \omega^3}$	$\frac{\mu\text{W}}{\text{mm}^3} / \frac{\text{A}^2}{\text{Hz}}$

A est l'unité de l'accélération : $\text{A}=\text{ms}^{-2}$

$\alpha_{W\&Y}$ est un facteur de mérite qui est bien adapté lorsque tous les paramètres de la structure sont connus, et notamment m et Q . En effet, $\alpha_{W\&Y}$ compare la puissance de sortie du système à la puissance théoriquement récupérable par un système masse-ressort-frottement (modèle de William&Yates, que nous développerons au chapitre II). Cependant, dans de nombreuses publications m et Q ne sont pas accessibles. Nous avons donc développé deux autres figures de mérite : χ_S et χ_V . La première normalise la puissance de sortie par la surface et est bien adaptée aux structures fabriquées en silicium et typiquement aux structures électrostatiques ; la seconde normalise la puissance de sortie par le volume. Le produit $Y^2\omega^3$ qui apparaît dans chacune de ces deux figures de mérite est en fait le produit de l'accélération et de la vitesse des vibrations ambiantes. Cela correspond, au facteur de masse près, à la puissance cinétique (dérivée temporelle de l'énergie cinétique) des vibrations :

$$Y^2\omega^3 = \overbrace{(Y\omega)}^{\text{vitesse}} \underbrace{(Y\omega^2)}_{\text{accélération}} \quad (\text{I-2})$$

Nous présentons par la suite différents systèmes de récupération d'énergie vibratoire issus de l'état de l'art.

a) Systèmes piézoélectriques

Ces systèmes de récupération d'énergie utilisent la propriété piézoélectrique de certains matériaux (le plus souvent : PZT, AlN et BaTiO₃), c'est-à-dire leur capacité à se polariser électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique (et réciproquement). Ces

systèmes sont généralement basés sur l'utilisation de micropoutres ou de membranes mises en mouvement par les vibrations du milieu ambiant.

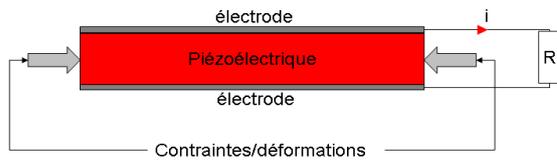


Figure I-16. Convertisseur piézoélectrique

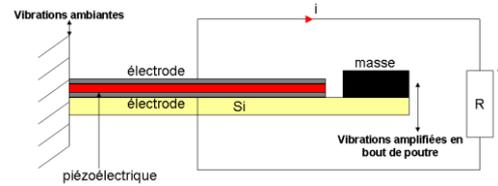


Figure I-17. Cantilever piézoélectrique

Du fait de leur structure de type poutre (figure I-17), ces systèmes sont généralement peu compatibles avec la récupération d'énergie ambiante dès lors que l'on veut les intégrer. En effet, diminuer la taille du système conduit à une augmentation de la fréquence de résonance qu'il est difficile de faire chuter avec l'ajout de masses pour des raisons de contraintes dans le matériau (contraintes de dépolarisation, contraintes de ruptures,...).

Nous présentons figures I-18 et I-19, deux exemples de ce type de systèmes utilisant des micropoutres résonantes :

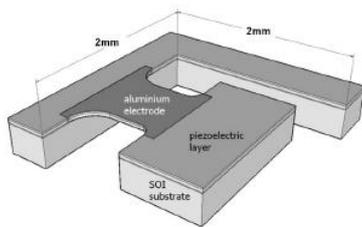


Figure I-18. Structure de récupération d'énergie à base d'une poutre piézoélectrique [MAR2005]

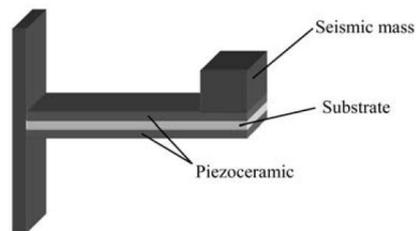


Figure I-19. Structure de récupération d'énergie à base d'une poutre piézoélectrique [GLY2001]

De nombreux systèmes existent sous forme de prototypes, d'autres ont déjà été commercialisés. Le tableau I-4 donne quelques références de système de récupération d'énergie à base de matériaux piézoélectriques.

Tableau I-4. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes piézoélectriques

Auteur	Réf	Puissance	Surface	Volume	Tension	Accélération	Fréquence	Masse	χ_v
Roundy	[ROU2003]	375 μ W	100 mm ²	1000 mm ³	11 V	2,5 m/s ²	120 Hz		45,24
Leland	[LEL2004]	29,3 μ W	400,05 mm ²	2040,3 mm ³	5 V	0,5 m/s ²	27 Hz	52 g	9,74
Ng	[NG2005]	16,3 μ W		200 mm ³		72,6 m/s ²	100 Hz		0,01
Ericka	[ERI2005]	1800 μ W	625 mm ²	6250 mm ³	10 V	20,0 m/s ²	2580 Hz		11,67
Fang	[FAN2006]	1,15 μ W	2 mm ²	2 mm ³	0,432 V	10,0 m/s ²	609 Hz		22,00
Leland	[LEL2006]	650 μ W	455 mm ²	3675 mm ³	10 V	-	160 Hz	12,2 g	
Frank	[FRA2006]	90000 μ W	3419,5 mm ²	109423 mm ³	3,3 V	1,6 m/s ²	62 Hz		125,16
Marzencki	[MAR2007]	0,0263 μ W	5 mm ²	5 mm ³	2 V	4,0 m/s ²	196 Hz		0,40
Renaud	[REN2007]	40 μ W	10 mm ²	10 mm ³	0,245 V	12,0 m/s ²	1800 Hz	0,03 g	314,16
Goldschmidtboïng	[GOL2007]	400 μ W	1000 mm ²	2000 mm ³	3 V	25,0 m/s ²	200 Hz	0,05 g	0,40
Leland	[LEL2007]	208 μ W	203,52 mm ²	1017,6 mm ³	0,7 V	-	50 Hz		
Huang	[HUA2007]	1,44 μ W		10 mm ³		19,7 m/s ²	100 Hz	0,03 g	0,23
Lefeuvre	[LEF2007]	1100 μ W	280 mm ²	44,8 mm ³		15 m/s ²	65 Hz	0,76 g	44,56
Elfrink	[ELF2009]	1,8 μ W		27 mm ³		1 m/s ²	429 Hz		179
Elfrink	[ELF2009]	67,9 μ W		27 mm ³		10 m/s ²	419 Hz		66
Ramadass	[RAM2009]	3,75 μ W		12,1 mm ³		3 m/s ²	80 Hz		17,3
Kwon	[KWO2010]	17 μ W		28,7 mm ³		6,4 m/s ²	353 Hz		32
Guyomar	[GUY2011]	4000 μ W	156 mm ²	1560 mm ³		10 m/s ²	277 Hz	6,87 g	44,62

Il ressort de ce tableau que, pour pouvoir travailler à basses fréquences, la structure de récupération d'énergie doit avoir un volume important. Il est également à noter que le facteur de mérite χ_v de ces systèmes peut atteindre plus de 100.

b) Systèmes électromagnétiques

Ces systèmes ont été conçus en appliquant la loi de Faraday (figure I-20) : une variation de flux magnétique au travers d'une spire induit une force électromagnétique et l'apparition d'un courant. Ces dispositifs sont tous constitués d'aimants permanents en déplacement relatif par rapport à une bobine et sont également basés sur des structures de poutre ou de membranes vibrantes.

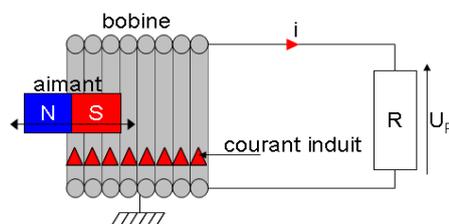


Figure I-20. Loi de Faraday

Les figures I-21, I-22 et I-23 présentent trois exemples de ce type de structures : les deux premières utilisent une structure de poutre vibrante, la dernière, une structure de membrane.

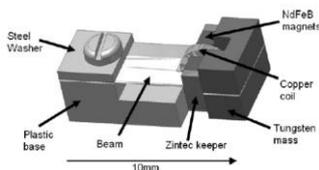


Figure I-21. Poutre [TOR2006]

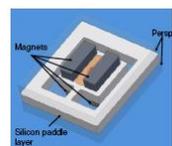


Figure I-22. Poutre [BEE2005]

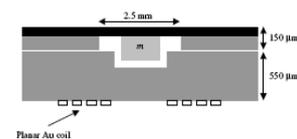


Figure I-23. Membrane [WIL1996]

Ces systèmes sont capables de convertir jusqu'à 30% de l'énergie fournie. Ils sont cependant difficiles à miniaturiser, tout d'abord car la densité volumique d'énergie diminue

avec la taille du système, et ensuite parce qu'il est difficile d'avoir un système stable avec de forts champs magnétiques.

Dans le cas de la récupération d'énergie ambiante, un autre problème se pose : les fréquences en jeu sont inférieures à 100Hz et les bobines ont alors tendance à être plus résistantes que selfiques, induisant beaucoup de pertes par effet Joule.

Le tableau I-5 donne quelques exemples de prototypes utilisant ce mode de conversion :

Tableau I-5. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes électromagnétiques

Auteur	Réf	Puissance	Surface	Volume	Tension	Accélération	Fréquence	Masse	χ_V
Li	[LI2000]	100 μ W		1000 mm ³		28,4 m/s ²	60 Hz		0,05
El-hami	[ELH2001]	1000 μ W	240 mm ²	240 mm ³	0,012 V	50,0 m/s ²	320 Hz		3,35
Ching	[CHI2002]	830 μ W	100 mm ²	1000 mm ³	4,4 V	50,0 m/s ²	110 Hz		0,23
Glynne-Jones	[GLY2004]	157 μ W	2500 mm ²	125000 mm ³	0,005 V	40,0 m/s ²	100 Hz		~0
Kulah	[KUL2004]	2,5 μ W	0,12 mm ²	0,06 mm ³	0,15 V	2,0 m/s ²	10 Hz		654,5
Beeby	[BEE2005]	0,02 μ W		100 mm ³		19,2 m/s ²	9500 Hz	0,03 g	0,03
Sari	[SAR2007]	0,5 μ W	168 mm ²	1344 mm ³	0,02 V	320,0 m/s ²	3600 Hz		~0
Torah	[TOR2007]	58 μ W	100 mm ²	1000 mm ³	1,12 V	0,6 m/s ²	52 Hz		52,64
Yuen	[YUE2007]	830 μ W	500 mm ²	50000 mm ³	1,29 V	29,0 m/s ²	100 Hz		0,01
Kulkarni	[KUL2007]	0,148 μ W	34,2 mm ²	34,2 mm ³		3,9 m/s ²	8080 Hz	0,03 g	14,44

Ici encore, on peut remarquer que les systèmes capables de travailler à basses fréquences ont un volume assez important. De plus, il est important de noter que les tensions générées sont basses. Ceci peut poser de nombreux problèmes pour redresser la tension (pont de diodes). Le χ_V est globalement plus faible que dans le cas des systèmes piézoélectriques.

c) Systèmes électrostatiques

Les systèmes électrostatiques utilisent une capacité variable pour convertir l'énergie mécanique de vibration en énergie électrique. Les architectures actuelles reposent essentiellement sur l'utilisation de peignes interdigités permettant d'augmenter la capacité totale du système (augmentation de la surface en regard). Ils sont bien adaptés à la réduction des dimensions et donc à l'intégration (si l'entrefer (gap d'air) est divisé d'un facteur k, les champs électriques sont augmentés d'un facteur k²). Cependant, il est nécessaire d'avoir un déplacement suffisant (50 μ m à 200 μ m) pour récupérer suffisamment d'énergie, ce qui limite les dimensions minimales du système. Les architectures de base sont présentées figures I-24 à I-27 [ROU2002] :

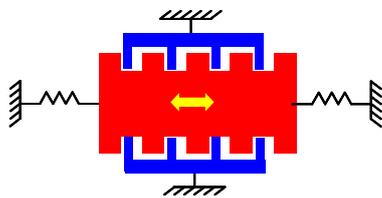


Figure I-24. Convertisseur dans le plan à entrefer variable (In plane gap closing) [Type E.i]

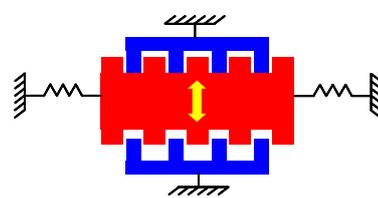


Figure I-25. Convertisseur dans le plan à chevauchement variable (In plane overlap) [Type E.ii]

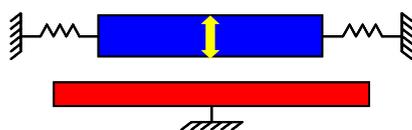


Figure I-26. Convertisseur hors plan à entrefer variable (Out of plane gap closing) [Type E.iii]

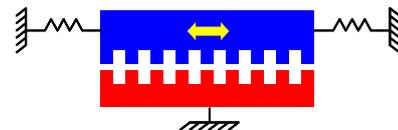


Figure I-27. Convertisseur dans le plan à surface variable [Type E.iv]

La gestion électrique est plus complexe que dans les autres cas (piézoélectrique, électromagnétique). Deux types de fonctionnement peuvent être différenciés : le fonctionnement à charge constante et le fonctionnement à tension constante.

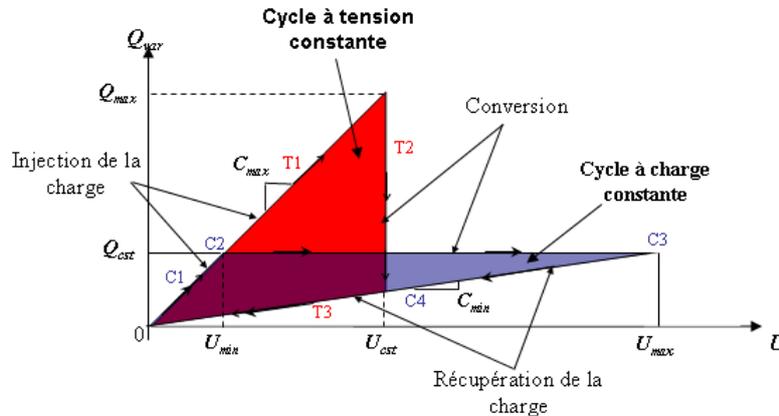


Figure I-28. Cycles de fonctionnement des structures électrostatiques [MEN01]

- Fonctionnement à charge constante (figure I-29)

Au cours d'un cycle de conversion, la structure bouge mécaniquement jusqu'à atteindre sa valeur de capacité électrique maximale C_{max} (C1). Dans cette position, une charge électrique est injectée via une électronique de gestion dans la capacité. En circuit ouvert (C2), la structure bouge mécaniquement (généralement ce sont des vibrations mécaniques qui engendrent les mouvements de la structure) jusqu'à une position où sa capacité électrique est minimale (C3). A ce stade, les charges électriques sont retirées en un temps court devant le mouvement mécanique de la structure (C4).

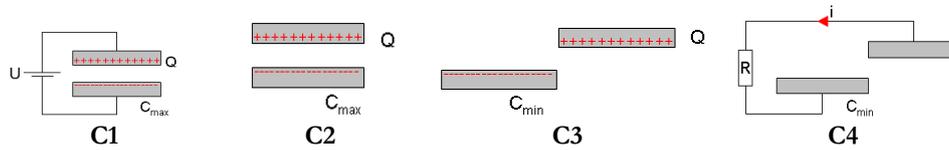


Figure I-29. Convertisseur électrostatique - Cycle à charge constante

L'énergie convertie à chaque cycle W est alors exprimée par :

$$W = \frac{1}{2} Q^2 \left(\frac{1}{C_{min}} - \frac{1}{C_{max}} \right) = \frac{1}{2} Q^2 \Delta \left(\frac{1}{C} \right) \quad (I-3)$$

L'énergie récupérée est donc fortement dépendante de la variation de capacité, paramètre clé qu'il faudra tenter de maximiser pour extraire le plus d'énergie possible de l'environnement.

- Fonctionnement à tension constante (figure I-30)

La capacité est polarisée à une tension U à l'aide d'une batterie (T1) via une électronique de gestion. Cette tension sera maintenue tout au long du cycle de décroissance de la capacité. La capacité diminue avec une tension constante : la charge diminue et il y a donc circulation d'un courant de recharge de la batterie (T2). Lorsque la capacité atteint sa valeur minimale, la charge encore présente dans la capacité est totalement transférée vers la batterie en un temps court devant le mouvement mécanique (T3).

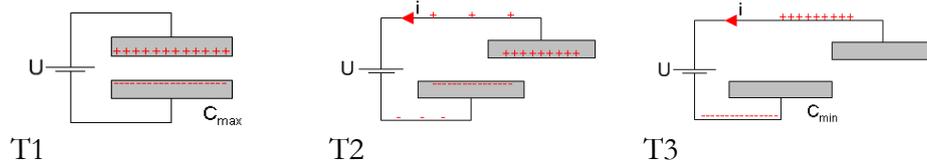


Figure I-30. Convertisseur électrostatique - Cycle à tension constante

L'énergie convertie à chaque cycle W est alors exprimée par :

$$W = U^2 (C_{\max} - C_{\min}) = U^2 \Delta C \quad (I-4)$$

Où ΔC représente la variation de capacité.

L'énergie récupérée est donc ici encore fortement dépendante de la variation de capacité.

Pour pallier ce défaut qu'est la nécessité d'une source de polarisation pour démarrer le cycle de conversion, il est possible d'utiliser une structure déjà polarisée et utilisant un électret (diélectrique chargé électriquement) dont la faisabilité a déjà été démontrée [BOL03].

- Utilisation des électrets

L'électret est un diélectrique chargé électriquement capable de conserver sa charge pendant des années. L'électret agit comme un dipôle électrique pouvant assurer une polarisation permanente de la capacité variable. Ceci permet notamment de se passer de la source de tension nécessaire dans les systèmes électrostatiques standards cités précédemment.

L'électret a une charge fixe Q_i et est placé sur une électrode. Une contre-électrode est placée en face et séparée d'un gap d'air. Par la loi de conservation des charges, $Q_t = Q_i + Q_2$, à tout instant. Les vibrations du milieu ambiant entraînent un transfert de charges entre les deux électrodes (variation d'influence électrostatique), et donc l'apparition d'un courant dans la résistance : une tension apparaît à ses bornes (figure I-31).

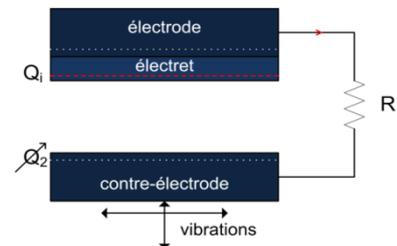


Figure I-31. Principe de fonctionnement des structures à électrets

De nombreuses structures utilisant ce procédé existent déjà et seront traitées plus précisément par la suite, puisqu'il s'agit de la thématique de ce travail de thèse.

Le tableau I-6 donne quelques exemples de résultats obtenus avec des systèmes électrostatiques. Il est cependant à noter, qu'aucun modèle n'a été commercialisé.

Tableau I-6. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes électrostatiques

Auteur	Réf	Puissance	Surface	Volume	Tension	Accélération	Fréquence	Masse	χ_V
R. Tashiro	[TAS 2002]	36 μW		15000 mm ³		12,8 m/s ²	6 Hz	780 g	0,00
S. Roundy	[ROU 2003]	11 μW	100 mm ²	100 mm ³		2,3 m/s ²	100 Hz		13,07
P.D. Mitcheson	[MIT 2004]	24 μW	784 mm ²	1568 mm ³	2300 V	4,0 m/s ²	10 Hz		0,06
B. C-H. Yen	[YEN 2005]	1,8 μW	4356 mm ²	21780 mm ³	6 V		1560 Hz		
G. Despesse	[DES 2007]	1000 μW	1800 mm ²	18000 mm ³	3 V	3,0 m/s ²	50 Hz	100 g	1,94
P. Basset	[BAS2009]	0,061 μW	66 mm ²	61,5 mm ³		2,5 m/s ²	250 Hz	0,05 g	0,25

Ce tableau montre que, de façon générale le χ_V des systèmes électrostatiques est plus faible que celui des systèmes piézoélectriques et électromagnétique. Ceci est lié au fait que les

systèmes électrostatiques sont plutôt intéressants en dimensions micrométriques ; les systèmes présentés dans le tableau précédent sont plutôt macroscopiques.

La seconde source d'énergie mécanique présente dans l'environnement est caractérisée par des fréquences plus basses ($\approx 1\text{Hz}$) et est constituée des pressions, forces et sources intermittentes.

C. Pressions, forces, sources intermittentes et vibrations très basses fréquences ($\sim 1\text{Hz}$)

Les déformations sont caractérisées par le fait que l'on est en présence de parties mécaniques directement en mouvement relatif, contrairement à la vibration où le mouvement relatif est créé artificiellement par une masse sismique dont le volume est l'élément dimensionnant du système. L'énergie récupérée est alors le produit de la force par le déplacement. Ces systèmes sont généralement utilisés dans la récupération d'énergie des mouvements humains. Ainsi, des prototypes tels que des chaussures ou des patches appliqués au niveau du genou ou de la poitrine (pour récupérer les mouvements de la respiration) ont été développés et ont montré qu'il était possible de récupérer des puissances pouvant atteindre 2W.

a) Conversion piézoélectrique

Les matériaux utilisés sont les mêmes que ceux étudiés dans le cas des systèmes de récupération d'énergie vibratoire mais il s'agit ici de récupérer des efforts directs. La puissance maximale théoriquement récupérable est directement liée au travail mécanique disponible ou à la quantité de matériau utilisé. En effet, la densité d'énergie récupérée à chaque cycle (d_w) est proportionnelle à la contrainte appliquée sur le matériau (σ_{mec}) au carré (à condition de ne pas dépasser la contrainte de dépolarisation du matériau σ_{max}). Il suffit donc de dimensionner la structure pour qu'elle subisse la contrainte désirée en fonction de la force qui lui est appliquée.

$$d_w = \frac{k^2}{2E} \sigma_{mec}^2 \quad (I-5)$$

Avec k le coefficient de couplage et E le module d'Young du matériau piézoélectrique.

En prenant le cas du PZT-5A ($\sigma_{max}=20\text{MPa}$), il est possible de montrer que la densité d'énergie est égale à $4,64 \cdot 10^{-15} \times \sigma^2$ mJ/cm³. Ainsi, avec 1cm³ de ce matériau, nous pouvons récupérer les énergies par cycle (W), et les puissances à 1Hz (P_{1Hz}), 2Hz (P_{2Hz}) et 3Hz (P_{3Hz}) suivantes :

Tableau I-7. Energies et Puissances récupérables pour 1cm³ de PZT-5A

$\sigma_{mec}/\sigma_{max}$	W (mJ)	P_{1Hz} (mW)	P_{2Hz} (mW)	P_{3Hz} (mW)
10%	0,02	0,02	0,04	0,06
20%	0,07	0,07	0,15	0,22
50%	0,46	0,46	0,93	1,39
100%	1,86	1,86	3,71	5,57

L'exemple le plus concret de système de récupération énergie utilisant ce principe a été mis en œuvre par le MIT en 1999. Il permet de récupérer l'énergie de la marche à partir de PZT et de PVDF (8,3mW au talon et 1,3mW aux doigts de pieds).

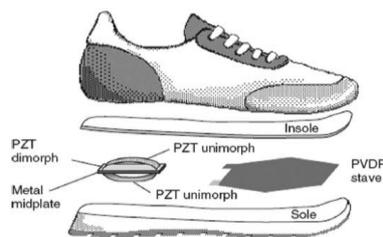


Figure I-32. Récupération de l'énergie de la marche [SHE2001]

D'autres systèmes, notamment ceux développés par la société EnOcean utilise un piézoélectrique dans un interrupteur afin de fabriquer des interrupteurs autonomes sans fil.



Figure I-33. Interrupteurs sans fil développés par EnOcean

b) EAP : electroactive polymers conversion

Ces polymères sont capables de convertir une énergie mécanique (chocs, déformations) en énergie électrique. Il existe plusieurs types de polymères électroactifs, nous nous concentrerons sur les polymères piézoélectriques et sur les polymères diélectriques.

- les polymères piézoélectriques : le principe est le même que les systèmes de récupération d'énergie piézoélectriques présentés précédemment, sauf que le matériau utilisé est un polymère. Le PVDF est le matériau le plus courant pour ce type d'application. Des systèmes de récupération d'énergie ont été développées en utilisant ce polymère sous forme de membranes et notamment au CEA avec un projet de récupération d'énergie des gouttes de pluie (présenté dans le chapitre introductif).

- les polymères électroactifs diélectriques : le principe de fonctionnement est identique à celui des systèmes de récupération d'énergie électrostatiques : le polymère joue le rôle du diélectrique placé entre les deux armatures métalliques. Des cycles d'étirements et de relâchements engendrent des variations de capacité qu'il est possible de récupérer avec des cycles de fonctionnement à charge constante ou à tension constante. Un des défauts majeurs de ses systèmes est la présence de fortes pertes diélectriques faisant chuter le rendement du système.

La seconde difficulté porte sur la durée de vie limitée de ces éléments soumis à des cycles de traction et compression. Cependant, un système développé par [PEL08] et placé au niveau du talon a montré qu'il était possible de récupérer jusqu'à 2W en utilisant ce procédé.

c) Conversion électromagnétique

Il existe de nombreux systèmes qui utilisent la conversion électromagnétique et notamment des systèmes déjà commercialisés. Nous pouvons tout d'abord citer la montre Seiko. L'idée est d'utiliser les mouvements du poignet pour mettre en rotation un rotor excentré placé dans une montre. Ce système est largement suffisant pour alimenter une montre, néanmoins, la tension de sortie reste très faible (de l'ordre de 0,1V) (figure I-34).

Nous pouvons également citer les shakers électromagnétiques qui convertissent les vibrations basses fréquences (lors de la marche) à l'aide de 3 aimants en répulsion et d'une bobine (figure I-35). Et finalement, nous pouvons donner l'exemple des interrupteurs sans-fil à convertisseurs électromagnétiques de EnOcean (figure I-36).

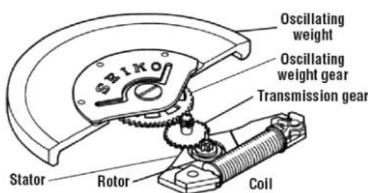


Figure I-34. Montre à rotor excentrée – Seiko



Figure I-35. Shaker électromagnétique – Nightstar Flashlight



Figure I-36. Interrupteurs à convertisseurs électromagnétiques – EnOcean

D. Flux de fluide continus

La récupération de flux continus consiste essentiellement en la conversion d'un flux d'air ou de liquide en électricité. Jusqu'à présent, cette technique a été peu étudiée bien que de grandes densités de puissance peuvent être récupérées. Les microstructures développées ressemblent aux turbines et autres machines tournantes utilisées dans le domaine macroscopique ; ce sont donc essentiellement des générateurs électromagnétiques. Pour que ces systèmes de récupération d'énergie soient rentables, il faut une entrée de fluide d'au moins 1m/s. Des systèmes sont déjà commercialisés, notamment par la société Kintron (MG204) [KIN].

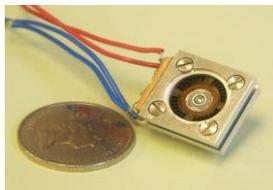


Figure I-37. Conversion des flux continus [HOL04]

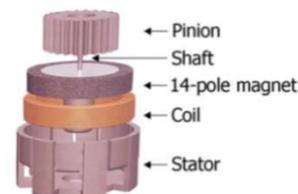


Figure I-38. Conversion des flux continus – Kintron

Dans cette partie, nous avons dressé un bilan des microstructures de récupération d'énergie. Toutes présentent des avantages, des inconvénients et des densités de puissance différentes. Le choix du convertisseur dépendra de l'application (choix de la structure la plus adaptée à l'application). Il est par exemple difficile d'imaginer utiliser des structures de conversion photovoltaïque dans des endroits peu éclairés. Par contre, utilisées à l'extérieur, ces

structures sont probablement la meilleure technique permettant d'alimenter des réseaux de capteurs autonomes.

PARTIE 2. POSITIONNEMENT DES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE A ELECTRETS

Nous dressons dans cette partie le bilan de l'état de l'art étudié dans la partie 1. Nous exposons également les avantages des systèmes de récupération d'énergie à électrets et les applications visées par cette technologie.

1. Récapitulatif et comparatif

Tableau I-8. Récupération d'énergie – Récapitulatif

Principe de récupération	Détail	Densité de Puissance moyenne/Energie	+Avantages –Inconvénients >Challenges
Batteries non rechargeables	Zn-air	3780 J/cm ³	+Plus haute densité -Durée de vie courte
	Lithium	2880 J/cm ³	+Excellente densité -Cher
	Alcaline	1200 J/cm ³	+Excellente durée de vie +Haute densité d'énergie -Bas coût
Batteries rechargeables		1080 J/cm ³	+Rechargeables -Durées de vie courtes
Photovoltaïque	A l'extérieur	15000 μW/cm ³ (en plein soleil) 150 μW/cm ³ (nuageux)	+Système fixe + Fiable +Technologie au point +Facilité d'intégration +Peu cher >Récupérer suffisamment d'énergie avec de petites surfaces -La puissance dépend des conditions d'ensoleillement
	A l'intérieur	6 μW/cm ³	
Thermique Thermoélectrique	Thermoélectrique	50μW/cm ² , 0,5V@ΔT=1°C	+Système fixe +Facilité d'intégration +Durable >Les gradients de température sont faibles -Peu de rendement -Tension de sortie faible
	Thermoïonique	3,3 W/cm ² à 1600K	+Grande densité de puissance -Températures en jeu élevées
	Pyroélectricité	9mW/cm ² pour 1K à 1Hz	+Grande densité de puissance -Variations de températures difficiles à trouver dans l'environnement
	Thermotunnel	10W/cm ² pour un ΔT de 1K.	+Grande densité de puissance -Contrôle du gap difficile
	ThermoPV	2.5mW/cm ²	+Bonne densité de puissance -Températures en jeu élevées : applications limitées
Déformations / Vibrations	Piézoélectrique (Vibrations)	100μW/cm ³ 10μW/g de masse	+Pas de source de tension nécessaire +Grande puissance et grande tension de sortie >Intégration >Couplage et solidité des films fins -Parties mobiles -Rectification de la puissance
	Electrostatique (Vibrations)	100μW/cm ³ 10μW/g de masse	+Facilité d'intégration +Compatible techno Si +Pas de matériaux intelligents >Stabilité mécanique -Electronique de gestion complexe -Parties mobiles -Hautes tensions - Source de tension nécessaire
	Electromag. (Vibrations)	100μW/cm ³ 10μW/g de masse	+Pas de source de tension nécessaire -Parties mobiles -Tension de sortie basse (0.1 à 0.2 V) -Rectification de la puissance -Systèmes peu intégrables >Intégration du bobinage et de l'aimant
	Electrostatique + électrets (Vibrations)	100μW/cm ³ 10μW/g de masse	+Facilité d'intégration +Compatible techno Si +Pas de source de tension +Polarisation élevée >Contrôle du gap séparant les électrodes -Puissance dépendant fortement du gap : peu intéressant pour de grands gaps
	Déformation (EAP)	1,2J/g	-Difficulté d'intégration -Problèmes de durée de vie - Problèmes de rendement - Source de tension nécessaire
RF		RFID 2,5 MHz : 10μW /cm ³ @1m	-Distance entre émetteur et récepteur faible : marche à proximité d'une source de forte puissance. 5m d'un émetteur de 1W → 50μW.
Acoustique		3nW/cm ³ @75dB 1μW/cm ³ @100dB	-Densité de puissance faible. -Nécessité d'être dans des endroits bruyants
Flux d'air		380μW/cm ³	
Etre humain		330 μW/cm ³	

Tous les systèmes de récupération d'énergie présentent des avantages, des inconvénients et des voies d'amélioration. Le photovoltaïque présente de loin la plus grande densité de puissance mais implique de disposer de lumière (extérieure) pour fonctionner. Sur la récupération des vibrations, nous retiendrons en particulier cette valeur de $10\mu\text{W/g}$ de masse mobile pour les sources de vibrations ambiantes.

2. Récupération d'énergie à électrets : avantages et applications visées

Les systèmes électrostatiques font partie des systèmes de récupération d'énergie mécanique vibratoire et sont basés sur l'utilisation d'une structure de type condensateur, composée de deux armatures métalliques espacées d'un gap d'air (ou d'un diélectrique (isolant) plus généralement) permettant de convertir l'énergie mécanique, issue des vibrations, en énergie électrique. Ces structures sont particulièrement bien adaptées pour récupérer des vibrations basses fréquences et/ou réparties sur une large bande de fréquences car elles permettent d'atteindre, en petites dimensions, des couplages électromécaniques plus élevés que les solutions électromagnétiques ou piézoélectriques. Elles sont également plus aptes à l'intégration, tirant parti de la réduction des échelles.

L'utilisation des électrets permet de compenser le problème majeur des structures de récupération d'énergie électrostatique sans électret qui nécessite l'utilisation d'une batterie ou d'une capacité chargée afin de pouvoir lancer le premier cycle de conversion.

Ces structures de récupération d'énergie visent les applications où les vibrations produites sont de basses fréquences, réparties sur une large gamme de fréquences, et sont donc compatibles avec de nombreuses applications dans le domaine du transport (voitures, avions,...), de l'industrie (machines,...) et du médical (pacemakers autonomes,...).

Dans ce travail, nous nous concentrons sur l'étude de ces structures électrostatiques de récupération d'énergie à électrets. La partie suivante est par conséquent dédiée à un état de l'art plus précis de cette thématique.

PARTIE 3. FOCUS SUR LES SYSTEMES DE RECUPERATION D'ENERGIE VIBRATOIRE A BASE D'ELECTRETS

Nous dressons dans cette partie un état de l'art complet des structures de récupération d'énergie à électrets ainsi que des techniques de fabrication des électrets. Les électrets sont des matériaux qui ne se trouvent pas à l'état naturel ce qui explique pourquoi la recherche sur ces matériaux est assez récente (années 1960), de même que leurs applications et en particulier leur intégration dans les structures de récupération d'énergie.

1. Les structures

Le principe consistant à utiliser des électrets comme source de polarisation dans un système de récupération d'énergie ou un générateur existe depuis une cinquantaine d'années. En effet, divers modèles de générateurs à électret ont été proposés dès 1953, notamment par Wieder et Kaufman [WIE1953], Nazarov [NAZ1954], Matthew [MAT1962], Jefimenko et Sun [JEF1972] et Turnhout [TUR1975]. Cependant, ce n'est qu'en 1978 que le premier générateur à électrets capable réellement de produire de l'électricité fut obtenu par Jefimenko et Walker [JEF1978]. Il s'agissait d'un système exploitant une énergie mécanique de rotation. A cette

époque la théorie des électrets n'était que peu comprise et la modélisation de ce générateur n'était pas correcte.

En 1992, Tada [TAD1992] expose une théorie claire sur la conversion d'énergie à base d'électrets basée sur des phénomènes de conservation de la charge et de variation de capacité. Cette théorie présente l'avantage de donner des résultats en accord avec les différentes expériences menées. Le générateur à électret de Tada ressemble d'ailleurs fortement à celui de Jefimenko [JEF1978].

Dès lors, et avec l'avènement des microsystèmes et surtout le désir de les rendre autonomes énergétiquement, la recherche sur les systèmes de récupération d'énergie utilisant les électrets s'est accélérée, et on peut dénombrer aujourd'hui une vingtaine de prototypes dans l'état de l'art.

Globalement, les premiers générateurs à électrets exploitaient une énergie mécanique de rotation, comme ce fut le cas pour Jefimenko [JEF1978], Tada [TAD1992], Genda [GEN2003] ou encore Boland [BOL2003]. Par exemple, Boland et *al.* ont créé un système composé d'un stator et d'un rotor avec des surfaces texturées permettant de créer la variation de capacité lors de la rotation du rotor par rapport au stator (figure I-39).

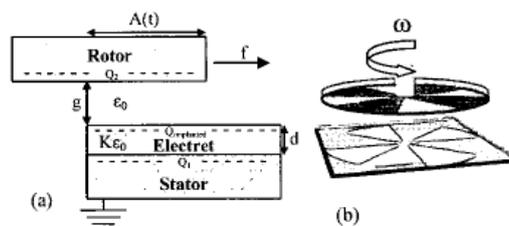


Figure I-39. Récupération des rotations [BOL2003]

Avec le développement de la récupération d'énergie pour les microsystèmes, la recherche s'est finalement emparée des électrets pour récupérer les vibrations. La majeure partie des systèmes de récupération d'énergie développés actuellement utilisent les vibrations pour créer des variations dans la géométrie de la capacité.

Nous commencerons tout d'abord par faire une distinction entre les structures à électrets « pleine plaque » (les zones avec électrets sont de dimensions centimétriques) et les structures à électrets « texturés » (la structure présente des zones d'électret avec une dimension inférieure à 1mm). Il est en effet à noter que texturer un électret n'est pas une chose aisée (pour des problèmes de stabilité de charge que nous présenterons par la suite et notamment dans le chapitre III) même si des solutions d'un point de vue matériau existent ([LEO2006], [LEO2008]).

A. Structures à électrets pleine plaque

Les structures à électrets pleine plaque peuvent fonctionner avec une variation de surface ou une variation de gap. Ainsi, dès 2003, Mizuno [MIZ2003] présente une structure de type poutre encastree-libre permettant de créer une structure à variation de gap (type E.iii). Cette structure simple (figure I-40) permet cependant de démontrer rapidement et expérimentalement le principe. Les puissances récupérées peuvent être importantes (supérieures à $50\mu\text{W}$ avec des vibrations de 0,1G) dès l'instant que la fréquence propre de la structure est ajustée à la fréquence des vibrations ambiantes.

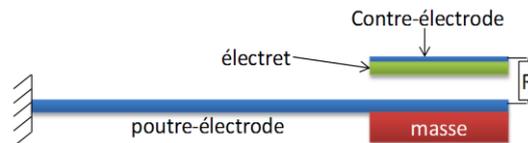


Figure I-40. Structure à base de cantilever [MIZ2003]

Quant aux systèmes à variation de surface, la première structure de ce type est apparue dès 2007. Elle a été développée par Sterken *et al.* de l'IMEC [STE2007]. Et, comme nous pouvons l'observer sur la figure I-41, l'électret est déposé en pleine plaque et polarise l'électrode mobile de la capacité variable (C_{var}). Le défaut majeur de ce prototype est l'ajout d'une capacité série (parasite), limitant la variation de capacité et l'efficacité du convertisseur.

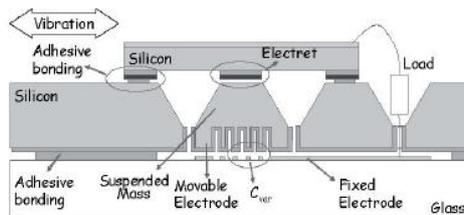


Figure I-41. Structure développée par l'IMEC [STE2007]

B. Structure à électrets texturés

La majeure partie des systèmes à électrets étudiés à l'heure actuelle utilise des électrets texturés et transforme l'énergie mécanique en énergie électrique à l'aide d'un convertisseur à variation de surface (type E.iv). La première structure de ce type date de 2006 et a été développée par l'université de Tokyo [TSU2006] (figure I-42).

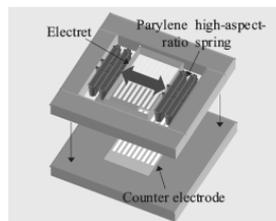


Figure I-42. Structure développée à l'Université de Tokyo [31]

De nombreuses autres structures de ce type ont suivi : [LO2008], [ZHA2008], [SAK2008], [EDA2009], [MIK2010], chacune d'entre elles cherchant à apporter une amélioration à la structure de base. Par exemple, Miki [MIK2010] a amélioré la structure en créant un système multiphase et en utilisant des effets non linéaires (figure I-43). L'utilisation d'un système à plusieurs phases permet notamment, à énergie convertie par unité de déplacement constante, de limiter les pics de la force électrostatique et ainsi d'éviter des problèmes de blocage de la masse mobile.

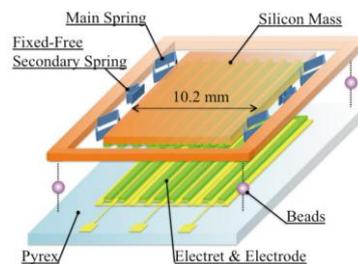


Figure I-43. Utilisation des effets non linéaires et du multiphasage dans un système de récupération d'énergie à électrets [MIK2010]

C. Structures mécaniques permettant de récupérer des vibrations ambiantes

Une autre difficulté rencontrée par les systèmes de récupération d'énergie est la fréquence de fonctionnement. En effet, nous avons vu que les fréquences des sources vibratoires présentes dans notre environnement sont généralement inférieures à 100 Hz. Ceci pose des problèmes techniques au niveau de la réalisation des structures et notamment des structures tout silicium (les facteurs de formes sont importants et les structures deviennent fragiles). Ainsi, afin de réduire les fréquences de résonance des systèmes de récupération d'énergie à base d'électrets, tout en gardant des dimensions compatibles avec l'intégration, des solutions comme l'utilisation de ressorts de maintien en parylène [SUZ2008] ont été développées (figure I-44). Une autre possibilité pour assurer le guidage est d'utiliser un système de type glissière à bille qui n'introduit pas d'effet de résonance. Naruse a déjà montré qu'un tel système pouvait fonctionner à très basses fréquences (<2 Hz) et permettait de produire jusqu'à 40 μ W [NAR2009] (figure I-45).

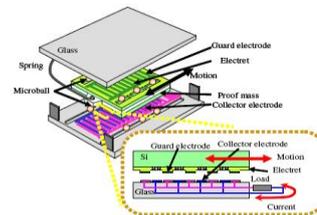
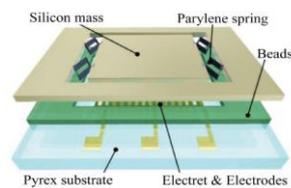


Figure I-44. Ressorts en parylène [SUZ2008] Figure I-45. Structure sur billes [NAR2009]

Le tableau I-9 récapitule les systèmes de récupération d'énergie à base d'électrets existant à l'heure actuelle dans l'état de l'art. Il a été difficile d'avoir accès aux volumes des différents systèmes de récupération d'énergie présentés dans le tableau I-9, c'est pourquoi le facteur de mérite utilisé est χ_s (facteur de mérite surfacique). Cependant, dans le cas des structures électrostatiques, nous avons approximativement $\chi_s = \chi_v$.

Tableau I-9. Systèmes de récupération d'énergie à électrets

Auteur	Référence	Vibrations Rotations	Surface Active	Potentiel de l'électret	Puissance	χ_s
Jefimenko	JEF1978	6000 tr/min	730 cm ²	500V	25 mW	5.94×10^{-8}
Tada	TAD1992	5000 tr/min	90 cm ²	363V	1,02mW	2.76×10^{-7}
Boland	BOL2003	4170 tr/min	0,8 cm ²	150V	25 μ W	1.47×10^{-4}
Mizuno	MIZ2003	—	—	—	—	—
Genda	GEN2003	1'000'000 tr/min	1,13 cm ²	200V	30,4 W	6.51×10^{-6}
Boland	BOL2005	1mm _{pp} @60Hz	0,12 cm ²	850V	6 μ W	3.73×10^{-2}
Tsutsumino	TSU2006	2mm _{pp} @20Hz	4 cm ²	1100V	38 μ W	4.79×10^{-2}
Lo	LO2007	2mm _{pp} @60Hz	4,84 cm ²	300V	2,26 μ W	8.72×10^{-5}
Sterken	STE2007	2 μ m _{pp} @500Hz	0,09 cm ²	100V	5 μ W	7.17×10^{-3}
Lo	LO2008	1mm _{pp} @50Hz	6 cm ²	1500V	17,98 μ W	3.87×10^{-3}
Omron	OMR2008	1,2mm _{pp} @20Hz	4 cm ²	700V	10 μ W	3.50×10^{-2}
Zhang	ZHA2008	2mm _{pp} @9Hz	4 cm ²	100V	0,13pW	1.80×10^{-9}
Yang	YAN2008	5 μ m _{pp} @560Hz	0,3 cm ²	400V	46,14pW	5.65×10^{-6}
Suzuki	SUZ2008	1mm@37Hz	2,33 cm ²	450V	0,28 μ W	9.56×10^{-5}
Okamoto	OKA2008	—@231Hz	—	3000V	0,5nW	2.76×10^{-7}
Sakane	SAK2008	—@20Hz	4 cm ²	640V	0,7 mW	2.45
Naruse	NAR2009	50mm _{pp} @2Hz	20mmx45mm	—	40 μ W	3.58×10^{-2}
Halvorsen	HAL2009	5,7 μ m _{pp} @596Hz	8mmx6mm	—	1 μ W	5.06×10^{-2}
Kloub	KLO2009	0,16 μ m _{pp} @1740Hz	6mmx7mm	25V	5 μ W	14.2
Edamoto	EDA2009	0.5mm@21Hz	18,5mmx16,5mm	600 V	12 μ W	6.97×10^{-2}
Miki	MIK2010	0,25mm _{pp} @63Hz	18,5mmx16,5mm	180V	1 μ W	5.37×10^{-3}
Honzumi	HON2010	18,7 μ m _{pp} @500Hz	1mmx1mm	52V	90 pW	3.32×10^{-5}

χ_s est faible pour ces systèmes ; nous retrouvons les mêmes ordres de grandeur que pour les autres systèmes électrostatiques (sans électrets). Néanmoins, des améliorations par rapport aux systèmes existants permettant d'obtenir de meilleurs résultats sont envisageables. Ces systèmes bénéficient de plus d'un fort potentiel d'intégration.

2. Les électrets

Dans cette section, nous nous intéressons aux électrets, aux techniques de chargement et aux matériaux généralement utilisés pour des raisons de stabilité et de quantité de charge implantable.

A. Définition

Les électrets sont des matériaux diélectriques qui présentent la propriété d'être dans un état de polarisation électrique quasi-permanent. Le terme d' 'électret' a été choisi par Heaviside en 1892 à cause de la ressemblance de ces matériaux avec les aimants (magnets) : l'électret peut en effet être considéré comme l'analogie de l'aimant mais dans le domaine électrostatique (**electrostatic magnet** → **electret**).

B. Historique

Bien que le terme d'électret soit apparu dès 1892, le premier électret ne fut fabriqué qu'en 1919 par Wentachi. En 1925, Eguchi développe une méthode permettant de fabriquer des électrets [EGU1925] à partir d'un mélange de 45% de cire de carnauba, 45% de résine de colophane et 10% de cire d'abeille. Le tout fut porté à la température de fusion (130°C) avant d'être refroidi en présence d'un fort champ électrique. Lorsque le mélange est liquide, les

molécules sont libres de se déplacer et donc de s'orienter selon la direction du champ électrique. Le champ est retiré lorsque le mélange a refroidi et les molécules polaires gardent leur orientation permettant d'obtenir une polarisation rémanente de l'ordre de 0.01 à 0.1 mC/m² et ceci pendant plusieurs années.

Dès 1928, les électrets vont être utilisés dans les microphones. En 1937, Nadjakov remplace la source de chaleur par une source lumineuse et donne le nom de photoélectrets (par opposition aux thermoélectrets) aux nouveaux électrets obtenus. En 1962, et à la suite du développement des polymères, Sessler et West proposent de fabriquer des électrets à partir de polymères (Téflons, Kapton,...).

Aujourd'hui, la recherche sur les électrets est encore très active et de nombreux matériaux tels que le CYTOP, le parylène-HT... ont été testés comme électrets et les résultats se sont montrés très encourageants. Les électrets issus des technologies silicium standards ont également été améliorés si bien que des électrets stables positifs et négatifs ont pu être obtenus.

C. Les différents types d'électrets

Il existe trois catégories d'électrets dont les caractéristiques dépendent de la technique d'implantation des charges [MIC1987]:

a) Les électrets dipolaires neutres

Ces électrets sont électriquement neutres. Ils sont obtenus par application d'un champ électrique intense lorsque le matériau est à la température de fusion, de façon à orienter les dipôles : c'est le principe qui fut utilisé avec les premiers électrets à la cire.

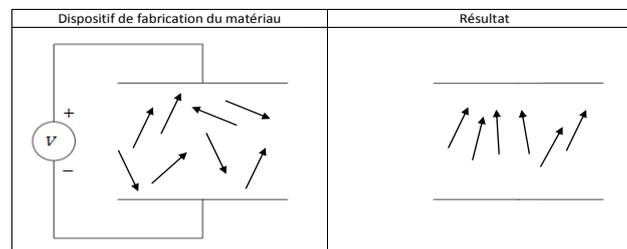


Figure I-46. Electrets dipolaires neutres

b) Electrets neutres à charges d'espace

Dans une première catégorie, des charges sont présentes dans le matériau mais avec une répartition aléatoire conduisant à une charge d'espace nulle. En apportant de l'énergie, par exemple thermique, les charges deviennent libres. En appliquant un champ électrique, elles se déplacent et viennent former des dipôles. Les charges accumulées sont de signes opposés aux charges des électrodes : on les appelle hétérocharges. Globalement, le matériau reste électriquement neutre.

Dans une seconde catégorie, des charges sont injectées dans le matériau grâce aux électrodes. Les charges accumulées aux bords du matériau sont de même signe que les charges des électrodes : on les nomme homocharges. Dans ce processus d'élaboration, il n'y a pas à apporter de l'énergie thermique au matériau.

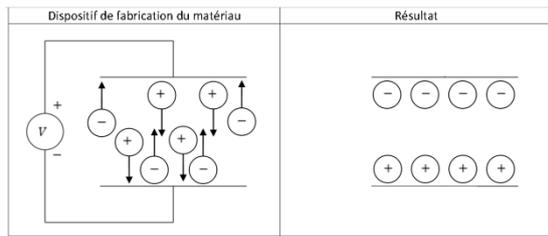


Figure I-47. Electrets neutres à charges d'espace – Hétérocharges

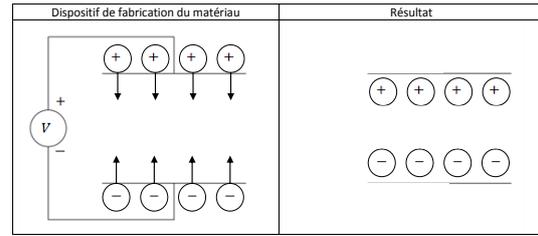


Figure I-48. Electrets neutres à charges d'espace – Homocharges

c) Electrets à excès de charge

La dernière possibilité pour polariser le matériau est de créer un excès de charge soit par décharge Corona, soit par implantation électronique ou ionique, d'autres techniques moins standards comme le contact humide [IKE 1981] existent également :

- La décharge Corona

C'est actuellement la méthode la plus utilisée dans l'industrie du fait de sa simplicité de mise en œuvre (figure I-49). En fait, l'effet Corona est une décharge électrique qui apparaît lorsque le champ électrique dépasse une certaine valeur mais avec des conditions insuffisantes pour permettre la création d'un arc électrique (loi de Peek). Il y a alors ionisation du milieu entourant le conducteur électrique et création d'un plasma. Les ions créés transfèrent leurs charges aux molécules environnantes de plus basse énergie.

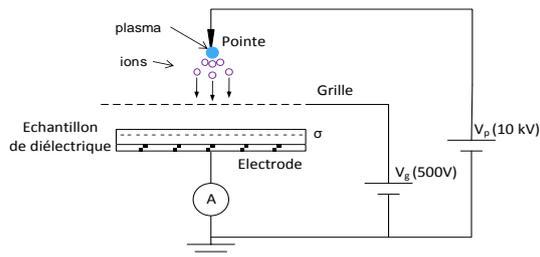


Figure I-49. Dispositif de décharge Corona

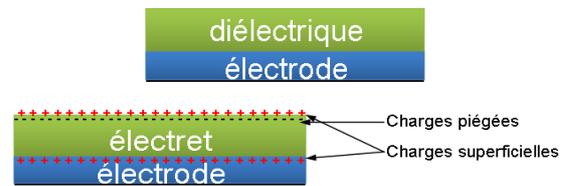


Figure I-50. Electrets à excès de charge obtenus par décharge Corona

Afin de créer une décharge Corona, il est commun d'utiliser une structure pointe-grille-plan, mais d'autres géométries peuvent être envisagées afin de limiter le rayon d'action de la décharge (pointe-cylindre-plan).

La décharge Corona est généralement réalisée sous air ambiant et peut être soit positive si la polarité de la pointe est positive soit négative dans le cas inverse. Ces deux techniques donnent des résultats différents en termes d'espèces chimiques générées, et de comportement du matériau dans lequel ces charges sont injectées.

- une décharge négative aura tendance à produire des ions hydratés $\text{CO}_4^-(\text{H}_2\text{O})_n$, $\text{OH}^-(\text{H}_2\text{O})_n$, $\text{O}^-(\text{H}_2\text{O})_n$, $\text{O}^{2-}(\text{H}_2\text{O})_n$
- une décharge positive aura tendance à produire des ions hydratés $\text{N}^{2+}(\text{H}_2\text{O})_n$, $\text{N}^+(\text{H}_2\text{O})_n$, $\text{H}_3\text{O}^+(\text{H}_2\text{O})_n$

Une grille est ajoutée afin de contrôler le potentiel de surface et d'homogénéiser la charge (Principe Corona triode). Un ampèremètre peut permettre de vérifier que la décharge se produit et de déterminer le moment où la décharge est terminée (courant nul)

- L'implantation électronique

L'utilisation d'un canon accélérateur (à ions ou à électrons) pour accélérer des particules chargées (ions ou électrons) vers la surface d'un échantillon de diélectrique permet également de fabriquer des électrets. Les électrons viennent se placer à une profondeur r de la surface en fonction de leur énergie cinétique.

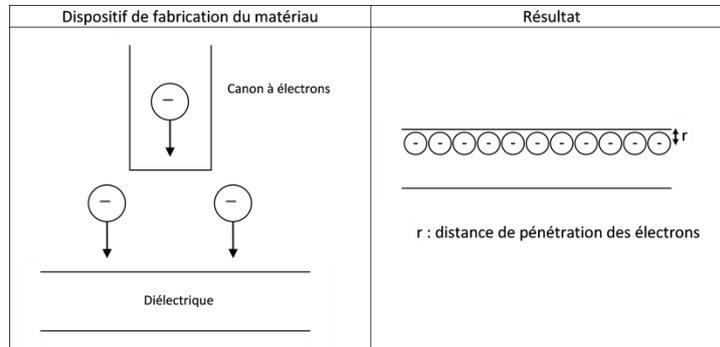


Figure I-51. Electrets à excès de charge obtenus par implantation électronique

- Le contact liquide

Bien que cette technique ne soit pas standardisée contrairement à la décharge Corona et à l'implantation électronique, elle donne des résultats néanmoins intéressants. L'échantillon de diélectrique destiné à devenir un électret est couvert d'une électrode en face arrière mise à la masse. En face de cet échantillon est placée une électrode en platine recouverte de coton et imbibé d'une solution électrolytique. Le tout est mis en contact avec la surface du diélectrique et soumis à une forte tension. Au bout de quelques minutes, l'électrode est progressivement retirée tout en maintenant la tension. La surface de l'électret reste chargée (figure I-52).

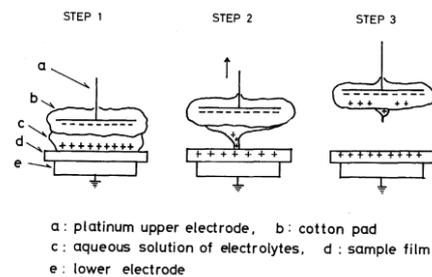


Figure I-52. Electrets à excès de charge obtenus par contact liquide [IKE1981]

d) Schéma équivalent d'un électret

Utilisé en électronique, le film d'électret de surface S possède un schéma électrique équivalent assez simple, qui peut se mettre sous la forme d'une capacité et d'un générateur de tension placés en série. De plus, si les charges restent piégées à la surface (figure I-53), il est possible d'exprimer le potentiel de surface de l'électret (V) à partir de la densité surfacique de charges injectées (σ) en appliquant les théorèmes de Gauss.

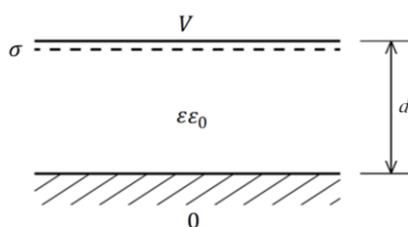


Figure I-53. Film électret

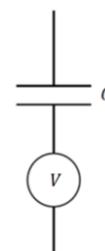


Figure I-54. Schéma électrique équivalent

$$V = \frac{\sigma d}{\epsilon \epsilon_0} \quad (\text{I-6})$$

Avec, d l'épaisseur de diélectrique, ϵ la permittivité relative du diélectrique et ϵ_0 la permittivité diélectrique du vide.

e) Matériaux utilisés et propriétés

De nombreux diélectriques ont été utilisés pour fabriquer des électrets : les polymères, l'oxyde de silicium, ... Les densités surfaciques de charge maximales qui ont été observées jusqu'à ce jour sont de 10 mC/m^2 avec des durées de vie estimées à plusieurs centaines d'années dans certains cas. Il n'existe pas de moyen théorique permettant de déterminer la durée de vie des électrets et il n'est toujours pas possible d'expliquer pourquoi certains matériaux conservent leurs charges (certains plus de 400 ans selon les publications) et d'autres non, bien que des paramètres évident comme les coefficients de pertes diélectriques ($\tan \delta$) entrent en jeu. Le graphique I-55 présente l'évolution du potentiel de surface d'électrets fabriqués à partir de matériaux différents et montre également que tous les matériaux ne réagissent pas de la même façon en matière de densité surfacique de charge. Il semble par exemple que le Téflon soit tout particulièrement bien adapté pour créer des électrets stables, tout comme l'oxyde de silicium.

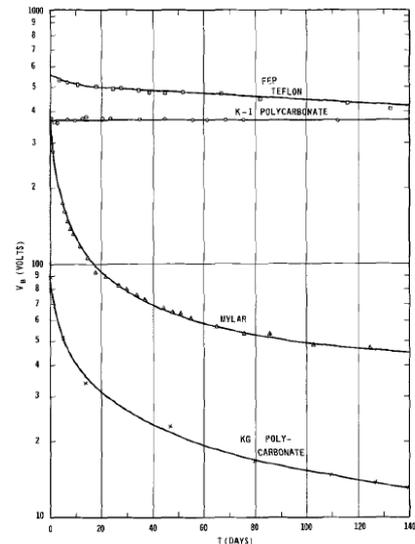


Figure I-55. Courbes de décroissance de potentiel pour différents polymères [SES1998]

Des recherches plus poussées en matériaux ont permis d'obtenir des électrets à partir de polymères moins connus tels que le CYTOP ou le parylène, et qui présentent une grande stabilité à des densités surfaciques de charge relativement élevées ($\sim 2 \text{ mC/m}^2$).

Par ailleurs, les propriétés d'électrets de nombreux matériaux ont été testées. Le tableau I-10 présente les matériaux qui semblent fonctionner le mieux. Ce tableau n'est évidemment pas exhaustif vu le nombre de publications sur le sujet. De plus, il ne présente pas tous les traitements thermiques ni tous les traitements de surface qui ont permis d'aboutir à une bonne tenue des charges ; il donne les meilleurs résultats obtenus dans les publications jusqu'à présent.

Tableau I-10. Matériaux possédant de bonnes propriétés d'électrets

Matériau	Publication	Stabilité	Potentiel de surface	Epaisseur
SiO ₂	GUN89	>350 jours	-353 V	1 μm
SiO ₂ /Si ₃ N ₄	LEO06	120 ans	250 V	500nm/100nm
Téflon PTFE	KOT08	-4% /an		1,52 mm
Téflon FEP	KOT08	-1 % / an		127 μm
Téflon AF	GUN93	-3% en 6 semaines	-85 V	1,6 μm
CYTOP CTL-M	SAK08	>4000 heures	-550 V	15 μm
Parylène HT	LO08	moyenne	-650 V	7.32 μm
PFCB	SCH99	bonne	- 300 V	5 → 15 μm
TOPAS	SES97	>400 jours	500 V	24μm
PTFE speedfilm	SCH00	bonne	- 180 V	2 μm

Conclusion

Nous avons dressé un bilan des systèmes de récupération d'énergie à électrets et nous les avons situés en termes d'application dans l'ensemble des systèmes de récupération d'énergie. Nous avons ainsi présenté l'intérêt de ces structures pour les applications dans le domaine du transport, de l'industrie et de la santé. La faisabilité de ces systèmes est démontrée mais il reste encore beaucoup de travail pour maximiser la puissance de sortie. Le but du chapitre suivant est de travailler sur une modélisation et sur une optimisation des structures de récupération d'énergie vibratoire à électrets, qui nous permettra notamment de déterminer nos besoins 'matériaux' (potentiel de surface, épaisseur, pas de texturation...).

Chapitre II. Structures de récupération d'énergie à électrets – Théorie

Modélisations mécaniques et électrostatiques des systèmes
de récupération d'énergie à électrets – Structures de
récupération d'énergie pour les vibrations ambiantes –
Optimisations

Introduction

Notre but dans ce chapitre est de maximiser la puissance de sortie des systèmes de récupération d'énergie vibratoire à électrets. Cette optimisation nécessite une première étape de modélisation. Dans un premier temps, nous développons le modèle mécanique des structures de récupération d'énergie vibratoire puis le modèle du convertisseur électrostatique pour finalement nous intéresser au système complet (couplage mécanique-électrostatique). Puis, une étude des solutions de base possibles pour la récupération d'énergie, nous permet de déduire la structure la mieux adaptée aux vibrations ambiantes. Cette structure est finalement optimisée pour maximiser la puissance de sortie à l'aide d'un modèle analytique et d'un modèle par éléments finis. Ceci nous permettra de définir nos besoins en termes de matériaux et de structure.

PARTIE 1. MODELISATION DES STRUCTURES MECANIQUES RESONANTES – MODELE DE WILLIAM & YATES

La première partie de cette étude théorique porte sur la modélisation de la structure de récupération d'énergie à électrets à l'aide d'un modèle standard et générique, celui de William et Yates. Ce modèle théorique permet de déterminer la puissance théoriquement récupérable par un système de récupération d'énergie vibratoire en considérant un convertisseur générique et parfait : il donne les mêmes résultats, que le système soit piézoélectrique, électromagnétique ou électrostatique (avec ou sans électrets). Il constitue ainsi une excellente référence et peut donc être à la base de figures de mérite permettant de comparer des systèmes de récupération d'énergie vibratoire entre eux. Notre figure de mérite $\alpha_{w\&y}$ est par ailleurs liée à ces résultats théoriques.

1. Modèle de base : Masse-Ressort-Frottement

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I (tableau I-2), les vibrations ambiantes sont généralement de faibles amplitudes et de basses fréquences ($50\mu\text{m}_{pp}@50\text{Hz}$). Afin d'augmenter artificiellement l'amplitude des vibrations perçues par le système de récupération d'énergie et augmenter ainsi la puissance de sortie, il est courant d'utiliser des systèmes mécaniques résonants. Ces systèmes peuvent généralement être modélisés par une structure de type masse-ressort-frottement. Ce modèle, présenté par Williams et Yates [WIL1995], permet notamment de déterminer la puissance maximale théorique récupérable d'un système de récupération d'énergie vibratoire à partir des paramètres du système et des caractéristiques des vibrations ambiantes (fréquence, amplitude).

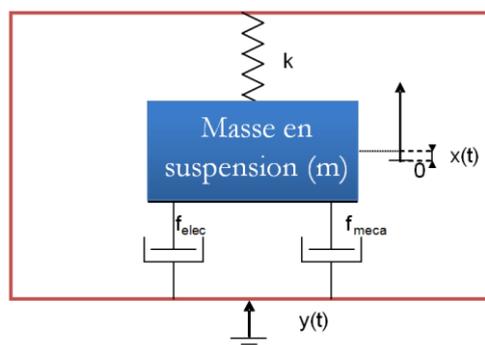


Figure II-1. Modèle de base des structures résonantes de récupération d'énergie

Le système est composé d'une masse mobile m reliée à un bâti par un ressort k . Le bâti est soumis à des vibrations $y(t)$ du milieu ambiant. Les vibrations du milieu ambiant $y(t)$ induisent un déplacement relatif $x(t)$ de la masse mobile m par rapport au cadre. Une partie de l'énergie cinétique de la masse mobile est perdue du fait de l'amortissement mécanique ($f_{méca}$) tandis que l'autre partie est convertie en électricité, ce qui est modélisé par un amortissement électrique (f_{elec}). Ces deux forces sont généralement représentées par des amortissements visqueux : $f_{elec} = b_e \dot{x}$ et $f_{méca} = b_m \dot{x}$ dans le modèle de William et Yates.

2. Comportement du système face à une vibration de la forme $y(t) = Y \sin(2\pi ft)$

A partir du modèle présenté figure II-1, et en appliquant la seconde loi de Newton (principe fondamental de la dynamique), il est possible de déterminer la puissance maximale théoriquement récupérable par un système de récupération d'énergie vibratoire de type masse-ressort-frottement :

A. Application du principe fondamental de la dynamique

D'après le principe fondamental de la dynamique :

$$m\vec{a} = \sum \vec{F}_{ext} \quad (II-1)$$

$$\ddot{x} + \frac{(b_e + b_m)}{m} \dot{x} + \frac{k}{m} x = -\ddot{y} \quad (II-2)$$

$$\text{Puis, en posant : } \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad b_e = 2m\zeta_e \omega_0 \quad b_m = 2m\zeta_m \omega_0 \quad (II-3)$$

La pulsation de résonance du système vaut : $\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2(\zeta_e + \zeta_m)^2}$

D'où : $\ddot{x} + 2(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0 \dot{x} + \omega_0^2 x = -\ddot{y}$

ζ_m et ζ_e sont alors les coefficients d'amortissement des forces mécanique et électrique.

En supposant que les vibrations ambiantes sont sinusoïdales : $y(t) = Y \sin(\omega t)$

$$\underline{X} = \frac{Y\omega^2}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 2j\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0} \quad (II-4)$$

$$x(t) = \alpha \cos\left(\left[\omega_0 \sqrt{1 - (\zeta_e + \zeta_m)^2}\right]t + \psi\right) \cdot e^{-\lambda\omega_0 t} + \frac{Y\omega^2 \cos(\omega t + \varphi)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0)^2}} \quad (II-5)$$

En régime permanent :

$$x(t) = \frac{Y\omega^2 \cos(\omega t + \varphi)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0)^2}} = \frac{Y\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \cos(\omega t + \varphi)}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + \left(2\frac{\omega}{\omega_0}(\zeta_e + \zeta_m)\right)^2}} \quad (II-6)$$

La force électrostatique vaut alors :

$$f_{elec}(t) = b_e \dot{x}(t) = -\frac{Y\omega^3 b_e}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0)^2}} \sin(\omega t + \varphi) \quad (II-7)$$

Et la puissance instantanée :

$$p(t) = f_{elec}(t)\dot{x}(t) = \frac{Y^2 \omega^6 b_e}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0)^2} \sin^2(\omega t + \varphi) \quad (\text{II-8})$$

La puissance moyenne de sortie est obtenue grâce à :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{2} \left[\frac{Y^2 \omega^6 b_e}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\omega(\zeta_e + \zeta_m)\omega_0)^2} \right] = \frac{mY^2 \zeta_e \omega_0^3 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^6}{\left[2(\zeta_e + \zeta_m)\frac{\omega}{\omega_0}\right]^2 + \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2} \quad (\text{II-9})$$

En négligeant l'amortissement mécanique, il est possible de représenter la puissance de sortie et le déplacement maximal de la masse mobile en fonction de la pulsation réduite

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} :$$

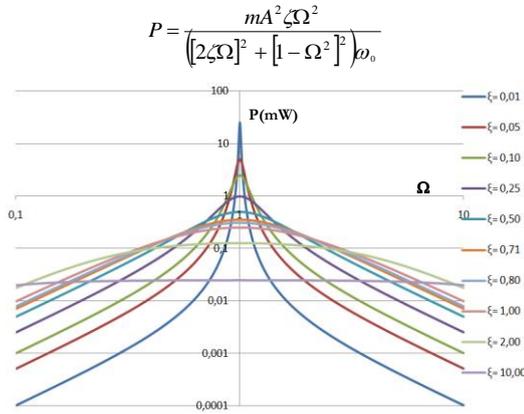


Figure II-2. Puissance de sortie en fonction de Ω et de ξ_e ($\xi_m=0$)

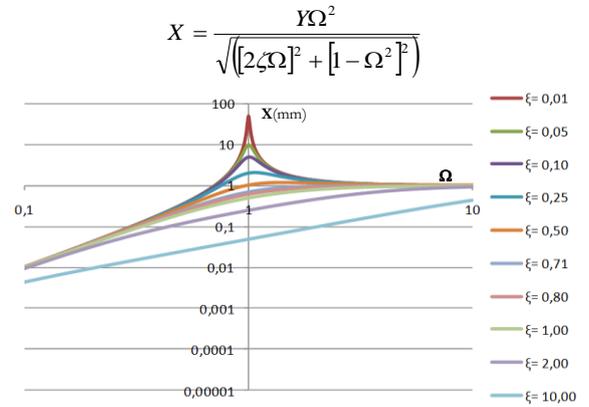


Figure II-3. Déplacement de la masse mobile en fonction de Ω et de ξ_e ($\xi_m=0$)

La puissance de sortie du système de récupération d'énergie dépend donc fortement de l'amortissement et de la valeur de la pulsation réduite Ω .

B. Puissance maximale théorique

Nous pouvons tout d'abord montrer que le maximum de puissance de sortie pour une vibration donnée est obtenue pour $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = 1$:

En effet, en posant $Y = \frac{A}{\omega^2}$, et d'après (II-9) :

$$P = \frac{mA^2 \xi_e}{\omega_0} \left(\frac{\Omega^2}{4(\xi_e + \xi_m)^2 \Omega^2 + (1 - \Omega^2)^2} \right) \quad (\text{II-10})$$

Le maximum de puissance en fonction de Ω est obtenu lorsque :

$$\frac{\partial P}{\partial \Omega} = 0 \Rightarrow \Omega^4 = 1 \Rightarrow \Omega = 1 \quad (\text{II-11})$$

D'où, en se plaçant à la fréquence propre du système, il vient :

$$P = \frac{mA^2 \zeta_e}{4(\zeta_e + \zeta_m)^2 \omega_0} \quad (\text{II-12})$$

Ainsi, alors que le maximum d'amplitude relative apparaît à la fréquence de résonance, le maximum de puissance apparaît à la fréquence propre du système.

Il apparaît de plus que la puissance moyenne du système de récupération d'énergie est fortement dépendante de la valeur de l'amortissement électrique. En effet, par exemple, si $\zeta_e = 0$, la puissance de sortie vaut 0 ; de même si ζ_e est trop grand. Il existe donc un optimum pour la valeur de ζ_e permettant de maximiser l'extraction d'énergie.

$$\left[\frac{\partial P}{\partial \zeta_e} = \frac{mA^2 \left((\zeta_e + \zeta_m)^2 - 2\zeta_e(\zeta_e + \zeta_m) \right)}{4\omega_0 (\zeta_e + \zeta_m)^4} \right] \Rightarrow \left[\frac{\partial P}{\partial \zeta_e} = 0 \Rightarrow \zeta_e = \zeta_m \right] \quad (\text{II-13})$$

La puissance récupérée est donc maximisée lorsque $\omega = \omega_0$ et $\zeta_e = \zeta_m$ et vaut :

$$P_{W\&Y} = \frac{mA^2 Q}{8\omega_0} \quad (\text{II-14})$$

avec $Q = \frac{1}{2\zeta_m}$, le facteur de qualité mécanique de la structure.

$P_{W\&Y}$ est donc la puissance maximale théorique que peut extraire un système de récupération d'énergie soumis à une vibration du type $y(t) = Y \sin(2\pi ft)$, en supposant que les amortissements mécanique et électrique sont visqueux (et qui reste une bonne approximation pour les autres types d'amortissement en terme de maximum théorique).

C. Paramètres influant $P_{W\&Y}$ et facteur de mérite $\alpha_{W\&Y}$

$P_{W\&Y}$ est donc un résultat indépendant du type du convertisseur choisi pour la conversion mécanique/électrique (piézoélectrique, électrostatique, électromagnétique). Il apparaît tout d'abord que :

- $P_{W\&Y}$ est proportionnel à la masse mobile
- $P_{W\&Y}$ n'est pas proportionnel à la valeur de l'accélération mais à l'accélération au carré divisée par la fréquence (il est donc difficile de parler de puissance récupérée par G d'accélération)
- $P_{W\&Y}$ est proportionnel au facteur de qualité mécanique, paramètre lié à la structure et variant généralement entre 10 (structure macroscopique) et 200 (structure en silicium).

$P_{W\&Y}$ est un moyen simple de prédire, assez précisément, à partir de mesures des vibrations ambiantes, la puissance maximale que l'on pourra récupérer par gramme de masse mobile (limite théorique).

Finalement, $P_{W\&Y}$ est donc une valeur intéressante dans la récupération d'énergie et valide notre figure de mérite $\alpha_{W\&Y}$:

$$\alpha_{W\&Y} = \frac{P}{P_{W\&Y}} \quad (\text{II-15})$$

Où P est la puissance récupérée par le système de récupération d'énergie vibratoire, faisant d' $\alpha_{W\&Y}$ un facteur de mérite permettant de comparer des systèmes de récupération d'énergie différents, fonctionnant avec des paramètres différents.

Les résultats présentés précédemment ne sont valables que pour une vibration de la forme $y(t) = Y \sin(2\pi ft)$. Il est cependant rare d'observer une source vibratoire ambiante dont le spectre en fréquence est limité à une seule raie. Il peut donc être intéressant de regarder l'impact d'une vibration réelle sur les systèmes de récupération d'énergie vibratoire.

3. Application à une vibration réelle - Optimisation des paramètres

Le modèle précédent est appliqué à une vibration réelle et nous cherchons à optimiser les différents paramètres mécaniques en considérant une nouvelle fois notre modèle générique.

A. Exemples de systèmes vibratoires

Nous avons vu que, dans notre environnement, de nombreux phénomènes peuvent être des sources d'énergie vibratoire : voitures, machines, humain, bâtiment... Les graphiques II-4 et II-6 présentent deux exemples de sources : le battement d'un cœur et les vibrations obtenues à la surface d'un câble électrique dans lequel circule un fort courant alternatif.

a) Exemple d'un cœur (projet HBS)

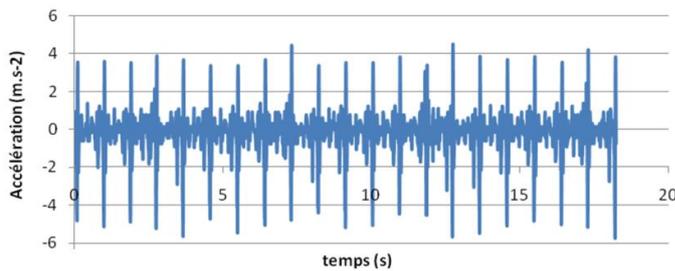


Figure II-4. Accélération temporelle sur un cœur

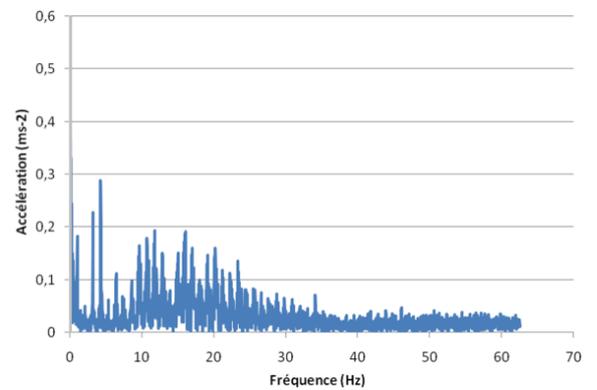


Figure II-5. Spectre en fréquence associé

b) Câble électrique dans lequel circule un fort courant AC (projet SAMEE)

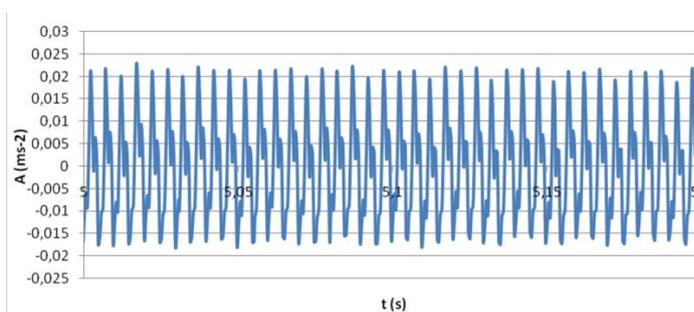


Figure II-6. Accélération temporelle sur un câble électrique

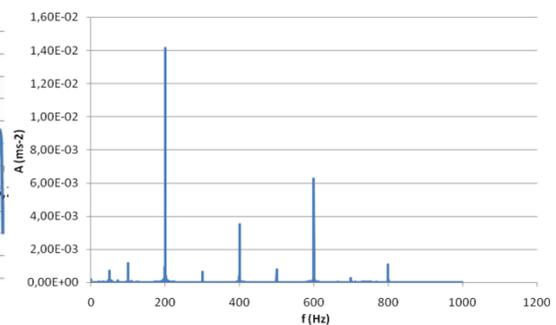


Figure II-7. Spectre en fréquence associé

Comme nous pouvons le remarquer, ces deux environnements possèdent un spectre en fréquence qui n'est pas limité à une seule raie (figures II-5 et II-7). La réponse du système ne

peut plus être calculée analytiquement et il est nécessaire de passer à une résolution numérique, ce qui sera fait sous Matlab/Simulink.

B. Modélisation Matlab/Simulink

Il s'agit de résoudre l'équation différentielle $\ddot{x} + ((b_e + b_m)/m)\dot{x} + (k/m)x = -\ddot{y}$ en utilisant directement l'accélération des vibrations \ddot{y} mesurée au niveau de la source par un accéléromètre. Les données sont les paramètres du système (b_e , b_m , k , m) ainsi que les points échantillonnés de l'accélération obtenus grâce à un accéléromètre (notés *Acc* dans le modèle Simulink).

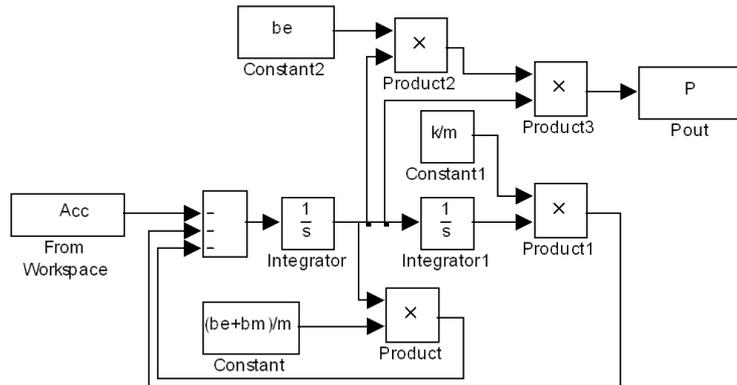


Figure II-8. Modèle Simulink permettant de déterminer la puissance de sortie du système de récupération d'énergie

Ce modèle permet d'observer la réaction du système de récupération d'énergie à la source de vibrations, d'estimer la puissance de sortie et d'optimiser les différents paramètres de façon à maximiser la puissance de sortie.

C. Recherche de la puissance moyenne récupérable en fonction de la fréquence propre du système et optimisation de l'amortissement électrostatique

La première étape de l'optimisation est la recherche de la fréquence propre optimale. Les graphiques II-9 et II-10 présentent la puissance récupérable en fonction de la fréquence propre pour les deux sources présentées précédemment. A chaque fois, nous prenons différentes valeurs pour l'amortissement électrostatique (ξ_e).

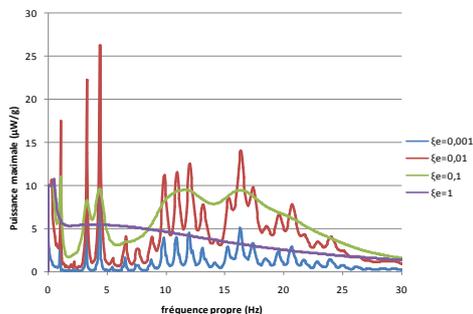


Figure II-9. Puissance de sortie en fonction de la fréquence propre du système et de l'amortissement électrostatique (cas du cœur)

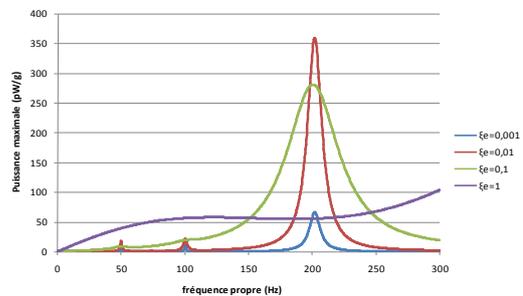


Figure II-10. Puissance de sortie en fonction de la fréquence propre du système et de l'amortissement électrostatique (cas du câble)

Les figures précédentes montrent également les effets de l'amortissement électrostatique sur l'énergie récupérée. Pour maximiser la puissance de sortie, il est nécessaire de choisir, pour

une vibration donnée, la meilleure fréquence propre et le meilleur amortissement. Ainsi, si l'amortissement est trop faible, la masse n'est pas freinée et peu d'énergie est convertie ; réciproquement, si l'amortissement est trop fort, la masse est fortement freinée et au final, peu d'énergie sera convertie.

Le système de conversion mécanique/électrique du système étudié dans cette partie a été choisi de type électrostatique à électret en raison de son fort potentiel d'intégration. Nous nous intéressons à présent aux principes de cette conversion. Dans un premier temps, nous développons un modèle générique des systèmes de récupération d'énergie à électrets.

PARTIE 2. RECUPERATION D'ENERGIE A ELECTRETS – MODELE GENERIQUE

Dans cette partie, nous développons le modèle de la récupération d'énergie à électrets, en partant du modèle mécanique utilisé dans la partie précédente et en y ajoutant les effets du convertisseur électrostatique. Le modèle présenté ci-après est qualifié de « générique » car il peut être appliqué à n'importe quel type de structure : in-plane (dans le plan), out-of-plane (hors plan),... Nous présentons également un modèle électrique équivalent permettant une résolution sous le logiciel de simulation Spice du système d'équations différentielles modélisant les structures de récupération d'énergie vibratoire à électrets.

1. Principe général

L'électret sert de source de polarisation permanente dans les structures de conversion électrostatiques et évite ainsi la phase de polarisation électrique dans le cycle de fonctionnement. Le système peut alors démarrer sans énergie initiale. Si, en électromagnétique, le déplacement d'un aimant par rapport à une bobine induit dans cette bobine un courant lorsqu'elle est connectée à une charge électrique, le déplacement d'un électret par rapport à des électrodes induit sur ces électrodes des variations d'influence et une circulation de courant entre ces électrodes si elles sont reliées par une charge électrique.

Dans le système que nous nous proposons d'étudier, l'électret a une charge fixe implantée Q_i et est déposé sur une électrode. Une contre-électrode est placée en face et est espacée d'un gap d'air. Pour des raisons d'influence électrostatique et de conservation des charges, Q_i est égal à $Q_1 + Q_2$ à tout instant, Q_1 étant la charge présente sur l'électrode et Q_2 la charge sur la contre-électrode.

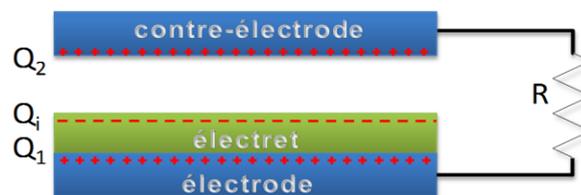


Figure II-11. Système en position initiale

Les vibrations du milieu ambiant induisent un déplacement de la contre-électrode par rapport à l'électrode (par exemple, la contre-électrode se déplace parallèlement à l'électrode) et la valeur de la capacité entre l'électrode et la contre-électrode change. Les charges présentes à la surface de la contre-électrode et de l'électrode se réorganisent en passant par la résistance de charge R . Il y a circulation de charges dans une résistance et donc apparition d'une tension à ses bornes. Ainsi, lorsque la contre électrode s'écarte de sa position initiale un courant circule de la contre-électrode vers l'électrode (figure II-12). Inversement, lorsque la contre-électrode

revient vers sa position initiale, les charges partent de l'électrode pour se rendre à la contre-électrode, et le courant circule de l'électrode vers la contre-électrode (figure II-13).

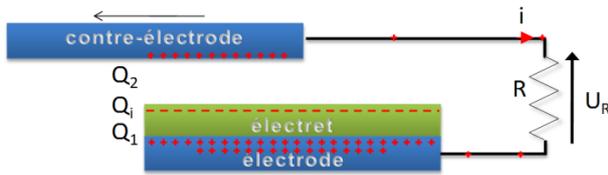


Figure II-12. La contre-électrode s'écarte

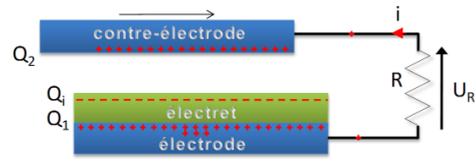


Figure II-13. La contre-électrode se rapproche

Il s'agit bien d'un convertisseur d'énergie transformant un déplacement mécanique en une puissance électrique. L'objectif est à présent de développer le système d'équations qui régit ce type de structure de récupération d'énergie, ce qui nous permettra par la suite d'optimiser les différents paramètres de la structure (géométrie, résistance, potentiel de surface) afin de maximiser l'extraction d'énergie.

2. Mise en équation de la partie électrostatique

A. Modèle équivalent de la capacité variable polarisée par un électret

La partie électrostatique de la structure de récupération d'énergie à électrets peut être modélisée par une capacité variable qui reste polarisée, grâce à l'utilisation de l'électret. Cette dernière peut être simplement représentée par une capacité variable C en série avec une source de tension continue de valeur V , qui est en fait le potentiel de surface de l'électret (figure II-14). Nous rappelons que $V = \frac{\sigma d}{\epsilon \epsilon_0}$ avec σ la densité surfacique de charge, d l'épaisseur de la couche d'électret, ϵ la permittivité relative du diélectrique et ϵ_0 la permittivité diélectrique du vide.

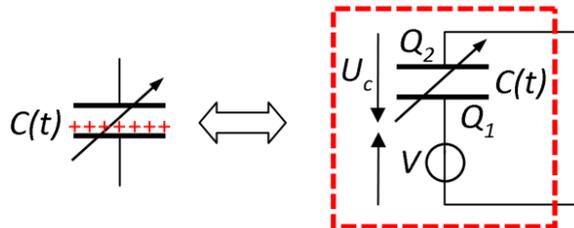
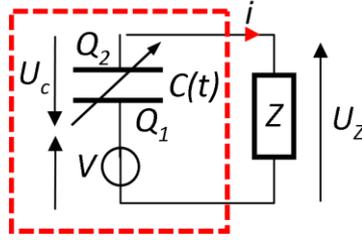


Figure II-14. Modèle équivalent de la capacité variable polarisée

Ce modèle équivalent simplifie l'étude de la partie électrostatique en nous permettant d'appliquer les lois de Kirchhoff à un circuit électrique simple.

B. Ajout d'une charge électrique (Z) aux bornes de la structure – Cas général

Les lois des mailles et des nœuds nous donnent les équations régissant le courant et la tension aux bornes de la charge Z .


 Figure II-15. Ajout d'une charge Z

Nous obtenons ainsi :

$$\begin{cases} V = U_c + U_z = \frac{Q_2}{C(t)} + U_z \\ i = \frac{dQ_2}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

Pour dimensionner et optimiser notre système de récupération d'énergie, nous allons étudier une charge simple : la résistance.

C. Cas simple d'une charge résistive (R) – Prise en compte des capacités parasites C_{par}

La résistance est la charge la plus simple (en termes de modélisation) que nous pouvons placer aux bornes de notre système de récupération d'énergie. Cependant, notre structure étant capacitive, les capacités parasites peuvent avoir une influence non négligeable sur le comportement du système. C'est la raison pour laquelle la charge étudiée ici est composée d'une résistance R en parallèle avec une capacité parasite C_{par}

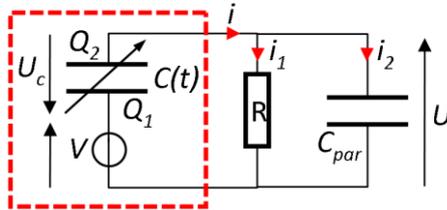


Figure II-16. Charge résistive avec prise en compte des capacités parasites

De la même façon que précédemment, en appliquant les lois de Kirchhoff, il est possible de montrer que :

$$\frac{dQ_2}{dt} = \frac{1}{\left(1 + \frac{C_{par}}{C(t)}\right)} \left(\frac{V}{R} - Q_2 \left(\frac{1}{RC(t)} - \frac{C_{par}}{C(t)^2} \frac{dC(t)}{dt} \right) \right) \quad (\text{II-17})$$

Il est cependant difficile de déterminer les capacités parasites avant la fabrication du système de récupération d'énergie. Pour les optimisations des structures présentées ci-après, nous prendrons le cas particulier $C_{par}=0$ (la capacité parasite est négligeable devant la capacité de la structure et devant la charge résistive). L'équation différentielle qui régit la partie électrostatique devient alors :

$$\frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \frac{Q_2}{RC(t)} \quad (\text{II-18})$$

3. Modélisation du système dans le cas d'une charge résistive

Le système complet prenant en compte la partie mécanique et la partie électrostatique est présenté figure II-17 :

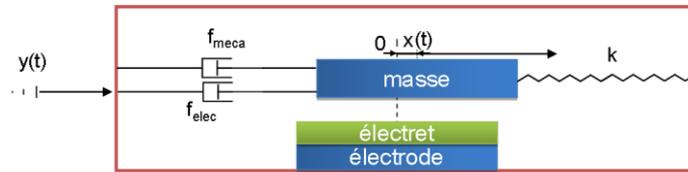


Figure II-17. Modélisation du système complet

Le couplage entre la partie mécanique et la partie électrostatique est obtenu grâce à la force électrostatique f_{elec} , dérivée de l'énergie électrostatique W_e par rapport au déplacement x .

$$f_{elec} = \frac{\partial}{\partial x} (W_e) = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{Q_2^2}{2C(t)} \Big|_{x=cst} \right) = - \frac{Q_2^2}{2C^2(t)} \frac{dC}{dx} \quad (II-19)$$

Ainsi, le système complet débitant dans une charge résistive est résolu par le système d'équations différentielles couplées suivant :

$$\begin{cases} \frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \frac{Q_2}{RC(t)} \quad (\text{électrostatique}) \\ m\ddot{x} + b_m\dot{x} + kx - \frac{Q_2^2}{2C^2(t)} \frac{dC}{dx} = -m\ddot{y} \quad (\text{mécanique}) \end{cases} \quad (II-20)$$

Ce système d'équations différentielles a été réécrit sous Matlab/Simulink dans le but de procéder à des optimisations.

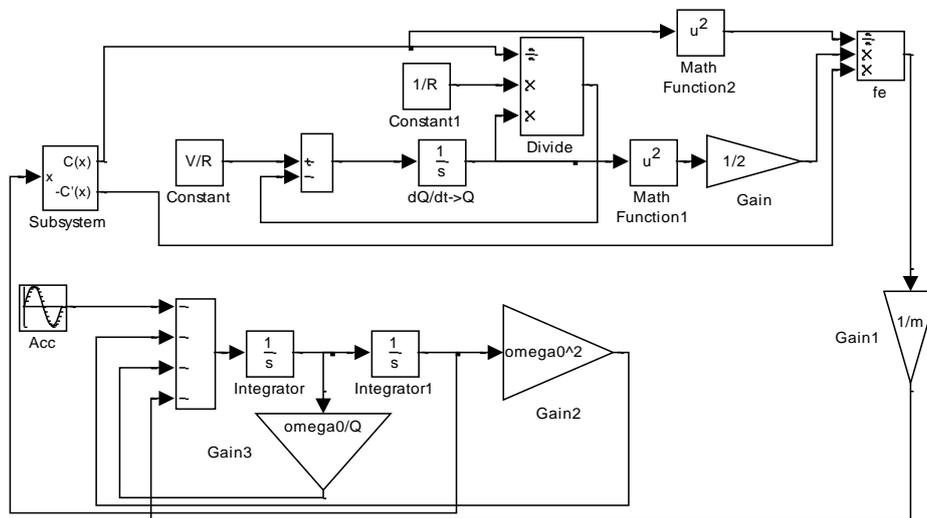


Figure II-18. Modèle Simulink – Charge résistive

Le système d'équations différentielles est simple à écrire sous forme de schémas blocs dans le cas d'une charge résistive. Dans le cas d'une charge plus complexe, il faut passer à un modèle électrique équivalent pouvant être facilement résolu sous Spice.

4. Cas général – Schéma électrique équivalent – Modèle Spice

Nous présentons dans cette partie une autre façon d'écrire le système d'équations couplées. Les parties mécaniques et électrostatiques sont totalement modélisées sous forme de schémas électriques équivalents, ce qui permet une résolution sous Spice et surtout l'utilisation de charges plus complexes que la résistance (capacités, inductances, pont de diodes, convertisseurs DC/DC ...).

A. Cas général – Réécriture des équations différentielles sous forme électrique

a) Réécriture de l'équation mécanique

Le système masse-ressort-frottement présenté au début du chapitre peut être modélisé par un circuit électrique équivalent qui peut simplifier sa résolution sous Spice par exemple.

En s'intéressant au circuit électronique présenté figure II-19, il est possible de montrer, en appliquant la loi des mailles ($m-b_m-1/k-f_{elec}$) que le courant \dot{x} satisfait l'équation différentielle :

$$m \frac{d}{dt}(\dot{x} + \dot{y}) + b_m \dot{x} + \frac{1}{1/k} \int \dot{x} dt + f_{elec} = 0 \Rightarrow m\ddot{x} + b_m \dot{x} + kx + f_{elec} = -m\ddot{y} \quad (II-21)$$

Cette équation électrique est en fait l'équation mécanique que nous avons développée précédemment.

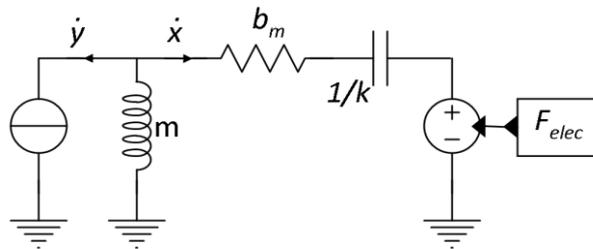


Figure II-19. Modèle électrique équivalent du système mécanique

b) Modèle électrique équivalent du système global

De la même façon, il est possible d'obtenir un schéma électrique équivalent de tout le système de récupération d'énergie (figure II-20) en ajoutant le convertisseur électrostatique au circuit électrique précédent. Le « couplage » entre les deux parties est obtenu à l'aide de sondes de tension.

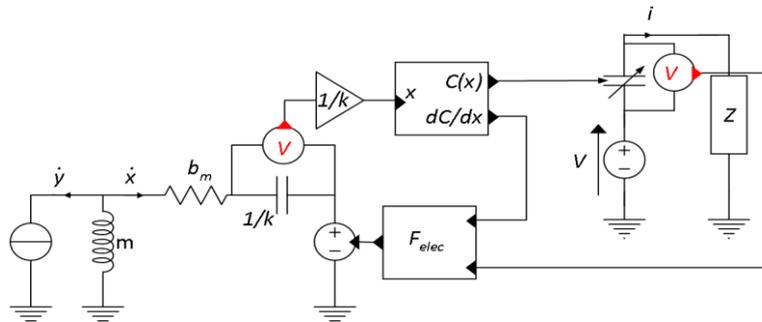


Figure II-20. Modèle électrique équivalent du système global

B. Cas général – Réécriture des équations différentielles sous Spice

Le circuit purement électrique présenté précédemment peut être alors implémenté sous Spice. Nous présentons ci-dessous les circuits électroniques couplés permettant de modéliser totalement le système de récupération d'énergie à électrets.

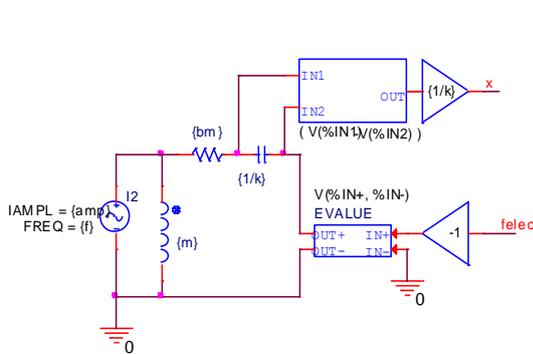


Figure II-21. Système mécanique

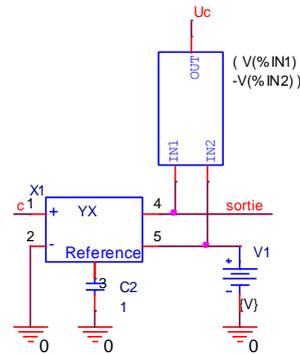


Figure II-22. Système électrostatatique

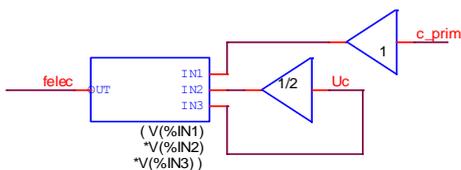


Figure II-23. Couplage par f_{elec}

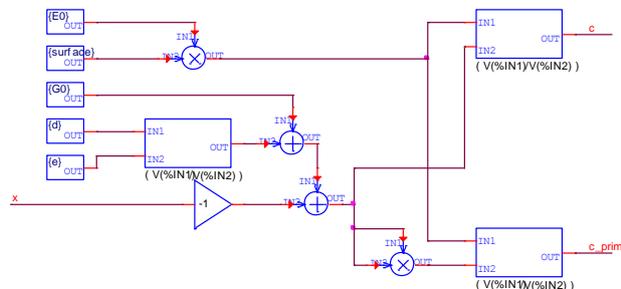


Figure II-24. Calcul de C et C' à partir de x

Il est cependant difficile de développer des procédés d'optimisation sous Spice, c'est pourquoi dans la suite nous nous concentrerons sur le modèle Matlab, néanmoins, le modèle présenté précédemment pourra être utilisé dans le développement de l'électronique de gestion de façon à pouvoir simuler le comportement du système complet et optimiser le convertisseur électrique.

PARTIE 3. STRUCTURES DE BASE : AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Comme évoqué dans la section 2, deux structures de base peuvent être envisagées pour faire de la récupération d'énergie en utilisant des électrets : la structure hors-plan (out-of-plane) et la structure dans le plan (in-plane). Nous présentons dans cette partie les avantages et les inconvénients de chacune de ces structures et les conséquences qu'implique leur utilisation.

A. Structure hors-plan

Les vibrations entraînent une modification de la distance entre les deux électrodes. La variation de capacité est donc induite par une variation du gap inter-électrodes.

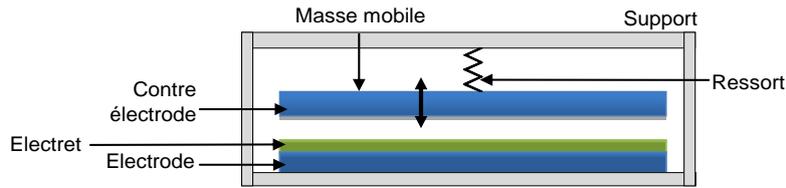


Figure II-25. Structure out-of-plane

Cette structure est particulièrement bien adaptée si les vibrations sont connues et stables au cours du temps. La structure est alors dimensionnée pour que les vibrations de référence entraînent une variation de capacité maximale : la contre-électrode oscille entre une position très proche de l'électret (sans entrer en contact) et une position très écartée. Si les vibrations sont plus faibles que les vibrations de référence, la variation de la capacité sera faible, de même que l'énergie récupérée. Si les vibrations sont trop fortes, la contre-électrode risque de percuter l'électret, ce qui peut réduire sa durée de vie.

Cette structure simple peut cependant être très intéressante dans le développement de systèmes de récupération d'énergie bas coût permettant de viser un marché de masse. Il est en effet possible d'imaginer des structures simples utilisant des poutres ou des membranes et n'utilisant ni aimant, ni piézoélectrique qui sont des matériaux chers mais seulement des électrets pouvant être obtenus à partir de téflon ($\sim 0.02/\text{cm}^2$)

B. Structure dans le plan à électrets texturés

Le second type de structures étudié présente un fonctionnement dans le plan. Les vibrations entraînent une modification de l'aire de coïncidence des deux électrodes. La variation de capacité s'effectue par une variation de surface à gap constant.

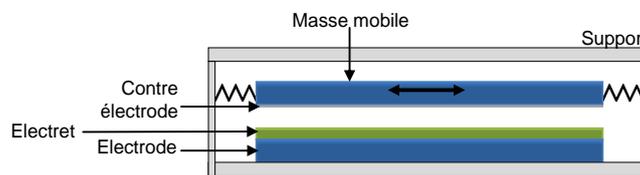


Figure II-26. Structure in-plane

Cette structure est adaptée lorsque les vibrations sont peu connues et/ou peu stables au cours du temps : il n'y a aucun risque de contact entre l'électrode et la contre-électrode. Cependant, il est nécessaire de travailler sur la texturation fine des électrets pour pouvoir récupérer des vibrations de faibles amplitudes. Le tableau II-1 compare une structure non texturée à une structure texturée. Ainsi, pour des petits déplacements (quelques microns), la structure non texturée ne donnera qu'une faible variation de capacité et donc une faible puissance de sortie. La version texturée pourra, quant à elle, atteindre sa variation de capacité maximale.

Tableau II-1. Intérêt de la texturation des électrets dans les structures in-plane

	Structure non texturée	Structure texturée
Au repos		
Déplacement maximal de la masse mobile		
Variation de capacité (Cmax/Cmin)	La variation de surface est faible, donc la variation de capacité aussi	La variation de surface est importante donc la variation de capacité également

Ces structures sont plus difficiles à développer puisqu'elles nécessitent la texturation des électrets et des électrodes. Elles seront par conséquent plus chères à fabriquer que les structures out-of-plane et seront donc plutôt réservées à des marchés où la performance sera plus importante que le coût dans la prise de décisions.

Pour ce travail de thèse, nous travaillerons sur les 2 types de structures présentées dans cette partie.

PARTIE 4. STRUCTURE HORS-PLAN MACROSCOPIQUE – MODELE, COMPORTEMENT ET IMPACT SUR LE CHOIX DES ELECTRETS

L'étude menée dans cette partie a pour but de mettre en place le système d'équations régissant la structure macroscopique hors-plan, l'objectif étant de fixer nos besoins « matériaux » qui nous guideront dans le choix des électrets au chapitre III.

1. Modèle de base de la structure et mise en équation

La structure hors-plan de base a été présentée dans la partie précédente et est rappelée figure II-27. Le système est constitué de deux plaques métalliques de surface S formant l'électrode et la contre-électrode. Un électret de charge Q_s , de constante diélectrique ϵ et d'épaisseur d est déposé sur l'électrode, induisant une charge Q_1 sur l'électrode et Q_2 sur la contre-électrode. Les deux électrodes sont espacées d'un gap au repos g_0 et reliées par un circuit électrique (une résistance R), dans lequel circule un courant électrique i . La contre-électrode constitue également la masse mobile de la structure mécanique masse(m)-ressort(k)-frottement(b_m). Le support est soumis à des vibrations $y(t)$ du milieu ambiant induisant un mouvement $x(t)$ de la masse mobile.

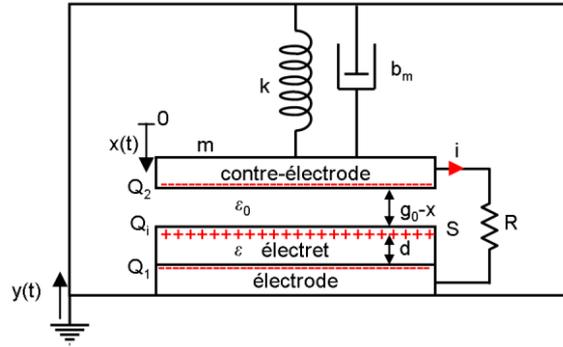


Figure II-27. Modèle de la structure

La capacité est supposée plane et nous négligeons les effets de bords. En appliquant les résultats de l'équation (II-20), il est possible de déduire le système d'équations différentielles décrivant le comportement de ce système (figure II-27).

$$\begin{cases} m\ddot{x} + b_m \dot{x} + kx - \frac{Q_2^2}{2 \varepsilon_0 S} = -m\ddot{y} \\ \frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \left(\frac{d}{\varepsilon \varepsilon_0} + \frac{g_0 - x}{\varepsilon_0} \right) \frac{Q_2}{SR} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Ce système ne peut pas être résolu analytiquement et sera simulé sous Matlab/Simulink à l'aide du modèle générique présenté dans la partie précédente.

2. Cahier des charges et facteurs dimensionnant

Le premier type de prototypes que nous voulons développer est une structure macroscopique ciblant un marché de masse et bas coût. Les structures seront donc plutôt fabriquées avec des matériaux standards (feuilles de métal, silicium non travaillé...), le gap sera dans les ordres de grandeurs de plusieurs centaines de microns et l'électret sera obtenu à partir de polymères type téflon, mylar, kapton...

3. Résultats des simulations et impact sur le choix de l'électret

Les simulations réalisées nous ont tout d'abord permis d'observer la forme typique de la tension aux bornes de la charge résistive dans le cas des structures out-of-plane (figure II-28). Il est en effet possible d'observer une discontinuité de la tension lorsque la capacité atteint sa valeur maximale. Ceci est dû au changement de sens du courant lorsque la capacité passe de C_{\max}^- à C_{\max}^+ alors que la tension est maximale. En fait, ce même changement de sens a lieu lorsque la capacité est minimale, mais, vu que la tension vaut 0, aucune discontinuité n'est observable.

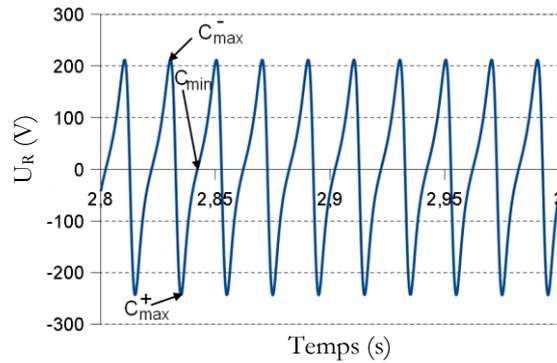


Figure II-28. Courbes typiques – Tension aux bornes de la résistance de charge

De plus, les simulations nous ont montré que dans le cas des structures macroscopiques, vu que le gap entre les deux électrodes est assez grand, les électrets doivent avoir un fort potentiel de surface. D'après notre étude bibliographique, notre choix s'est porté sur les matériaux de type téflon (PFA, FEP, PTFE). Les téflons feront l'objet d'une étude détaillée dans le chapitre III, le chapitre matériau, et seront utilisés dans les structures macroscopiques présentées au chapitre IV.

PARTIE 5. STRUCTURE DANS LE PLAN – MODELE, COMPORTEMENT ET IMPACT SUR LE CHOIX DES ELECTRETS

Dans la partie précédente, nous avons étudié une structure out-of-plane en faisant l'hypothèse que les effets de bords pouvaient être négligés et nous verrons par la suite que cette hypothèse sera vérifiée. Dans le cas des structures in-plane, où la texturation des électrets et des électrodes est nécessaire, cette hypothèse ne peut plus se justifier. Dans cette partie, nous allons donc étudier les effets de la texturation sur la capacité en prenant en compte les effets de bord. Pour ce faire, nous utiliserons les éléments finis (Comsol®). Cette étude nous permettra de développer un procédé d'optimisation du convertisseur permettant de maximiser la puissance de sortie par unité de surface à unité de vitesse de la masse mobile imposée. Nous concluons ce chapitre par les impacts de cette modélisation sur le choix et les paramètres des électrets à utiliser dans les structures in-plane.

1. Structure de base

De la même façon que précédemment, la structure in-plane de récupération d'énergie à électrets peut être décomposée en un système mécanique et un système électrostatique couplés. La figure II-29 reprend les paramètres de notre système. Nous rappelons que Y et f sont les caractéristiques des vibrations du milieu ambiant (amplitude, fréquence), X est l'amplitude du déplacement relatif entre les électrodes supérieures et les électrodes inférieures, R , la valeur de la résistance de charge, b_m le coefficient d'amortissement mécanique, k la constante de raideur du ressort et finalement, m la masse de la partie mobile.

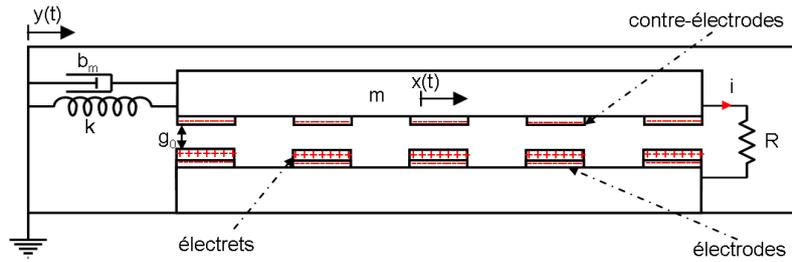


Figure II-29. Structure in-plane texturée

2. Cahier des charges et facteurs dimensionnant

La structure in-plane que nous voulons concevoir sera réalisée en silicium, de façon à pouvoir contrôler précisément le gap inter-électrodes et à assurer également une bonne planéité. Les électrets pourront être réalisés dans n'importe quel matériau compatible salle blanche (SiO_2 , Téflon, ...).

3. Modèle – Simulations – Optimisations

Dans cette partie, nous développons le modèle de la structure in-plane en utilisant les éléments finis, permettant de prendre en compte les effets de bords. Nous passons ensuite à un modèle plus complet en couplant la partie électrostatique à la partie mécanique.

A. Modélisation de la partie électrostatique par éléments finis – Optimisation

Dans un premier temps, nous modélisons le convertisseur électrostatique en prenant en compte les effets de bords, puis nous passons à une phase d'optimisation.

a) Formules de Boland

En appliquant les équations de la partie II.2 (II-18), Boland [BOL2003] a montré que la puissance maximale d'une structure de conversion électrostatique à base d'électret et à variation d'aire pouvait s'exprimer grâce à la formule (II-23) lorsque la résistance est optimale.

$$P_{\max} = \frac{\sigma^2 \frac{d}{dt}(S(t))}{4\varepsilon_0\varepsilon \left(\frac{g}{\varepsilon d} + 1\right)} \quad \text{et} \quad R_{\text{opt}} = \frac{1}{\varepsilon_0 \frac{d}{dt}(S(t))} \left(\frac{d}{\varepsilon} + g\right) \quad (\text{II-23})$$

Ce résultat obtenu en utilisant les formules standards de l'électrostatique et notamment la formule de la capacité plane présente le défaut majeur de ne pas prendre en compte les effets de bords qui risquent de devenir prépondérants avec la miniaturisation des structures électrostatiques.

b) Amélioration de la modélisation

Afin de prendre en compte les effets de bords et d'obtenir des résultats plus proches de la réalité, nous avons choisi de modéliser notre structure par éléments finis (Comsol Multiphysics). L'équation de base (II-18) est alors modifiée en remplaçant la valeur de la capacité, calculée par la formule de la capacité plane, par son équivalent calculé par éléments finis :

$$\frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \frac{Q_2}{R} \left[\frac{1}{C} \right]_{\text{FEM}} \quad (\text{II-24})$$

Le but de la modélisation par éléments finis est de calculer la valeur de $C(x)$, l'équation différentielle complète étant résolue sous Simulink.

Les paramètres de la structure sont les suivants : d l'épaisseur de l'électret, g le gap d'air, e la largeur entre les bosses et b la largeur des bosses.

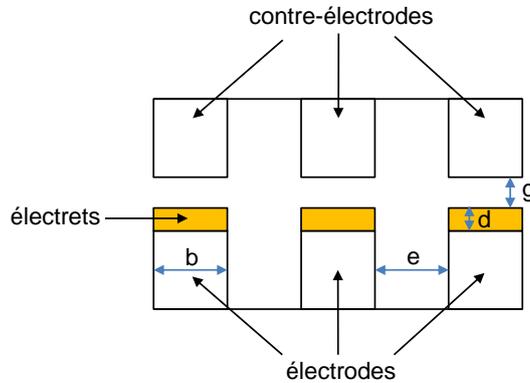


Figure II-30. Paramètres géométriques de la structure

Le convertisseur électrostatique a été modélisé en utilisant le module d'électrostatique (es) de Comsol Multiphysics. Les conditions aux limites imposées sont présentées figure II-31. La figure II-32 montre les lignes de champ électrique ainsi que la présence des effets de bords.

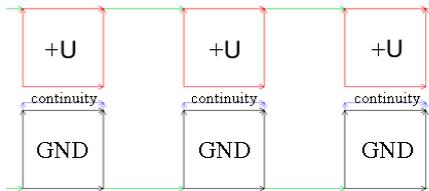


Figure II-31. Conditions aux limites

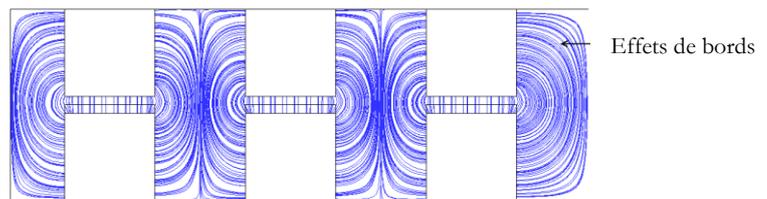


Figure II-32. Champ électrique – Effets de bords

Comme \mathcal{W}_e , l'énergie électrostatique du système est égale à $\frac{1}{2}CU^2$, avec C la capacité et U le potentiel de polarisation, il est simple de remonter à la valeur de la capacité à partir de la valeur de l'énergie électrostatique. Afin de calculer la valeur de la capacité du système en fonction du déplacement relatif de la plaque supérieure par rapport à la plaque inférieure, il suffit donc de calculer la densité d'énergie électrostatique du système (\mathcal{W}) sous Comsol.

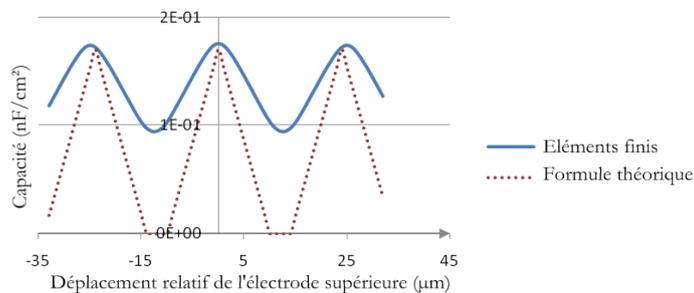


Figure II-33. Calcul de la capacité du système en fonction de x – Comparaison entre le calcul théorique en négligeant les effets de bord et le calcul par éléments finis. ($g=5\mu\text{m}$, $d=1\mu\text{m}$, $b=10\mu\text{m}$, $e=15\mu\text{m}$)

La figure II-33 montre dans un premier temps que la variation de la capacité (C_{max}/C_{min}) est surévaluée en considérant la structure comme une succession de capacités planes : elle varie de 0 à C_{max} . En prenant en compte les effets de bords, elle atteint difficilement 3 dans l'exemple

présenté figure II-33. Cette courbe montre également que la valeur de la capacité en fonction de x peut être facilement interpolée par une fonction trigonométrique d'amplitude $(C_{\max} - C_{\min})/2$, de valeur moyenne $(C_{\max} + C_{\min})/2$ et de période $2\pi/e + b$.

Ainsi, la valeur de $C(x)$ peut être simplement exprimée par :

$$C(x) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2} \right) \times \cos\left(\frac{2\pi x}{e + b} \right) \quad (\text{II-25})$$

Cette formule analytique présente l'avantage de simplifier la simulation en limitant le calcul par « éléments finis » à seulement deux valeurs : C_{\max} et C_{\min} . Pour valider cette formule, différentes configurations ont été testées en modifiant g , d , e et b . Les résultats sont présentés figure II-34.

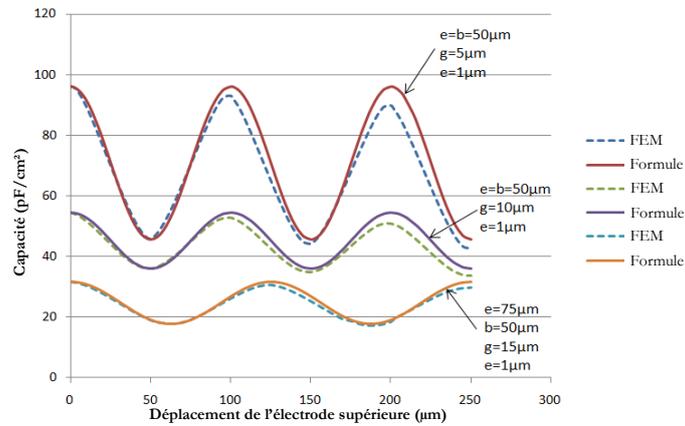


Figure II-34. Validation de la formule analytique avec différents paramètres

Comme nous pouvons le remarquer, les courbes présentées figure II-34 obtenues en calculant la capacité point-par-point (éléments finis) et en utilisant la formule coïncident. La différence observée est essentiellement liée au fait que le calcul par éléments finis est limité à 30 bosses alors que la formule suppose que la structure est infinie.

c) Optimisation de la partie électrostatique

L'équation (II-24) résolue sous Matlab/Simulink a montré que la puissance de sortie du système est proportionnelle à la vitesse de la masse mobile, à la surface active et au potentiel de l'électret au carré (dès l'instant que la résistance de charge est optimisée).

$$\left. \frac{P_{out}}{X\omega V^2 S} \right|_{R_{opt}} = \text{constante} = P_N \quad (\text{II-26})$$

P_N est une constante qui ne dépend que des paramètres géométriques de la structure et sera considérée comme une figure de mérite permettant d'optimiser la géométrie afin de maximiser la puissance de sortie du convertisseur par unité de surface. Elle sera désignée par le terme de puissance normalisée (Normalized Output Power). Dans un premier temps, l'optimisation sera effectuée sur (g, d) puis sur (e, b) . Dans les deux cas, nous comparons les résultats à ce que la théorie développée par Boland prédit.

d) Optimisation de (g,d) – Limitation par la loi de Paschen

La première optimisation que nous avons choisi d'effectuer porte sur le couple (g, d) . Les résultats de notre simulation et les résultats de Boland concordent : pour maximiser la puissance de sortie, il faut prendre les valeurs de g et d les plus petites possibles.

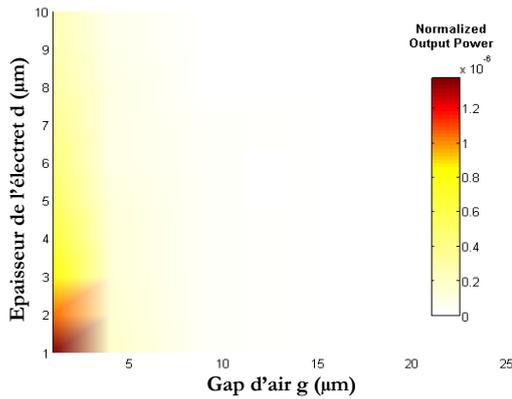


Figure II-35. Résultats de notre simulation
(e, b)=(72μm, 38μm)

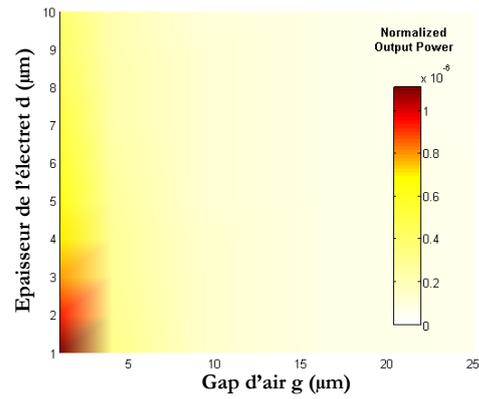


Figure II-36. Résultats selon Boland
(e, b)=(72μm, 38μm)

Une première limite à la diminution du gap d'air provient de la loi de Paschen. En effet, d'après la loi de Paschen, la tension entre les deux électrodes et donc le potentiel de surface de l'électret doit être limité par :

$$V_{\max} = \frac{\alpha(pg)}{\ln(pg) + \beta} \quad (\text{II-27})$$

Avec p la pression en atmosphères, g le gap d'air en mètres et α et β , des constantes dépendant de la composition du gaz. Dans notre cas, où nous utilisons de l'air ambiant, $p=1\text{atm}$, $\alpha=43.6\text{E6 V}/(\text{atm.m})$ et $\beta=12.8$ [TOR1999, PAS1889]. Pour des gaps inférieurs à $3\mu\text{m}$, il faut de plus prendre en compte le courant par émission de champ qui devient prépondérant : ce courant ne dépend plus du gaz en présence mais de la fonction de travail des matériaux utilisés comme électrodes (figures II-37 et II-38).

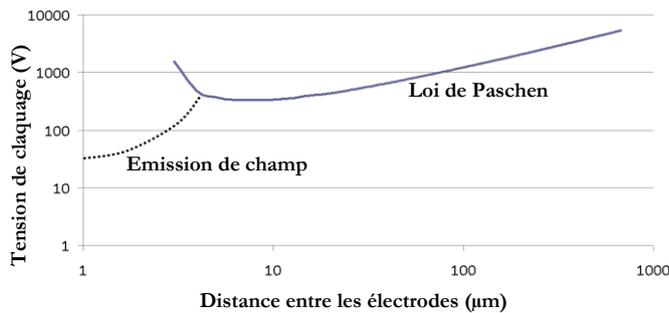


Figure II-37. Tension de claquage de l'air en fonction de la distance : loi de Paschen

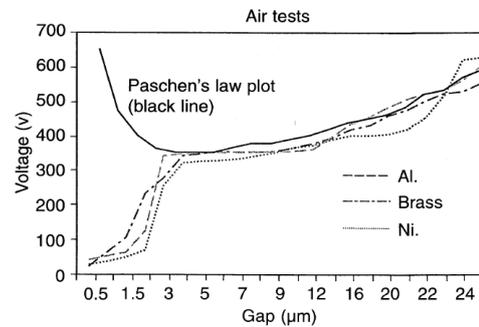


Figure II-38. Données expérimentales validant la loi de Paschen pour $g > 3\mu\text{m}$ [TOR1999]

Pour des raisons techniques et pour éviter les problèmes de claquage de l'air, nous choisirons un gap de $5\mu\text{m}$, et un électret de quelques centaines de nanomètres (voire $1\mu\text{m}$ pour stabiliser plus facilement la charge).

e) Optimisation de (e, b)

La seconde optimisation porte sur les valeurs de la largeur des bosses b et de l'espace e qui les sépare. Les figures II-39 et II-40 comparent la puissance de sortie normalisée en fonction de e et b . Une différence apparaît nettement lorsque l'on compare les résultats des simulations et les résultats de Boland. En effet, les résultats issus des formules de Boland affirment qu'il faut maximiser la variation de surface par unité de temps (dS/dt) ; cette valeur est maximale lorsque les valeurs de e et b sont minimales. Cependant, il est évident que si e et b sont trop

petits, les effets de bords deviennent prépondérants et la capacité ne varie plus. C'est ce que nous constatons avec notre simulation (Figure II-39).

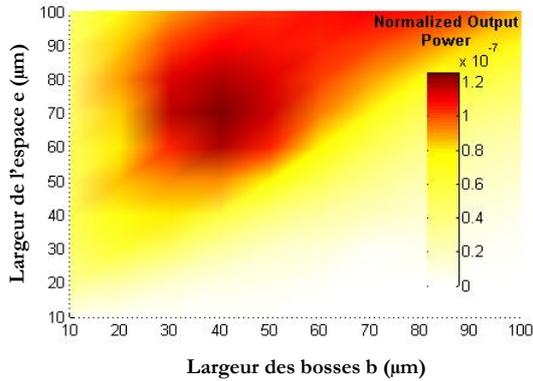


Figure II-39. Résultats de notre simulation
(g, d)=(5µm, 1µm)

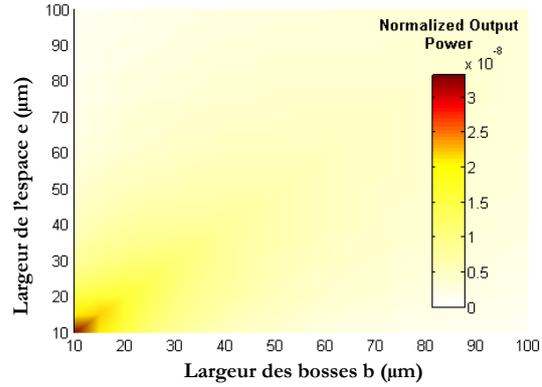


Figure II-40. Résultats selon Boland
(g, d)=(5µm, 1µm)

Cette figure montre tout d'abord que si e et b sont trop petits, la puissance de sortie normalisée est faible ; et prouve également l'existence d'un optimum pour (e, b) valant (72µm, 38µm) pour un gap de 5µm. Nous choisirons ces valeurs pour la suite de notre étude.

f) Géométrie optimale

Nous récapitulons figure II-41 les paramètres géométriques qui maximisent la puissance normalisée convertie par le convertisseur électrostatique pour un gap de 5µm.

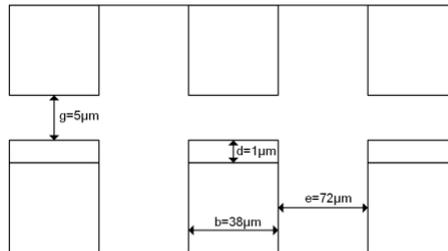


Figure II-41. Paramètres géométriques optimaux pour (g,d)=(5µm,1µm)

La géométrie optimale est atteinte pour une largeur de bosses environ 7 fois plus grande que le gap et pour un espace inter-bosse égal à 2 fois la largeur des bosses.

B. Application à un système mécanique et optimisation globale

Le convertisseur électrostatique optimisé est appliqué au système mécanique masse-ressort-frottement présenté figure II-29. Nous rappelons que le système d'équations couplées à résoudre est :

$$\begin{cases} \frac{dQ}{dt} = \frac{V}{R} - \frac{Q}{R} \times \left[\frac{1}{C} \right]_{simulation} & \text{(électrostatique)} \\ m\ddot{x} + b_m\dot{x} + kx + f_{elec} = -m\ddot{y} & \text{(mécanique)} \end{cases} \quad (II-28)$$

Le graphique II-42 présente la puissance de sortie du système de récupération d'énergie en fonction du potentiel de surface de l'électret V et de la résistance de charge R pour une vibration de la source de 50µm_{pp}@50Hz, une masse (m) de 1g et une surface (S) de 1cm².

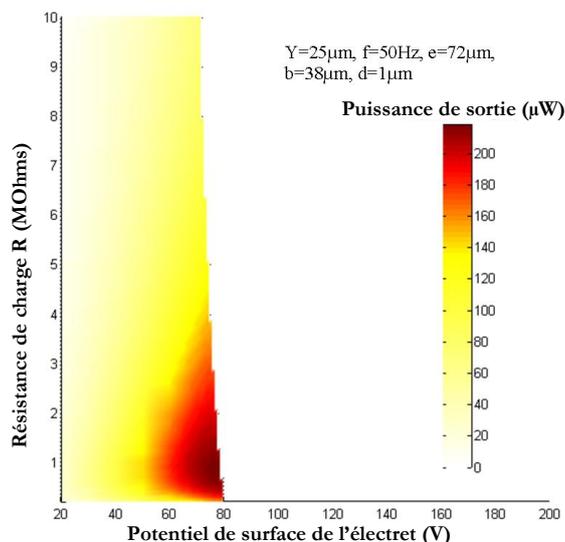


Figure II-42. Effets de V et R sur la puissance en sortie du système complet.

La figure II-42 montre la présence d'un maximum de puissance et prouve l'importance de l'optimisation des paramètres (V , R) sur la récupération d'énergie. Par exemple, si le potentiel de l'électret est trop élevé, la force de freinage électrostatique bloque le déplacement de la masse mobile et réduit fortement la puissance de sortie. Le problème est que les paramètres (V , R) devront être optimisés en fonction de l'accélération d'entrée. Par exemple, plus les vibrations seront importantes, plus le potentiel de l'électret devra être élevé. Il faudra donc choisir la valeur V évitant un blocage de la masse pour les vibrations les plus faibles que l'on souhaite récupérer (ou optimiser V vis-à-vis de la puissance de sortie moyenne pour une vibration réelle).

C. Validation des résultats- Comparaison au modèle de William et Yates

Afin de valider notre modèle, nous avons choisi de comparer nos résultats au modèle développé par William et Yates. Le tableau II-2 présente les résultats obtenus pour différentes masses (m) et différents facteurs de qualité de la structure mécanique pour une vibration d'entrée de $50\mu\text{m}_{pp}@50\text{Hz}$. La fréquence de résonance de la structure est choisie égale à la fréquence des vibrations ambiantes.

Tableau II-2. Comparaison de notre modèle à celui de William et Yates

m (g)	Q	Notre modèle			William et Yates [30]
		V optimal (V)	R optimal (MΩ)	Puissance de sortie (mW)	Puissance de sortie (mW)
1	10	56	4,5	0,029	0,024
1	50	75	1,3	0,142	0,121
1	100	77	0,8	0,218	0,242
2	10	79	5,0	0,059	0,048
2	50	106	1,2	0,284	0,242
2	100	109	0,8	0,436	0,484
5	10	126	5,0	0,147	0,121
5	50	168	1,2	0,711	0,606
5	100	172	0,8	1,091	1,211
10	10	178	4,9	0,294	0,242
10	50	239	1,2	1,421	1,211
10	100	242	0,8	2,200	2,422

Nos résultats sont proches des résultats théoriques de William et Yates. Les différences entre ces deux modèles sont dues au fait que la force électrostatique ne peut pas être modélisée exactement par une force de type 'frottement visqueux'. Si l'absorption d'énergie se fait différemment dans les deux systèmes, elles conduisent sensiblement à la même énergie récupérable. Faire une première estimation de l'énergie disponible à l'aide de la formule de William and Yates, sans connaître le moyen de conversion utilisé, est déjà une bonne approximation de ce qui pourra être récupéré et valide une fois de plus notre figure de mérite $\alpha_{W\&Y}$.

Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre le modèle générique des structures de récupération d'énergie à électrets et nous l'avons appliqué à deux structures de bases : une structure out-of-plane à capacité plane et une structure in-plane texturée dans l'objectif de réaliser deux prototypes : une structure macroscopique et une structure intégrée réalisée en silicium.

Les résultats des simulations et des optimisations nous ont permis d'obtenir des ordres de grandeurs pour nos besoins 'matériaux'. Nous avons ainsi besoin d'étudier deux types d'électrets : les téflons qui sont bas coûts et en théorie capables de conserver un fort potentiel de surface lorsqu'ils sont en couche épaisse (d'après l'état de l'art) et les électrets texturés sur silicium, notre objectif étant de maintenir un potentiel de surface de l'ordre de 100V sur une épaisseur de quelques centaines de nanomètres avec un pas de texturation de $\sim 50\mu\text{m}$.

Cette étude est l'objet du prochain chapitre.

Chapitre III. Matériaux

Techniques de caractérisation - Fabrication et tests des
électrets – Electrets texturés

Introduction

Nous exposons dans ce chapitre notre étude et nos résultats expérimentaux sur les électrets. Nous présentons tout d'abord les techniques permettant de caractériser les électrets en termes de stabilité, de quantité de charges implantées et de localisation des charges. Nous nous intéressons ensuite aux résultats expérimentaux obtenus sur des échantillons et nous présentons les techniques que nous avons employées afin d'améliorer la stabilité des électrets pleine plaque et des électrets texturés.

PARTIE 1. INJECTION DE CHARGES – TECHNIQUES DE CARACTERISATION DES ELECTRETS

1. L'injection de charges : un modèle à deux échelles

L'injection de charges dans les diélectriques est un phénomène complexe qui intervient sur deux niveaux : la position à l'intérieur du matériau et l'énergie d'activation. Dans notre cas, ces deux paramètres sont extrêmement importants car ils auront vraisemblablement un impact sur la stabilité de la charge injectée.

A. → Représentation spatiale

Une première possibilité permettant de représenter les charges présentes dans un diélectrique est la représentation spatiale : il s'agira par exemple de déterminer si les charges sont plutôt localisées en surface, dans le volume du matériau ou au niveau des interfaces. Les figures III-1 et III-2 présentent un exemple de répartition des charges $\rho(x)$ dans le matériau en fonction de la profondeur x .

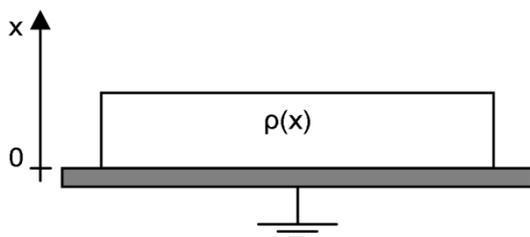


Figure III-1. Paramètres du diélectrique

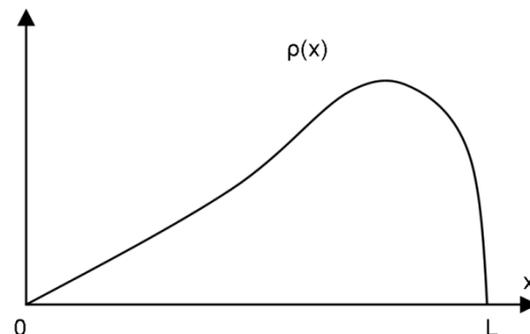


Figure III-2. Représentation spatiale des charges présentes dans le matériau

B. → Représentation énergétique

La seconde possibilité permettant de caractériser les charges est la représentation énergétique. Elle a pour but de déterminer la localisation des charges dans la bande interdite du matériau : un diélectrique est caractérisé par une bande interdite large (quelques eV) (figure III-3). Cependant, cette bande interdite contient des pièges à électrons et des pièges à trous (figure III-4). C'est dans ces pièges que sont injectées les charges. La localisation énergétique des charges dans le matériau permet notamment de caractériser le matériau en termes de stabilité mais également de déterminer le type de charge injectée (électron, trou).

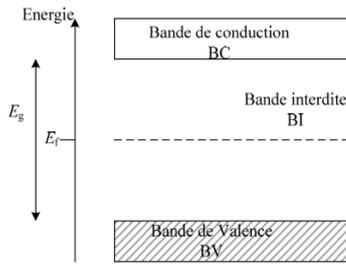


Figure III-3. Représentation énergétique d'un isolant

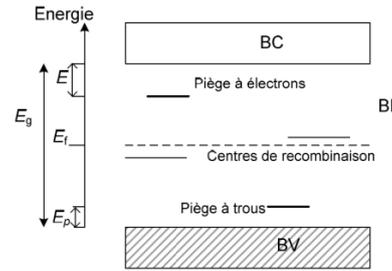


Figure III-4. Localisation des pièges

Nous présentons dans la suite les principales techniques permettant de déterminer la position et/ou l'énergie des charges injectées dans les électrets en couches minces. Il existe d'autres méthodes de caractérisation des électrets, et notamment des méthodes de caractérisation spatiale, mais que nous n'aborderons pas ici parce qu'inadéquates (résolutions trop faibles), trop complexes à mettre en place ou pour des raisons de temps et d'objectifs du sujet de thèse.

2. Mesure du potentiel de surface : la sonde Kelvin

Le potentiel de surface d'un échantillon (V_s) est le potentiel équivalent qui apparaît à la surface d'un échantillon dont la face arrière est mise à la masse. Il s'agit d'une image des charges électriques présentes dans le matériau observée au niveau de sa surface libre. En effet, l'équation de Poisson exprime le lien entre la distribution de charge (ρ) et le potentiel électrique ($V(x,y,z)$) par $\Delta V(x,y,z) = -\rho / \epsilon\epsilon_0$. En considérant une distribution de charges ne dépendant que de la profondeur (z), il apparaît que :

$$V = \iint_{z \in [0,d]} -\frac{\rho(z)}{\epsilon\epsilon_0} dz \quad (III-1)$$

Ainsi, deux matériaux différents peuvent avoir le même potentiel de surface sans pour autant avoir la même répartition spatiale de leurs charges (figure III-5).

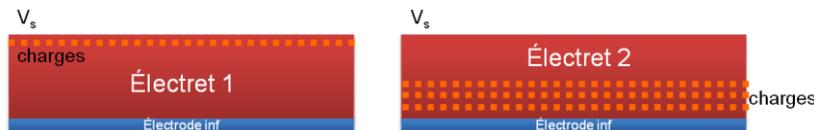


Figure III-5. Potentiel de surface identique \neq répartition des charges identiques

Cette mesure est généralement effectuée par une sonde Kelvin vibrante dont la fréquence de travail est située entre 10Hz et quelques centaines de Hertz (figures III-6 et III-7).

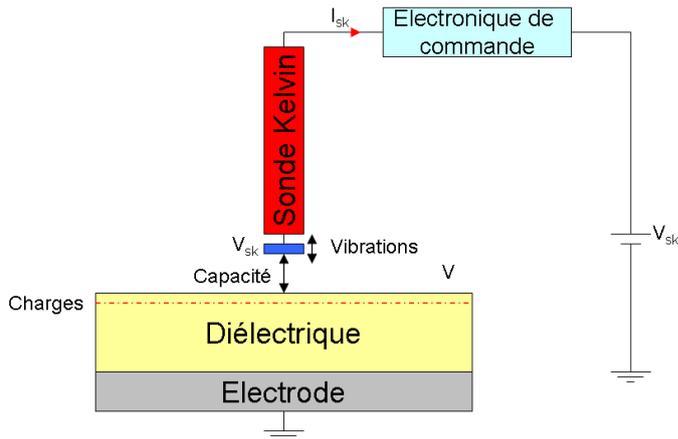


Figure III-6. Schéma d'une sonde Kelvin



Figure III-7. Appareil de mesure utilisant ce principe

En fait, une capacité est formée entre la sonde kelvin (vibrante) et la surface chargée du matériau. Un potentiel V_{sk} est appliqué au niveau de la sonde. Les vibrations de la sonde engendrent une variation de la capacité C_k .

$$C_k = \frac{Q_k}{V - V_{sk}} \quad (\text{III-2})$$

Avec : C_k , la capacité surfacique, Q_k la charge équivalente du matériau rapportée à sa surface, V le potentiel de surface du matériau et V_{sk} le potentiel de la sonde kelvin.

Ainsi, en régime permanent, un courant I_{sk} traverse la sonde :

$$I_{sk} = (V - V_{sk}) \frac{dC_k}{dt} \quad (\text{III-3})$$

L'électronique de commande sert à trouver la valeur de V_{sk} permettant d'annuler le courant I_{sk} . Cette valeur correspond alors au potentiel de surface de l'échantillon V .

Bien que cette mesure seule ne permette pas d'obtenir directement d'informations sur les représentations spatiale et énergétique des diélectriques chargés, elle est souvent la mesure de base des techniques que nous développerons par la suite. Son principal intérêt est sa facilité de mise en œuvre. De plus, elle permet d'obtenir un des paramètres clé pour la récupération d'énergie vibratoire à électret : le potentiel de surface V .

3. Utilisation d'une capacité MIS : caractérisation spatiale

Une des techniques développées par Zhang et Sessler [ZHA2001] et qui permet d'obtenir une représentation spatiale des charges est une étude de la capacité MIS (Métal Isolant Silicium). La structure de cette capacité peut contenir un ou plusieurs isolants comme le montrent les figures III-8 et III-9 :



Figure III-8. Cas à 1 isolant (N=1)



Figure III-9. Cas à 2 isolants (N=2)

En utilisant la caractéristique C-V de ce type de capacité, il est possible de remonter à la profondeur moyenne de pénétration des charges dans le matériau ainsi qu'à la charge moyenne rapportée à cette profondeur. En effet, l'injection de charges dans l'isolant induit un décalage de la caractéristique C-V de la capacité, comme le montre la figure III-10.

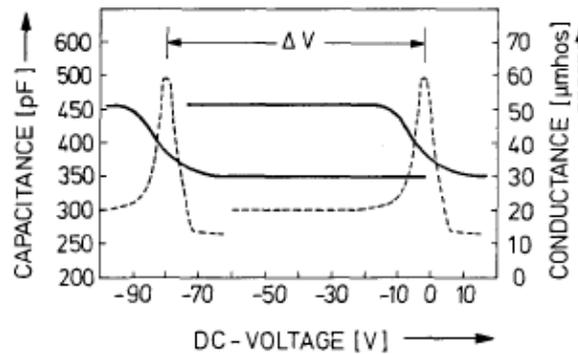


Figure III-10. Décalage de la caractéristique C-V de la capacité MIS due au chargement [ZHA2001]

A. Principe de la mesure pour N=1

Cette technique requiert trois mesures :

- La première est une mesure de la caractéristique C-V de la capacité MIS non chargée (caractéristique C-V standard).

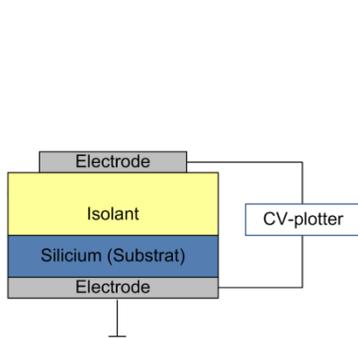


Figure III-11. Première mesure : caractéristique C-V

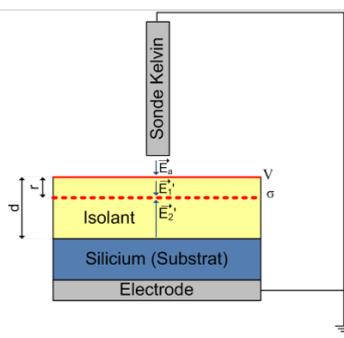


Figure III-12. Deuxième mesure : potentiel de surface

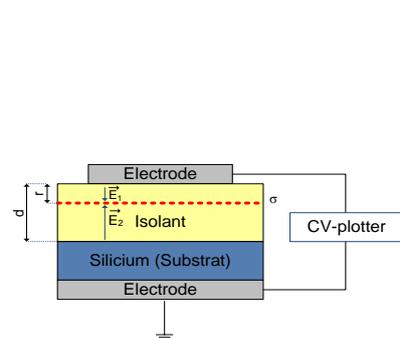


Figure III-13. Troisième mesure : caractéristique C-V

- La seconde est une mesure de potentiel de surface (sur un échantillon chargé) sans contact permettant d'obtenir V. Ceci permet de remonter à une densité équivalente

de charges en surface grâce à la formule :

$$\sigma_e = \frac{\epsilon \epsilon_0 V}{d}$$

- La troisième est une mesure de caractéristique C-V de la capacité MIS chargée. Cette mesure nécessite le dépôt d'une électrode sur la surface libre de l'électret. Les

charges présentes dans le matériau génèrent un champ électrique qui induit un décalage de la caractéristique C-V de la capacité MIS (ΔV).

Ainsi, en appliquant les relations de Gauss et Kirchhoff, on obtient les équations suivantes qui permettent de remonter à la profondeur moyenne des charges (r) ainsi qu'à la charge présente à cette profondeur (σ).

$$\left| \vec{E}_1 \right| = \frac{|\sigma|}{\epsilon \epsilon_0} \frac{r}{d} \text{ et } \left| \vec{E}_2 \right| = \frac{|\sigma|}{\epsilon \epsilon_0} \frac{d-r}{d} \quad (\text{III-4})$$

$$\text{Or : } V = \left| \vec{E}_1 \right| \cdot d \quad \Delta V = \left| \vec{E}_2 \right| \cdot d \quad (\text{III-5})$$

$$\text{D'où : } r = \frac{V_s \cdot d}{\Delta V + V_s} \text{ et } |\sigma| = \frac{V \epsilon \epsilon_0}{d-r} \quad (\text{III-6})$$

Cette technique a notamment été utilisée par Zhang et Sessler pour montrer les phénomènes d'injection de charges dans les oxydes de silicium (SiO_2).

B. Principe de la mesure pour N=2

Le principe de la mesure reste le même, seules les formules changent légèrement. Comme deux matériaux diélectriques sont superposés, la capacité C_i vaut :

$$\frac{1}{C_i} = \frac{d_1}{\epsilon \epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon \epsilon_2} \Rightarrow C_i = \frac{\epsilon \epsilon_1}{d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} d_2} \quad (\text{III-7})$$

Ainsi, il suffit de modifier les formules précédentes (cas N=1) en substituant d du cas N=1 par l'épaisseur équivalente d du cas N=2 : $d = d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot d_2$ (et ainsi de suite, pour N=3,4,...).

$$r = \frac{V \cdot \left(d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot d_2 \right)}{\Delta V + V_s} \text{ et } |\sigma| = \frac{V \epsilon \epsilon_0}{\left(d_1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \cdot d_2 \right) - r} \quad (\text{III-8})$$

Cette méthode a permis de caractériser les phénomènes de piégeages et d'injection dans le volume des structures de type $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ (oxyde de silicium/nitrure de silicium).

4. Thermally stimulated currents (TSC) : caractérisation énergétique

Les thermally stimulated currents (TSC) sont des techniques permettant de caractériser les matériaux et le piégeage de charges d'un point de vue énergétique. On peut dénombrer deux grands types de TSC : le TSC avec gap d'air et le TSC sans gap d'air.

A. TSC sans gap d'air

Le TSC sans gap d'air a pour but de caractériser le matériau (et non les charges injectées par décharge Corona). Il consiste à chauffer un diélectrique placé entre deux électrodes et de le mettre dans un fort champ électrique de façon à orienter ses dipôles pendant son refroidissement (figure III-14). Pour la seconde partie de l'étude, le champ électrique est retiré. Le matériau est ensuite chauffé lentement avec une rampe de température de l'ordre de quelques degrés Celsius par minute, et le courant circulant entre les deux électrodes est mesuré (figure III-15). On obtient des pics directement liés aux propriétés dipolaires et aux phénomènes de dépiégeage de charges dans le matériau (figure III-16).

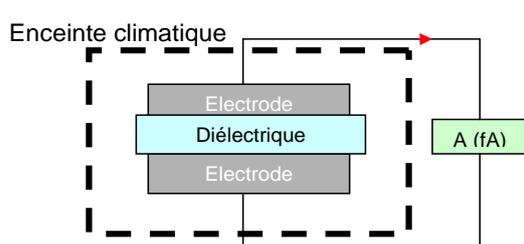


Figure III-14. TSC standard (sans gap d'air)

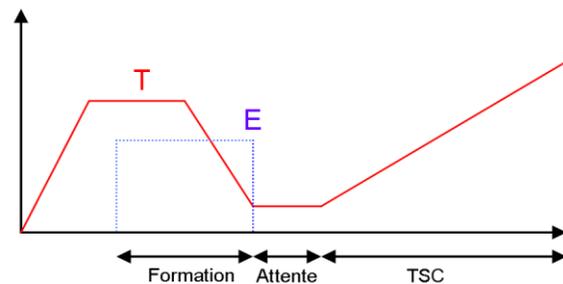


Figure III-15. Cycle du TSC

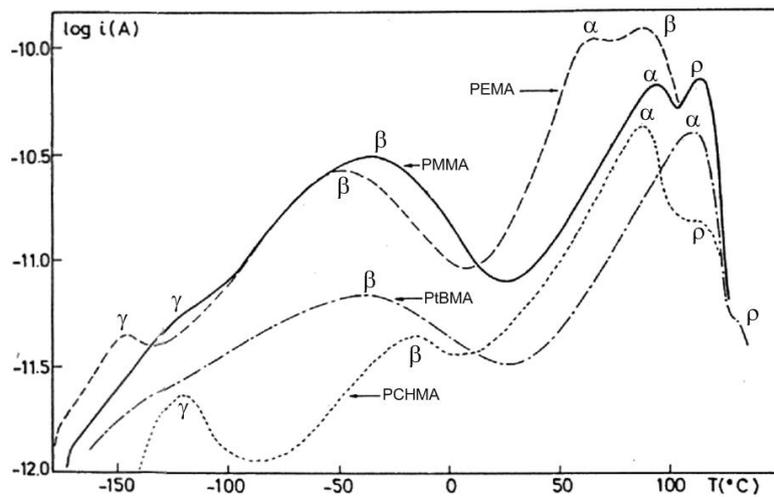


Figure III-16. Type de courbe obtenue [SES1997]

L'étude des pics (figure III-16) permet de caractériser le matériau :

- les pics α , β , γ sont des pics standards présents dans les diélectriques et correspondent à des polarisations d'orientation volumique (orientation dipolaire).
- le pic ρ est quant à lui lié aux charges d'espace (charges injectées par les électrodes).

B. TSC avec gap d'air : application aux électrets

Le TSC appliqué aux électrets obtenus par injection de charges via un canon à électron ou une décharge Corona consiste à placer une électrode en face de la surface chargée de l'échantillon en les séparant d'un gap d'air (figure III-17). L'échantillon est chauffé avec une rampe de température de quelques degrés Celsius par minute et le courant circulant entre

l'électrode supérieure et l'électrode inférieure est mesuré, comme précédemment. Le thermogramme (figure III-18) fait apparaître des pics de courant de dépolariation. L'analyse de ces pics apporte des informations détaillées sur le type de pièges (deep (profonds) ou shallow (peu profonds)) dans lesquels sont placées les charges : plus le pic apparaît à des températures élevées sur le thermogramme, plus on peut estimer que les pièges sont profonds énergétiquement et stables.

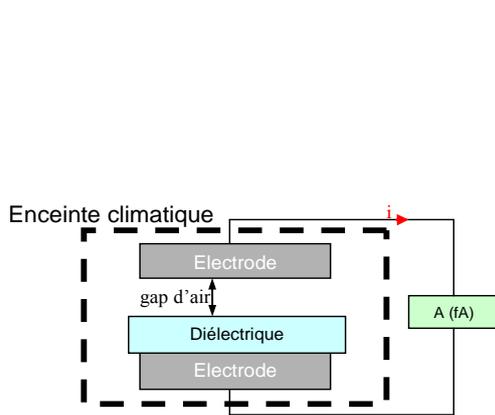


Figure III-17. TSC appliqué aux électrets

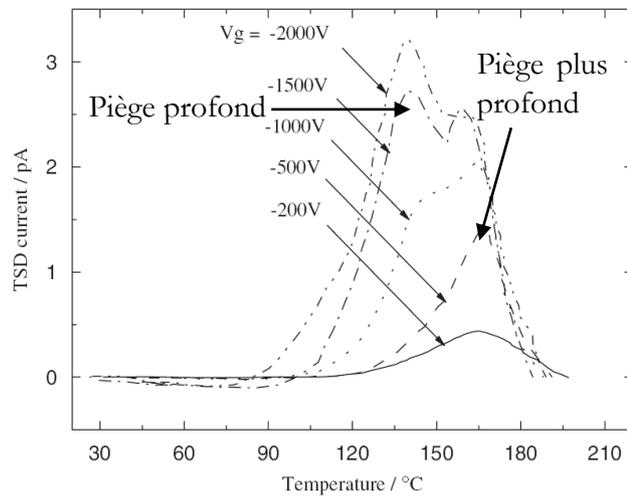


Figure III-18. Exemple de thermogramme [SES1997]

Cette technique a l'inconvénient majeur de nécessiter l'emploi d'un ampèremètre de grande précision. La technique des TSD (thermally stimulated discharge), bien que moins précise, permet également de caractériser les échantillons en température et d'en déduire une 'énergie d'activation'.

5. Thermally stimulated discharge (TSD) : caractérisation énergétique

Cette technique a pour but d'accélérer la décharge de l'électret (équivalent à une expérience de vieillissement). Comme dans le TSC, cela consiste à effectuer des mesures en chauffant l'échantillon avec une rampe de température de quelques degrés Celsius par minute.

La différence majeure de cette technique avec le TSC présenté précédemment est que l'on réalise une mesure du potentiel de surface à l'aide de la sonde Kelvin et non une mesure de courant. Le but est principalement d'étudier la stabilité de l'échantillon et donc la répartition énergétique des charges. Plus la chute de potentiel apparaîtra à hautes températures, plus on pourra estimer que l'échantillon est stable et que l'énergie d'activation des charges est élevée.

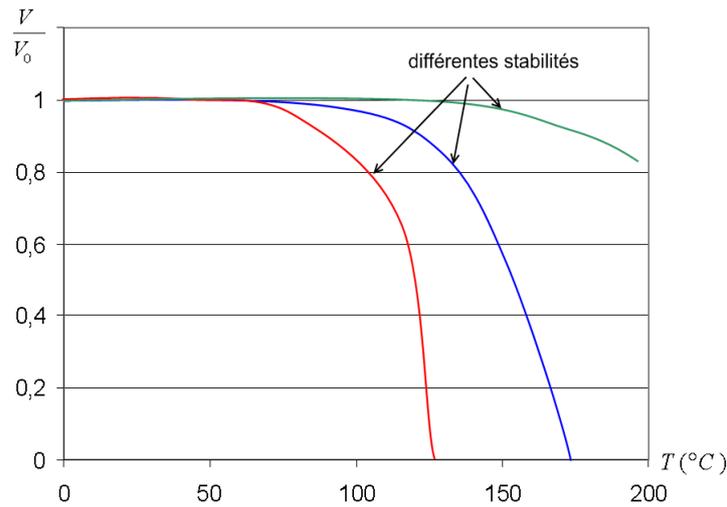


Figure III-19. Exemple de TSD

Cette technique simple permet donc de comparer la stabilité de deux échantillons. La dernière méthode de caractérisation que nous présentons est une technique 'macroscopique' basée sur des mesures du déclin de potentiel de surface (DPS).

6. Déclin du potentiel de surface : caractérisation des phénomènes

La mesure du déclin du potentiel de surface est une technique permettant de caractériser les mécanismes de décharge dans les électrets. Cette technique s'appuie sur une mesure du potentiel de surface au cours du temps et permet, à partir de la forme des courbes obtenues, de déterminer les phénomènes qui entrent en jeu.

A. Mécanismes expliquant le déclin du potentiel de surface

Les charges injectées dans le matériau ne sont pas stables : elles se déplacent, sont neutralisées..., ce qui a un impact sur le potentiel de surface. En fait, de nombreux phénomènes peuvent entrer en jeu pour expliquer le déclin du potentiel de surface (figure III-20).

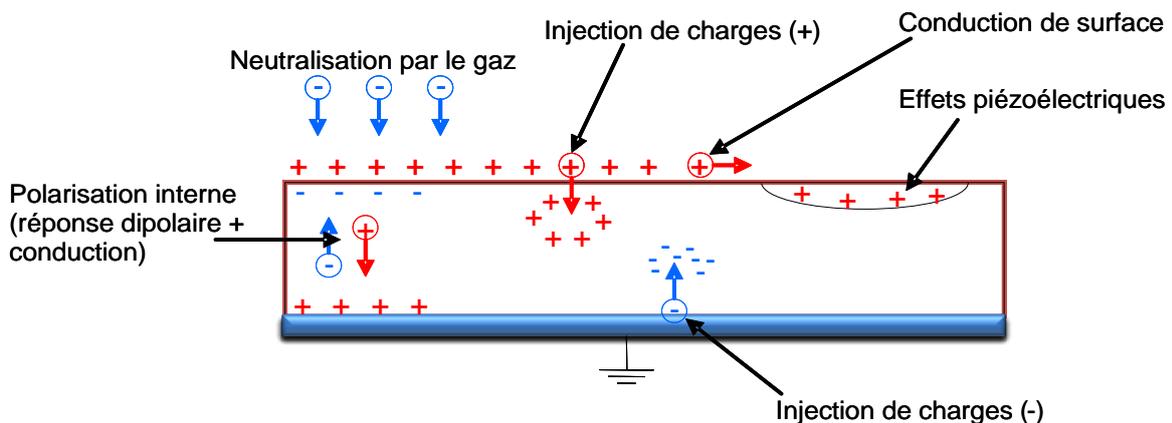


Figure III-20. Mécanismes expliquant le déclin du potentiel de surface

a) Neutralisation par le gaz :

La charge présente en surface peut être neutralisée par des charges provenant de l'air ambiant. Des travaux ont montré [SES1997] que la conservation des électrets dans des boîtes

(quelle que soit la nature de la boîte) permettait d'augmenter la durée de vie des électrets en les protégeant de l'air et de ses charges. Des tests menés dans notre laboratoire le confirment.

b) Injection de charges :

Les charges présentes au niveau des interfaces peuvent migrer dans le volume du matériau. Il peut s'agir de charges présentes au niveau de l'interface air/électret ou électret/métal. Cette injection dépend du type d'interface et du matériau de l'électrode.

c) Conduction de surface :

Les charges se déplacent à la surface du matériau. Ces déplacements peuvent être de nature ohmique ou liés à des sauts entre pièges.

d) Polarisation interne :

La polarisation interne résulte de deux phénomènes : la réponse dipolaire (pour les matériaux dipolaires) et la conduction volumique (transport des charges dans le volume du matériau).

e) Effets piézoélectriques :

Si le matériau présente un caractère piézoélectrique, des charges (piézoélectriques) peuvent être créées lorsque des charges sont injectées. Le matériau peut subir une contraction due à la force engendrée par le dépôt de charges. La contraction du matériau génère alors une charge qui masque l'effet des charges injectées par décharge Corona.

B. Déclin du potentiel de surface

Nous avons vu que les mécanismes de transport et de dépiégeages de charges sont divers. Une des techniques permettant de les caractériser est le DPS (déclin de potentiel de surface). Il consiste à mesurer l'évolution du potentiel de surface au cours du temps : les décroissances observées permettent alors de déterminer les mécanismes en jeu. Il présente également les avantages d'être non destructif et simple à mettre en place dès lors que l'on possède un voltmètre électrostatique.

Nous pouvons identifier 5 mécanismes de base influant sur le DPS. La forme des courbes du déclin permet de caractériser les mécanismes prépondérants.

a) Compensation des charges de surface par l'orientation dipolaire

- le DPS diminue suivant une loi de puissance (loi de Curie) : $V = A.t^{-n}$
- le DPS est indépendant de la polarisation initiale V_0 (normalisation par V_0)
- le DPS est indépendant de la polarité de la charge (Corona⁺ ou Corona⁻)

b) Conduction purement volumique

- le DPS décroît exponentiellement
- le DPS est indépendant de l'épaisseur (normalisation par l'épaisseur)
- le DPS est indépendant de V_0 (normalisation par V_0)
- $\log\left(\frac{V}{V_0}\right)$ est une fonction linéaire de t (figure III-21), de pente $-\frac{1}{\tau} = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\rho_v \varepsilon}$

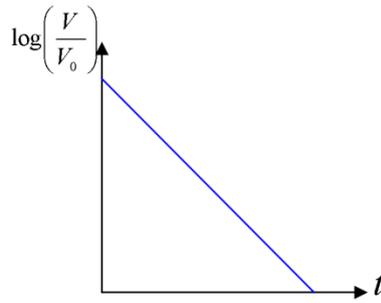


Figure III-21. Conduction purement volumique

c) Injection partielles des charges dans le volume

- le DPS dépend de V_0 et de l'épaisseur
- le DPS suit deux lois de puissance (figure III-22)

$$\frac{dV}{dt} \equiv \begin{cases} t^{-(1-\alpha_i)} & \text{si } t < \tau_T \\ t^{-(1-\alpha_f)} & \text{si } t > \tau_T \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Où α_i , α_f et τ_T sont des constantes caractéristiques du matériau.

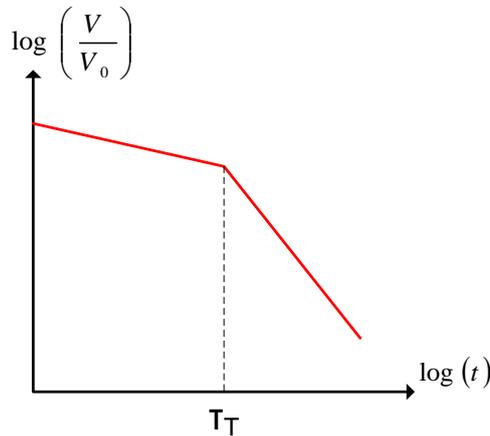


Figure III-22. Injection des charges dans le volume

- le DPS dépend de la polarité
- Apparition du phénomène de cross-over (plus le potentiel de surface initial de l'échantillon est grand, plus la décroissance est rapide) présenté figure III-23.

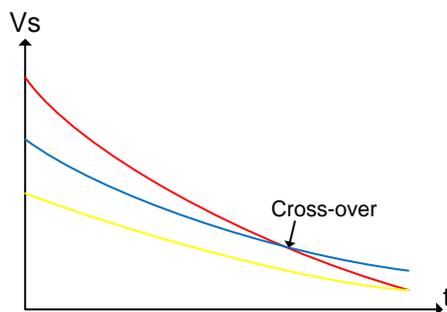


Figure III-23. Phénomène de cross-over

d) Écoulement des charges par la surface

- le DPS est indépendant de V_0 (normalisation par V_0)

- le DPS dépend de l'épaisseur (normalisation par l'épaisseur)
 - la décroissance n'est pas uniforme à la surface de l'échantillon → carte de potentiel de surface
- e) Neutralisation par le gaz
- On peut détecter s'il y a neutralisation par le gaz en comparant avec un échantillon placé sous gaz inerte.
- f) Possibilité de combinaison des effets (a+b+c+d+e)
- En pratique, tous les phénomènes sont présents en même temps, même si certains sont prépondérants.

Dans ce travail de thèse, nous nous sommes concentrés sur la technique du DPS afin de caractériser la stabilité des échantillons et parce que la stabilité et le potentiel de surface sont les paramètres clés pour la récupération d'énergie à électrets (étude système). Néanmoins, une meilleure compréhension des phénomènes présents dans la matière permettrait probablement d'améliorer les caractéristiques des électrets dans le cadre d'une étude matériau.

Nous nous intéressons à présent aux résultats expérimentaux obtenus sur les électrets en adoptant une vision 'système'.

PARTIE 2. FABRICATION ET TESTS DES ELECTRETS

Nous présentons dans cette partie des résultats expérimentaux sur des électrets de grandes surfaces en vue de les utiliser dans des structures de récupération d'énergie out-of-plane. Les procédés développés seront également utilisés pour des futures versions texturées d'électrets.

1. Techniques de fabrication mises en œuvre

Pour fabriquer nos électrets, nous avons essentiellement utilisé la décharge Corona pour des raisons de simplicité de mise en œuvre et de rapidité de fabrication. Nous présentons néanmoins les quelques résultats obtenus par implantation électronique démontrant la faisabilité du principe.

A. Implantation électronique

Afin d'implanter des électrons dans nos diélectriques, nous avons utilisé un MEB (Microscope Electronique à Balayage). Le phénomène de piégeage de charges dans les diélectriques est un phénomène bien connu chez les utilisateurs de ce type de microscopes. Habituellement, pour éviter ce phénomène non souhaité, les échantillons sont métallisés. Ceci évite notamment une augmentation de la luminosité de l'échantillon (synonyme d'un piégeage d'électrons dans le diélectrique) et rendant les observations difficiles. Dans notre cas, les échantillons ne seront pas métallisés : une augmentation de la luminosité de l'échantillon devrait donc être observable au MEB.

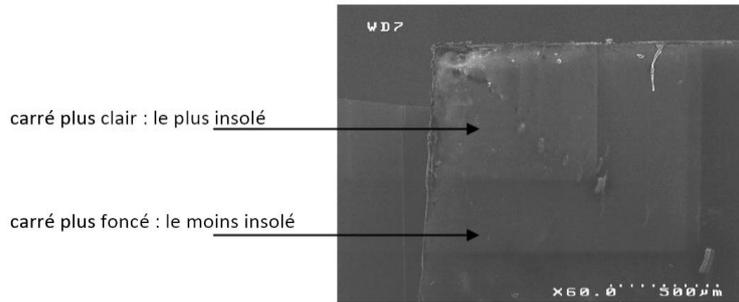


Figure III-24. Piégeage de charges à l'aide d'un MEB

Comme le montre la figure III-24, plus l'échantillon est 'observé' longtemps, plus il est clair à l'écran du MEB et donc plus la quantité de charges piégées est importante. Afin de déterminer la tension d'accélération à donner aux électrons, nous avons effectué des simulations sous le logiciel Casino permettant de déterminer la profondeur de pénétration des charges dans un matériau en fonction de ses constituants et du champ électrique. L'ordre de grandeur de la tension à appliquer était de 10kV de façon à ce que les charges puissent pénétrer sur une profondeur de 1 μ m (dans le cas du Mylar) (figure III-25).

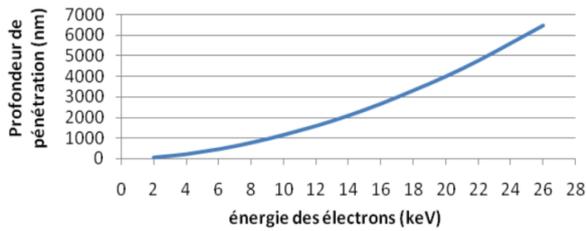


Figure III-25. Profondeur de pénétration des charges dans le Mylar en fonction de la vitesse d'accélération des électrons

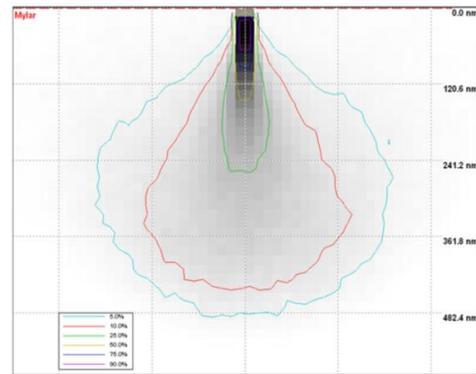


Figure III-26. Répartition des électrons dans le mylar

Nous n'avons testé que deux matériaux : le Téflon FEP et le Mylar. Les résultats sont présentés figures III-27 et III-28.

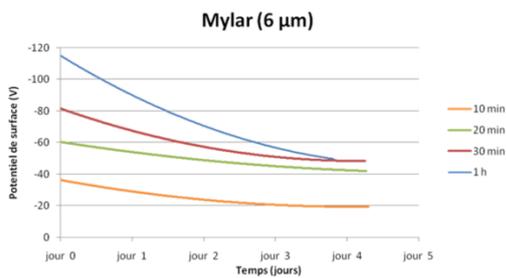


Figure III-27. DPS sur des électrets en Mylar chargé au MEB

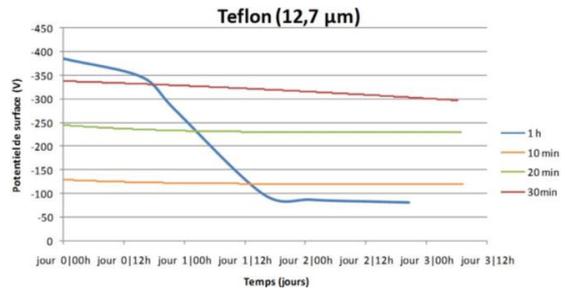


Figure III-28. DPS sur des électrets en Téflon chargé au MEB

Pour des raisons de temps nécessaire à la fabrication des électrets, nous avons rapidement abandonné cette méthode. Par exemple, pour charger 1cm² de téflon FEP à 350V, pas moins d'une demi-heure de chargement est nécessaire alors que moins d'une minute est suffisante avec la décharge Corona. Il s'avère également que la stabilité des charges avec cette technique n'est pas meilleure qu'avec une décharge Corona dans le cas des deux matériaux testés (voire moins bonne).

B. Décharge Corona

Nous avons fabriqué deux dispositifs de décharge Corona : un pour la décharge positive et un autre pour la décharge négative. Ils ont ensuite été placés dans un banc de mesure permettant de charger les électrets et de suivre la décroissance de leur potentiel de surface en continu pendant plusieurs heures. En observant de plus près la pointe, on peut voir un halo bleu/violet (voire un streamer pour des forts champs électriques) signifiant que la décharge a bien lieu (figure III-29).

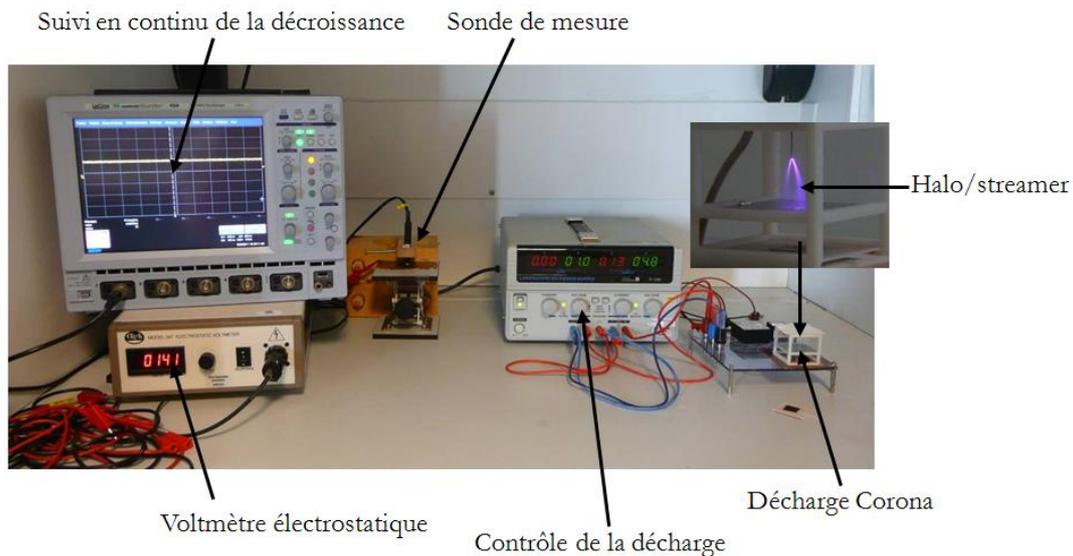


Figure III-29. Dispositif de décharge Corona

2. Matériaux testés

Au cours de cette thèse, nous avons testé les propriétés d' 'électret' de nombreux matériaux à faible permittivité (*low-k*) car ce sont les matériaux les plus à même de stocker un champ électrique élevé et donc de supporter des forts potentiels de surface en couches minces. Nous les avons classés en deux catégories : les matériaux organiques et les matériaux inorganiques. La liste des matériaux testés est présentée tableau III-1.

Tableau III-1. Matériaux testés

Matériaux inorganiques	Matériaux organiques
SiO ₂ PECVD	Teflon AF
SiO ₂ thermique	CYTOP
SiN PECVD	Parylene (C et HT)
SiO ₂ (thermique)+SiN(PECVD)	Teflon PTFE
SiOCH	Teflon FEP
SiNCH	Teflon PFA
SiO ₂ (thermique)+Si ₃ N ₄ (LPCVD)	Mylar
FSG	BCB
	Kapton

Les résultats des tests de chargement sont présentés dans la section suivante.

3. Résultats expérimentaux- Focus sur les électrets à base de SiO₂

A. Technique de caractérisation

Afin de comparer les différents électrets, nous nous concentrons sur le DPS (déclin du potentiel de surface) qui consiste à mesurer la décroissance du potentiel de surface de l'échantillon en fonction du temps et qui est au final le paramètre essentiel pour notre étude système.

B. Résultats expérimentaux

Nous présentons ci-après certains de nos résultats sur les électrets en utilisant des traitements connus de la littérature et notamment des traitements thermiques (permettant de déshydrater les matériaux) et des traitements de surface à base de HMDS et de parylène. Les légendes des graphiques ci-après sont présentées sous la forme : matériau/épaisseur/potentiel de chargement/ temps de chargement/traitement thermique/traitement de surface

a) Films de polymères

Nous avons tout d'abord testé différents films de Téflon dont les propriétés d'électrets sont bien connues. Comme attendu d'après l'état de l'art, la stabilité des films de Téflon PTFE (polytétrafluoroéthylène), FEP (Perfluoro(éthylène-propylène)) et PFA (Perfluoroalkoxy) est bonne (figures III-30, III-31, III-32). Le PFA a notamment montré une excellente stabilité lorsqu'il est chargé à -400V.

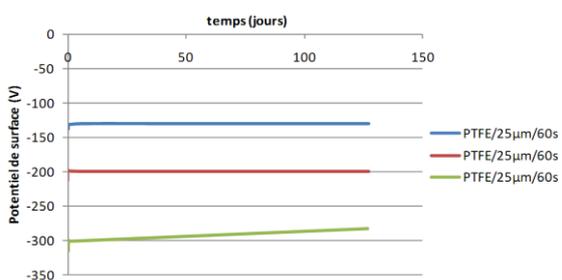


Figure III-30. PTFE de 25µm chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux

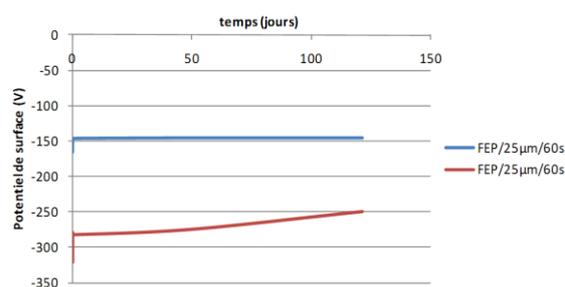


Figure III-31. FEP de 25µm chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux

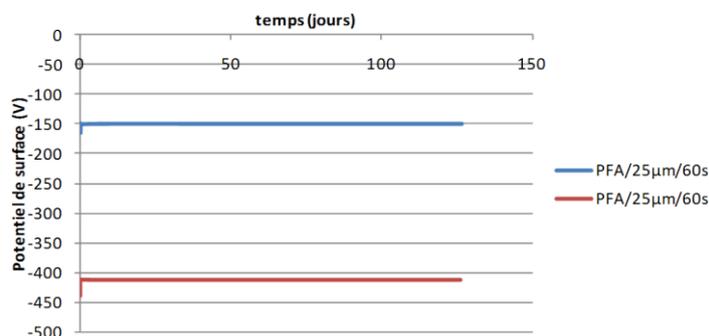


Figure III-32. PFA de 25µm chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux

Toutefois, ces matériaux ne sont pas faciles à intégrer dans des structures de récupération d'énergie de type MEMS ; nous les emploierons uniquement dans les structures macroscopiques out-of-plane (type poutre) présentées par la suite.

b) Polymères compatibles salle blanche

Quatre polymères compatibles salle blanche ont été testés : le Téflon AF (déposé par spin-coating), le parylène-C (déposé par CVD), le CYTOP (déposé par spin-coating) et le BCB (benzo-cyclo-butène) (déposé par spin-coating).

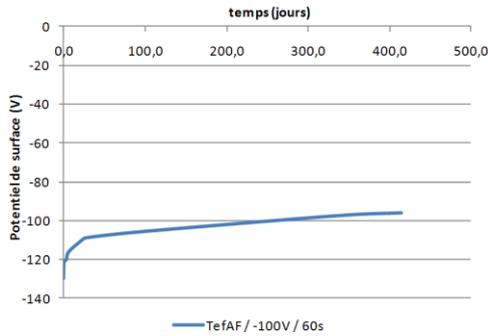


Figure III-33. Teflon AF de 3µm chargé à -100V durant 60s

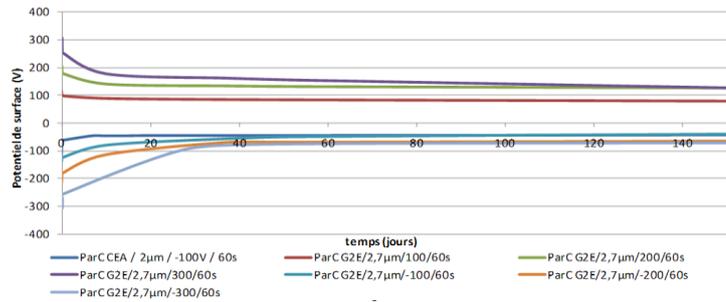


Figure III-34. Parylene-C

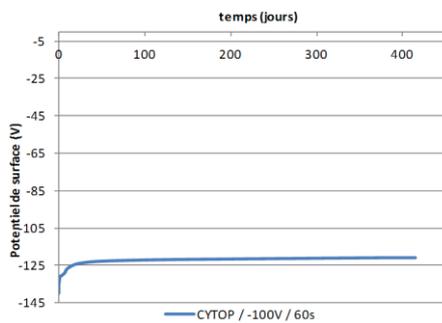


Figure III-35. CYTOP de 3µm chargé à -100V durant 60s

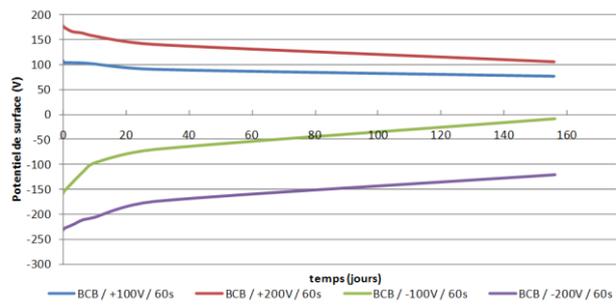


Figure III-36. BCB de 3µm

Comme attendu, le CYTOP, le Téflon-AF et le parylène-C donnent d'assez bon résultats, notamment au niveau de la stabilité. Les résultats du BCB sont moins concluants.

c) Low-k poreux

Les propriétés d'électrets de trois autres matériaux low-k ont également été testées. Notre choix s'est porté sur les low-k poreux : le SiCH, le SiNCH et un FSG (FluoroSilicate Glass). Les courbes de déclin de potentiel de surface sont présentées figures III-37 à III-39.

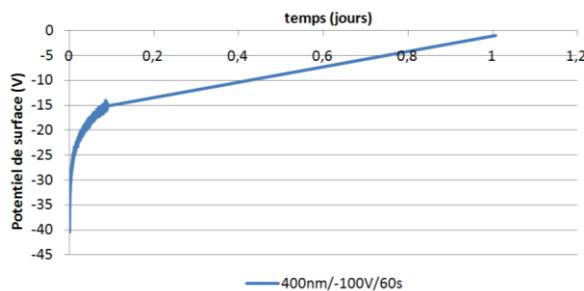


Figure III-37. SiCH

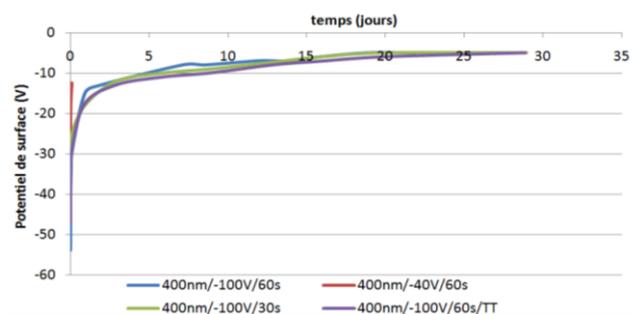


Figure III-38. SiNCH

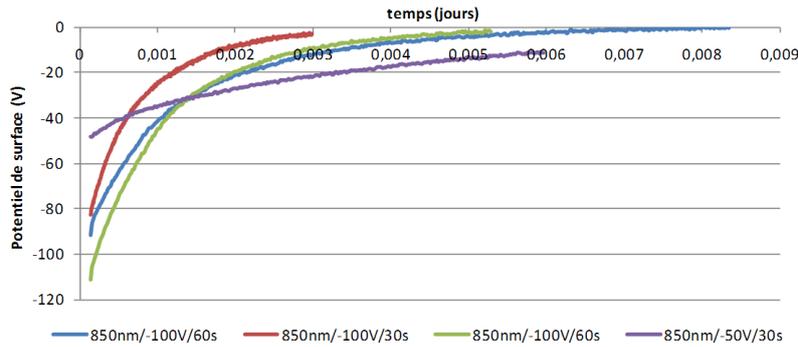


Figure III-39. FSG de 850nm chargé à différents potentiels de surface avec des durées différentes

Globalement, les résultats obtenus sont peu concluants, tant au niveau de la quantité de charges implantables qu'au niveau de la stabilité. Les traitements thermiques (3H@450°C) ou les traitements de surface (revêtement HMDS et Parylène) n'ont que peu amélioré les résultats.

d) Structures SiO_2 et $\text{SiO}_2+\text{Si}_3\text{N}_4$

D'après notre étude bibliographique ([LEO06], [LEO08]), les électrets à base d'oxyde de silicium (SiO_2) et de nitrure de silicium (Si_3N_4) présentent une bonne stabilité et sont capables de conserver une grande quantité de charges. Ces structures ont donc été testées et les résultats sont présentés dans les figures ci-dessous. Notre choix s'est porté sur le $\text{SiO}_{2(\text{PECVD})}$ ³ (figure III-40), le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ ⁴ (figure III-41), le $\text{SiO}_{2(\text{th})}+\text{SiN}_{(\text{PECVD})}$ (figure III-42) et finalement le $\text{SiO}_{2(\text{th})}+\text{Si}_3\text{N}_{4(\text{LPCVD})}$ ⁵ (figure III-43).

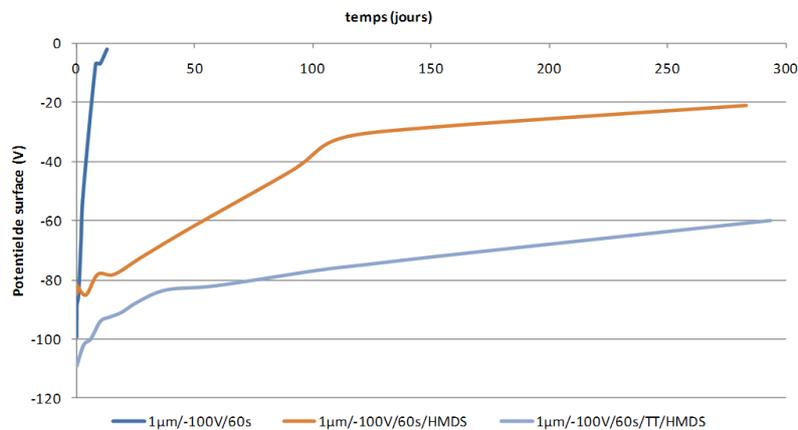


Figure III-40. $\text{SiO}_{2(\text{PECVD})}$ de 1µm ayant subi des traitements thermiques et des traitements de surface au HMDS

³ Oxyde de silicium déposé par PECVD (Plasma-enhanced chemical vapor deposition)

⁴ Oxyde de silicium thermique

⁵ LPCVD : Low-pressure chemical vapor deposition

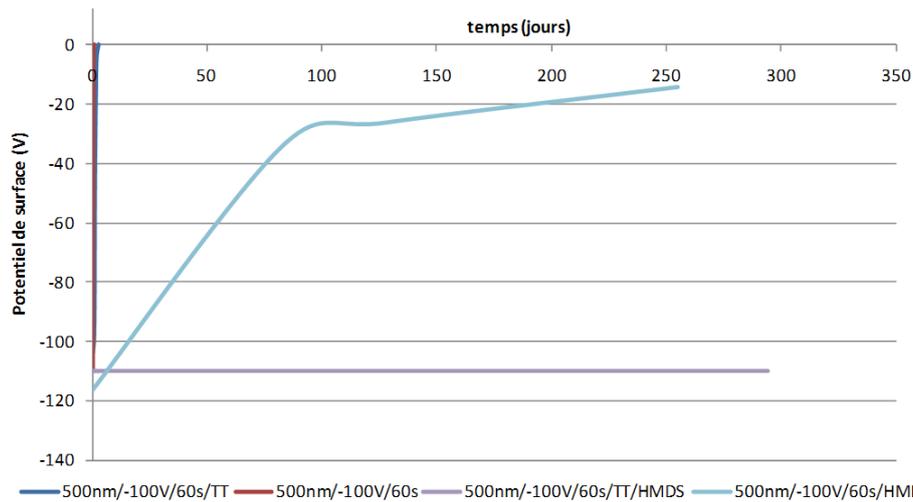


Figure III-41. $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ de 500nm ayant subi des traitements de surface au HMDS et des traitements thermiques

Les courbes de décroissance du potentiel de surface (figure III-40) prouvent tout d'abord que le $\text{SiO}_{2(\text{PECVD})}$ n'est pas un bon électret, et ce, quel que soit le traitement de surface ou le traitement thermique ($3\text{H}@450^\circ\text{C}$) appliqué. Ceci s'explique probablement par le fait que le dépôt par PECVD crée des structures avec des défauts, induisant de nombreuses pertes diélectriques et globalement moins isolantes que l'oxydation thermique. L'oxyde de silicium thermique (figure III-41) présente, quant à lui, une excellente stabilité dès l'instant qu'il a subi un traitement thermique et un traitement de surface adéquats (HMDS). Un tel électret chargé à -100V a montré qu'il était possible de conserver 97% de la charge initiale après 300 jours (état de l'art atteint).

Nous avons également testé un électret en oxyde de silicium recouvert d'une couche de nitrure (SiN). Nous avons choisi deux techniques différentes de dépôt du nitrure : le dépôt par PECVD et le dépôt par LPCVD. Les résultats sont présentés figures III-42 et III-43.

Il apparaît clairement que la structure $\text{SiO}_{2(\text{th})} + \text{SiN}_{(\text{PECVD})}$ (figure III-42) ne permet pas de fabriquer des électrets stables, et ce quel que soit le traitement appliqué.

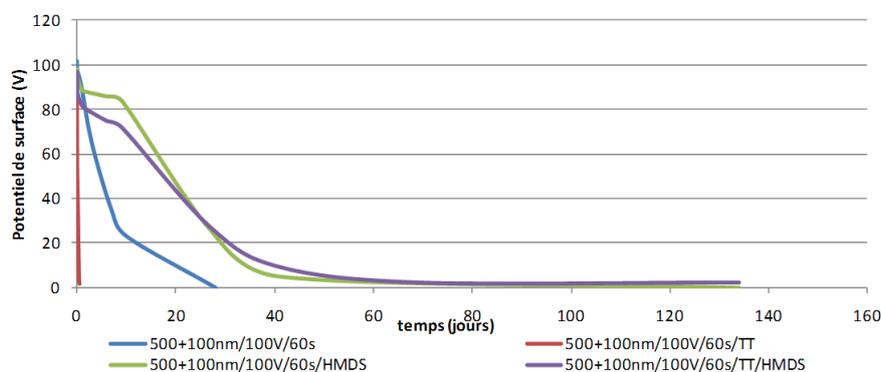


Figure III-42. Structure $\text{SiO}_{2(\text{th})} + \text{SiN}_{(\text{PECVD})}$

Par contre, l'électret à base de Si_3N_4 déposé par LPCVD (figure III-43) montre une excellente stabilité et permet de conserver 98% de la charge initiale après 80 jours. La figure

III-43 montre également l'importance du revêtement de surface en HMDS : sans ce revêtement, le potentiel de surface chute rapidement. Le traitement thermique dans ce cas a peu d'influence vu que les deux courbes de DPS pour le matériau traité au HMDS (rouge et violette) sont confondues.

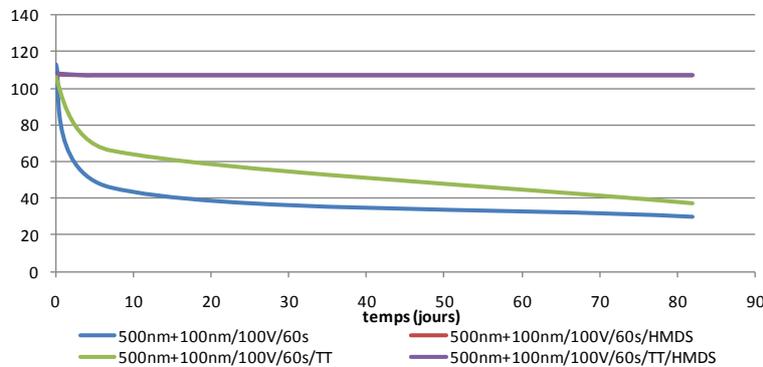


Figure III-43. Structure $\text{SiO}_{2(\text{th})} + \text{Si}_3\text{N}_4(\text{LPCVD})$

Dans le but de fabriquer des structures MEMS et pour des raisons de facilité de mise en œuvre et de compatibilité avec les process salle blanche, notre choix s'est limité aux structures de type $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ et $\text{SiO}_{2(\text{th})} + \text{Si}_3\text{N}_4(\text{LPCVD})$.

C. Choix d'un matériau à base de SiO_2 et amélioration de la tenue de ses charges

Nous avons étudié plusieurs traitements sur les structures à base de SiO_2 afin d'améliorer les propriétés de conservation des charges. Nous avons également cherché les limites de ces électrets.

a) Revêtements à base de polymères

Nous avons tout d'abord testé l'effet de différents revêtements de surface à base de polymères sur nos électrets en $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ et $\text{SiO}_{2(\text{th})} + \text{Si}_3\text{N}_4(\text{LPCVD})$. Nous nous sommes concentrés sur le HMDS, le PMMA, le téflon-AF et le parylène-C. Le HMDS, le PMMA et le téflon-AF ont été déposés par spin-coating et le parylène-C par CVD. L'effet du traitement thermique ($3\text{H}@450^\circ\text{C}$) sur la stabilité de l'échantillon a également été testé.

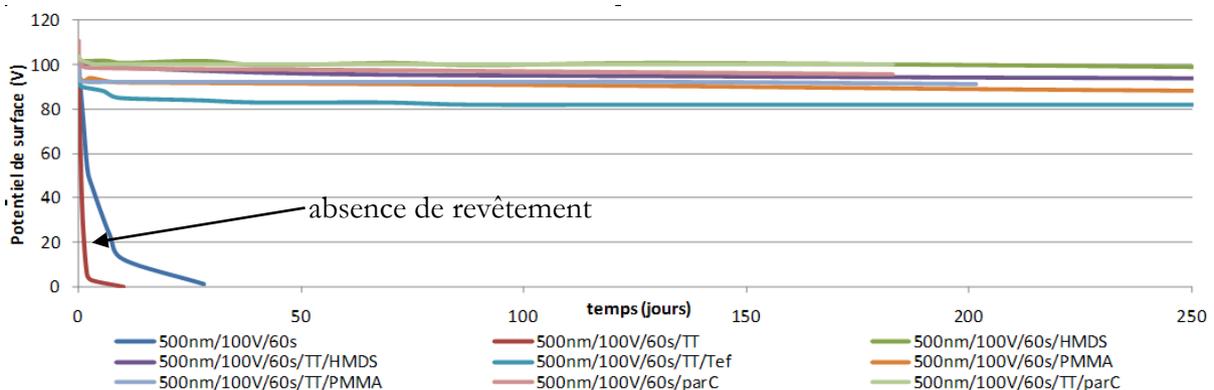


Figure III-44. Effet du revêtement et du traitement thermique sur le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$

Il est tout d'abord évident que le revêtement de surface a un impact très important sur le comportement de l'électret en oxyde de silicium thermique puisque les électrets non protégés

voient une chute de leur potentiel de surface rapide. Les meilleurs résultats obtenus ont été atteints avec un électret en $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ protégé par du HMDS ou du parylène-C et chargé positivement.

b) Effet du potentiel initial sur le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ +Traitement thermique+HMDS ($1\mu\text{m}$)

Afin de comprendre les mécanismes de conduction de charges dans le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ et de déterminer quel est le potentiel de surface maximal que peut atteindre cet électret, nous avons réalisé une série de tests sur la structure $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ +Traitement Thermique+HMDS en choisissant différents potentiels de chargement.

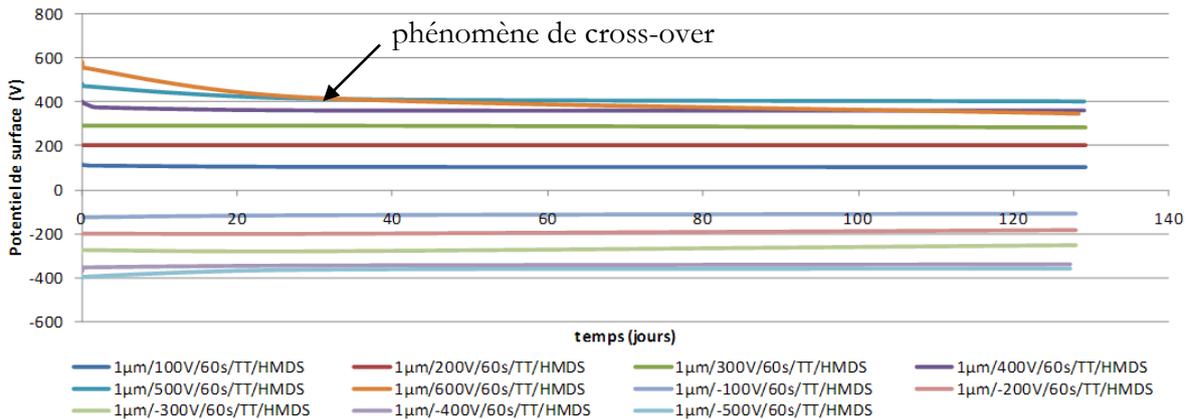


Figure III-45. Effet du potentiel initial sur le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ + HMDS

Les résultats présentés figure III-45 montrent tout d'abord un phénomène de cross-over, prouvant qu'il y a injection de charges. Cette structure possède une excellente stabilité, dès l'instant qu'elle est chargée à moins de 200V ($200\text{V}/\mu\text{m}$) (voire $300\text{V}/\mu\text{m}$) (état de l'art atteint). Les résultats pour la décharge positive et la décharge négative sont similaires, mais la stabilité est meilleure pour une décharge positive.

c) Effet du temps de chargement sur le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ + HMDS

Nous avons également voulu vérifier l'influence du temps de chargement sur la stabilité des échantillons. En effet, d'après certaines publications [LEO2006], le temps de chargement de l'électret a une influence sur sa stabilité. Cette étude a été réalisée sur la structure $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ +Traitement Thermique+HMDS. Le potentiel de surface est fixé à 100V et le temps de chargement varie de 15s à 30min.

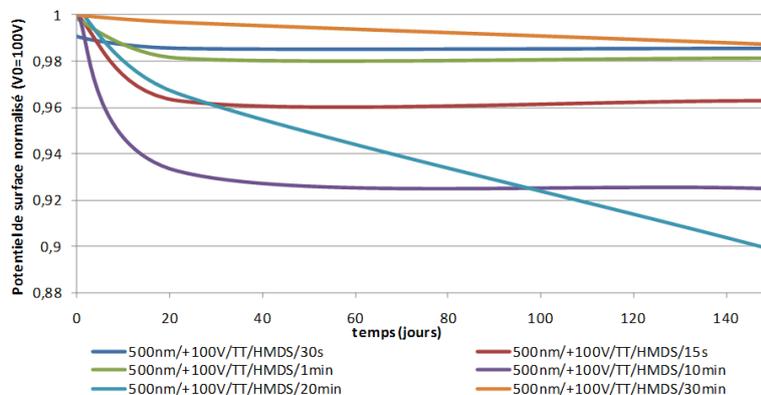


Figure III-46. Effet du temps de chargement sur le $\text{SiO}_{2(\text{th})}$ + TT+HMDS

Les courbes présentées précédemment montrent tout d'abord que 15s sont suffisantes pour charger nos électrets en oxyde de silicium à 100V avec notre banc de chargement. Elles prouvent, de plus, que le temps de chargement de l'électret à peu d'influence sur sa stabilité. (Dans notre cas, l'électret présentant la meilleure stabilité est celui qui a été chargé le plus longtemps ; ce qui est en désaccord avec l'état de l'art [LEO08]).

Nous avons montré qu'il était possible de fabriquer des électrets pleine plaque en silicium stables et capables de conserver des densités surfaciques de charge de l'ordre de $10\text{mC}/\text{m}^2$. Cependant, pour pouvoir être utilisés dans les structures de récupération d'énergie in-plane, il est nécessaire de les texturer. Les électrets en téflon ont également donné de bons résultats et seront utilisés dans les structures out-of-plane.

Nous nous intéressons à présent à la réalisation des électrets texturés à base de SiO_2 et à leur caractérisation.

PARTIE 3. ELECTRETS TEXTURES A BASE DE SiO_2 – STABILITE

Nous présentons dans cette dernière partie les résultats obtenus sur les électrets texturés à base de SiO_2 : du choix de la méthode de texturation, à la mise en place des étapes nécessaires à la fabrication et finalement aux résultats expérimentaux.

A. Méthodes de texturation – défauts liés – solution proposée

Nous pouvons trouver dans l'état de l'art différentes façons de texturer les électrets à base de SiO_2 . Cependant, aucune de ces méthodes, en accord avec [LEO08] ne nous a semblé suffisamment convaincante pour réaliser des électrets texturés en vue de les appliquer à la récupération d'énergie vibratoire.

Le principal défaut des électrets texturés existant à l'heure actuelle est d'être déposé sur une couche de silicium plane. Nous rappelons que la puissance de sortie du système de récupération d'énergie est fortement liée à la variation temporelle de capacité (dC/dt). La figure III-47 est un exemple typique de convertisseur d'énergie électrostatique à base d'électrets texturés développés à partir d'une plaque de silicium plane.

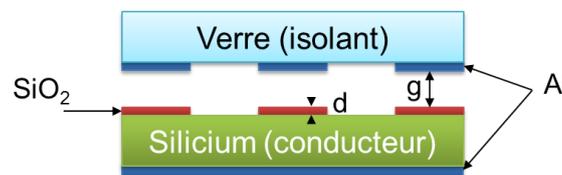


Figure III-47. Convertisseur électrostatique à électrets texturés

En supposant que la surface des bosses et des creux est identique et vaut $S/2$:

$$\frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{g + d}{g + \frac{d}{\epsilon}} \cong 1 \quad (\text{III-10})$$

La variation de capacité est donc très faible en utilisant ce type de convertisseur. Il est donc nécessaire d'utiliser de grandes surfaces ou un potentiel d'électret élevé pour obtenir un bon rendement de conversion mécanique/électrique.

Nous récapitulons les différentes possibilités de texturer les électrets selon l'état de l'art et en présentons les défauts majeurs.

Structure	Défauts liés
	<ul style="list-style-type: none"> impossible de charger l'électret pour des dimensions petites ($<100\mu\text{m}$) : les ions prennent le chemin le plus court et partent directement dans le silicium problèmes de stabilité dus à la discontinuité de la couche d'électret ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$) variation de capacité faible (obtenue uniquement grâce à la couche $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$)
	<ul style="list-style-type: none"> problèmes de stabilité dus à la proximité de métal (Al) : les charges injectées dans l'oxyde de silicium peuvent passer facilement dans la couche d'aluminium du fait de sa proximité variation de capacité faible
	<ul style="list-style-type: none"> stabilité des couches SiO_2 et Si_3N_4 quasi identique (pas de variation de champ électrique lors du passage des contre-électrodes) nécessité de développer des procédés permettant aux couches de SiO_2 et de Si_3N_4 de réagir différemment : il faut que les charges présentes dans le SiO_2 partent et que celles présentes dans l'empilement $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ restent. variation de capacité faible
	<ul style="list-style-type: none"> stabilité de l'électret : la partie masquée lors du chargement ne reçoit pas de charge. Les charges ont alors tendance à se déplacer dans le diélectrique de façon à uniformiser le potentiel. variation de la capacité faible

Nous avons vu dans la partie 2 que les empilements de type SiO_2/HMDS ou $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{HMDS}$ donnaient de bons résultats tant au niveau de la stabilité que de la densité surfacique de charge.

Afin d'augmenter la variation de capacité, nous allons écarter le silicium présent au niveau des creux des contre-électrodes placées en face en le creusant. Malheureusement, graver la plaque de silicium après un empilement de couches de diélectriques ne permet plus de charger l'électret (les ions prennent le chemin le plus court vers la masse et partent donc directement dans le silicium).

Des tests effectués sur les électrets texturés nous ont également montré que la non-continuité de la couche de diélectrique engendrait des problèmes de stabilité. Nous avons donc développé un process technologique permettant de réaliser une couche uniforme de diélectrique tout en autorisant une variation de capacité maximale. Cette structure est présentée figure III-48.



Figure III-48. Electrets texturés

Ce principe de texturation respecte le principe de continuité de la couche de diélectrique et assure une variation de capacité importante lorsque les contre-électrodes se déplacent au-dessus de cette structure. Le rapport C_{max}/C_{min} est alors directement lié à la profondeur de la gravure de la couche de silicium comme le précisent les figures III-49 et III-50.

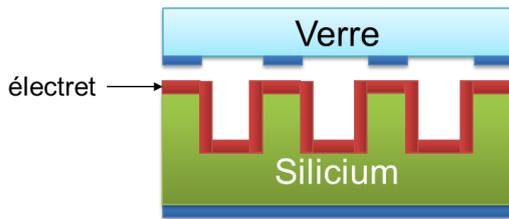


Figure III-49. Convertisseur à C_{max}

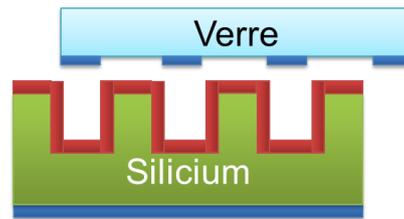


Figure III-50. Convertisseur à C_{min}

B. Méthode de fabrication des électrets texturés

Globalement, pour réaliser cet empilement, l'idée est de commencer par une gravure profonde DRIE (Deep Reactive Ion Etching) suivie d'une étape d'oxydation thermique et du dépôt de diverses couches de revêtement/protection. Nous présentons ci-dessous les étapes clés de la fabrication de ces électrets texturés.

Etape	Wafer à la fin de l'étape
0. Wafer de base	
1. Lithographie	
2. DRIE (100µm)	
3. Oxydation thermique (>500nm)	
4. Dépôt LPCVD Si3N4 (100nm)	

5. Dépôt AlSi face arrière	
6. Recuit thermique 3H@450°C	
7. Dépôt HMDS vapeur @100°C	
8. Décharge Corona	

Les étapes technologiques ont été réalisées dans les salles blanches du LETI. La photo III-51 présente un exemple de wafer 200mm fabriqué selon le process présenté précédemment, de même que les figures III-52 et III-53. Le pas de texturation est compris entre $(e, b) = (10\mu\text{m}, 10\mu\text{m})$ et $(e, b) = (500\mu\text{m}, 500\mu\text{m})$, avec b la largeur de la bosse et e l'écart entre les bosses.



Figure III-51. Electrets texturés – Wafer

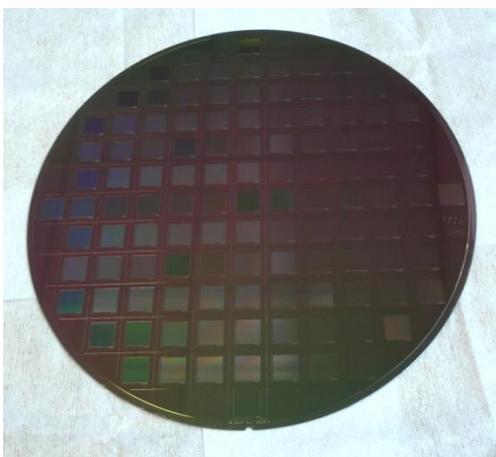


Figure III-52. Electrets texturés - Wafer

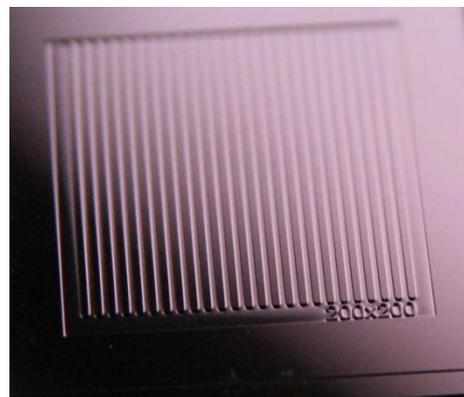


Figure III-53. Agrandissement

Des images prises au MEB ont notamment fait apparaître la présence des deux couches de diélectriques ($\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$) ainsi que leur continuité (figures III-54 et III-55).



Figure III-54. Texturation observée au MEB

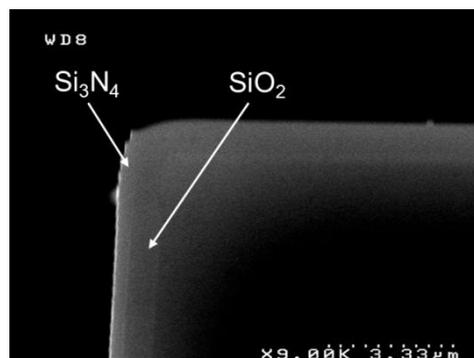


Figure III-55. Focus sur les diélectriques

Ces échantillons sont ensuite chargés par décharge Corona. Nos résultats expérimentaux sont présentés dans le paragraphe suivant.

C. Premiers résultats – Stabilité et potentiel de surface

Nous présentons dans ce paragraphe les premiers résultats expérimentaux obtenus avec les électrets texturés. Ces expériences ont tout d'abord montré l'importance du taux d'humidité sur la stabilité des électrets, phénomène que nous n'avions pas observé sur les électrets pleine plaque. Des ruptures de pente de la décroissance du potentiel de surface des électrets texturés apparaissaient 'les jours de pluie' ; nous en voyons un exemple sur la figure III-56.

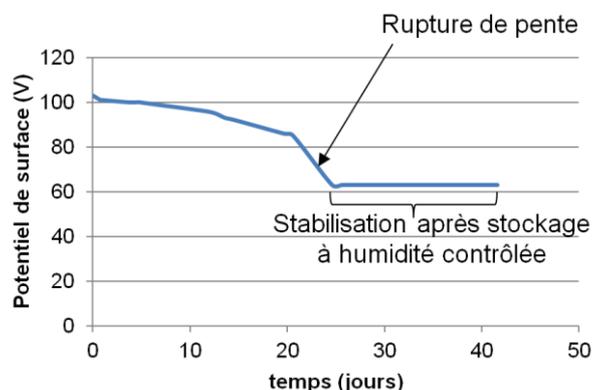


Figure III-56. Rupture de pente de la décroissance du potentiel de surface due à l'humidité

Pour pallier ce problème, les électrets texturés ont été maintenus dans une boîte contenant des sachets déshumidificateurs et permettant de conserver un taux d'humidité de 20% (figure III-57 et III-58).

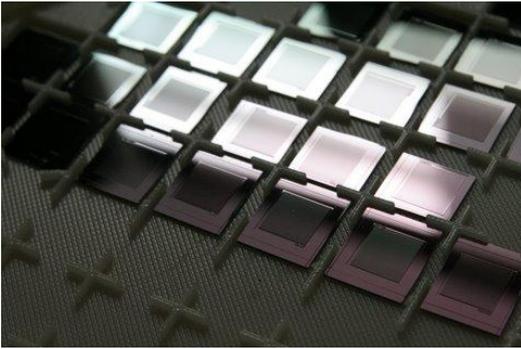
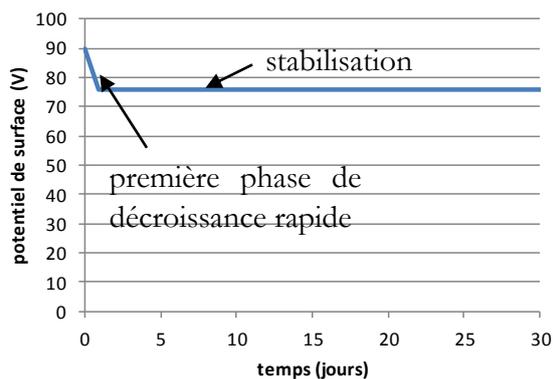
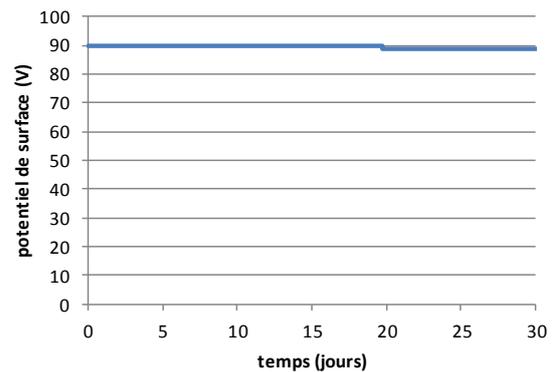
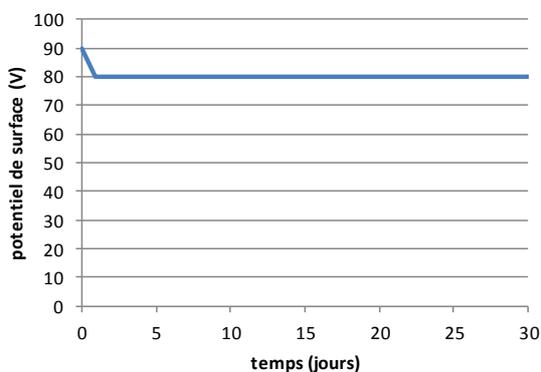
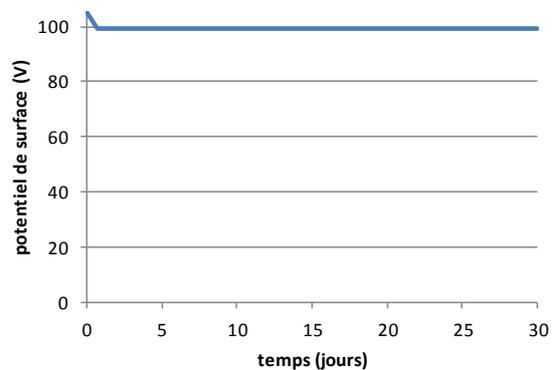


Figure III-57. Stockage des électrets texturés



Figure III-58. Stockage des électrets texturés

Nous présentons 4 exemples de résultats expérimentaux sur des électrets texturés en $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$ de différents pas de texturation allant de $(25\mu\text{m}, 25\mu\text{m})$ à $(400\mu\text{m}, 400\mu\text{m})$ (figures III-59 à III-62). La couche de SiO_2 mesure $1\mu\text{m}$ d'épaisseur et celle de Si_3N_4 fait 100nm . L'électret est chargé avec un potentiel de 100V avec une méthode identique à celle utilisée pour le chargement des électrets pleine plaque. Cependant, nous avons dû augmenter le temps de chargement à 5min pour atteindre les 100V à la surface de l'échantillon après le chargement.

Figure III-59. Electret texturé chargé à 100V ($e, b = (25\mu\text{m}, 25\mu\text{m})$)Figure III-60. Electret texturé chargé à 100V ($e, b = (75\mu\text{m}, 75\mu\text{m})$)Figure III-61. Electret texturé chargé à 100V ($e, b = (100\mu\text{m}, 100\mu\text{m})$)Figure III-62. Electret texturé chargé à 100V ($e, b = (400\mu\text{m}, 400\mu\text{m})$)

Nous observons généralement une première phase de décroissance importante après le chargement puis une stabilisation dès le 2^{ème} jour. Grâce à notre méthode, les résultats en

termes de stabilité semblent aussi bons que pour les électrets ‘pleine plaque’ (si on néglige la première phase de décroissance avant la stabilisation) ; les tests sur le long terme (plus de 100 jours) permettront de le confirmer.

Nous avons donc démontré qu’il était possible d’obtenir des électrets texturés stables à partir d’oxyde de silicium thermique.

Conclusion

Nos résultats ‘matériau’ montrent qu’il est simple et peu coûteux de fabriquer des couches minces capables de conserver des charges pendant de longues périodes et notamment dans des diélectriques basés sur l’oxyde de silicium, présentant l’avantage d’être bien connu en salle blanche.

Nous avons également développé une technique permettant de fabriquer des électrets texturés ‘stables’. Nous avons notamment fait l’expérience de l’impact important de l’humidité sur le comportement des électrets texturés.

Les résultats de ce chapitre sont appliqués aux prototypes de récupération d’énergie présentés dans le chapitre suivant.

Chapitre IV. Structures de récupération d'énergie vibratoire à électrets– Réalisations

Structure out-of-plane à base de poutre encastree-libre –
structure macroscopique in plane – structure
microscopique in plane

Introduction

Dans cette partie, nous présentons les différentes structures de récupération d'énergie à base d'électrets que nous avons réalisées. Nous présentons tout d'abord un prototype à base de poutre encastrée-libre développé pour valider la théorie du chapitre II. Nous présentons ensuite deux structures in-plane : une première macroscopique, réalisée en acier et une seconde fabriquée par procédés salle blanche en silicium.

PARTIE 1. POUTRE ENCASTREE-LIBRE – VALIDATION DE LA THEORIE

La structure de récupération d'énergie à base d'électret la plus simple est celle de la poutre encastrée-libre. Cette structure fait partie de la catégorie des structures 'out of plane', c'est-à-dire à surfaces parallèles, séparées par un gap d'air d'épaisseur variable. Nous présentons dans cette partie une étude approfondie de cette structure, qui sera validée précisément par des résultats expérimentaux.

1. Modélisation de la structure

La structure mécanique (figures IV-1 et IV-2) est composée d'une poutre conductrice de longueur $(L+L_m)$, d'épaisseur h et de largeur w sur laquelle a été ajoutée une masse m de longueur $2L_m$. La poutre est placée en face d'un électret déposé sur une électrode de longueur λ , formant une structure capacitive. Une charge résistive (R) est placée aux bornes de la capacité. Les vibrations du milieu ambiant $y(t)$ induisent un déplacement $x(t)$ de la contre-électrode par rapport à l'électret et génèrent un courant $i(t)$ qui circule dans la résistance R .

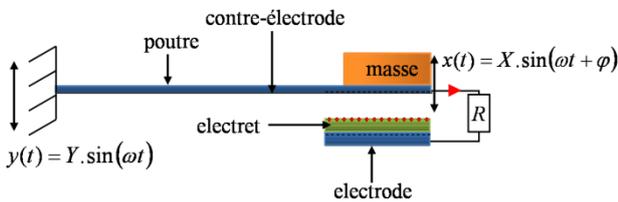


Figure IV-1. Structure simple à base de poutre encastrée-libre

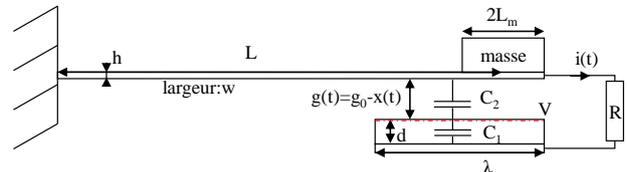


Figure IV-2. Modélisation de la structure

Afin de valider précisément la théorie développée au chapitre II, la structure de poutre encastrée-libre est modélisée plus précisément.

2. Modèle analytique

Dans cette section, nous développons le modèle analytique complet de la structure en étudiant tout d'abord la partie mécanique, puis la partie électrostatique avant de nous intéresser au couplage mécanique/électrique. Notre objectif est d'avoir le modèle le plus précis possible qui donnera les mêmes résultats que les expériences et validera définitivement notre modèle.

A. Partie mécanique

La poutre encastrée-libre avec masse rapportée peut être modélisée par un système masse-ressort-frottement étudié dans le chapitre II. Nous avons également vu que, pour maximiser la puissance de sortie, il est nécessaire d'accorder la fréquence de résonance du système de

récupération d'énergie à la fréquence des vibrations. D'après la théorie de la mécanique des structures, la constante de raideur de la poutre peut être exprimée par :

$$k = m\omega_n^2 = \frac{3EI}{L^3} = \frac{Ewh^3}{4L^3} \quad (\text{IV-1})$$

Avec E le module d'Young du matériau et I le moment quadratique de la poutre.

Du fait de la présence de la masse, le comportement de la poutre doit être étudié sur deux parties (figure IV-3).

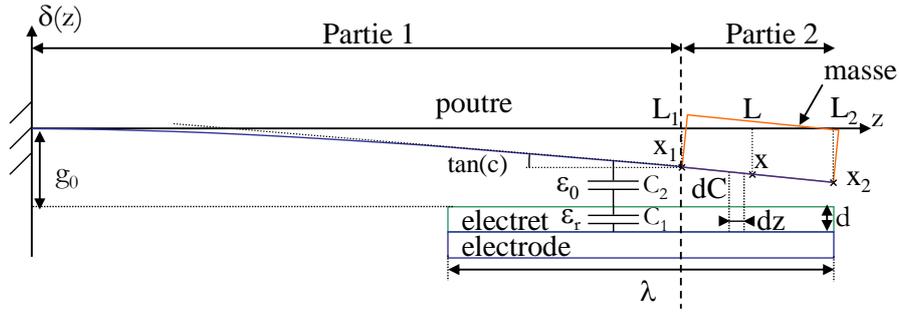


Figure IV-3. Structure en déflexion

La première partie de la poutre ($z \in [0, L_1 = L - L_m]$) n'a pas de masse rapportée et a un comportement similaire à celui d'une poutre encastree-libre dont la flèche (x_1) est imposée. Sa déflexion en tout point peut être exprimée par : $\delta(z) = \frac{x_1}{2L_1^3} z^2 (3L_1 - z)$. La seconde partie qui a une masse rapportée ($z \in [L_1, L_2 = L + L_m]$) suit la déflexion de la partie 1 : la dérivée de la déflexion par rapport à la position de la partie 2 est constante et vaut la dérivée de la déflexion de la partie 1 à $z=L_1$ (IV-22).

$$c = \left. \frac{d\delta(z)}{dz} \right|_{z=L_1} = \left. \frac{d\delta(z)}{dz} \right|_{z \in [L_1, L_2]} = \frac{3}{2} \frac{x_1}{L_1} \text{ avec } x_1 = x - cL_m \quad (\text{IV-2})$$

Ainsi, pour une déflexion x en $z=L$ donnée, la déformation de la poutre peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \delta(z) = \frac{x_1}{2L_1^3} z^2 (3L_1 - z) & [\text{partie 1}] \\ \delta(z) = c(z - L) + x & [\text{partie 2}] \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

Nous avons vérifié que ces équations donnent les mêmes résultats que les éléments finis en statique (figure IV-4) puis en dynamique, confirmant notre modèle mécanique.

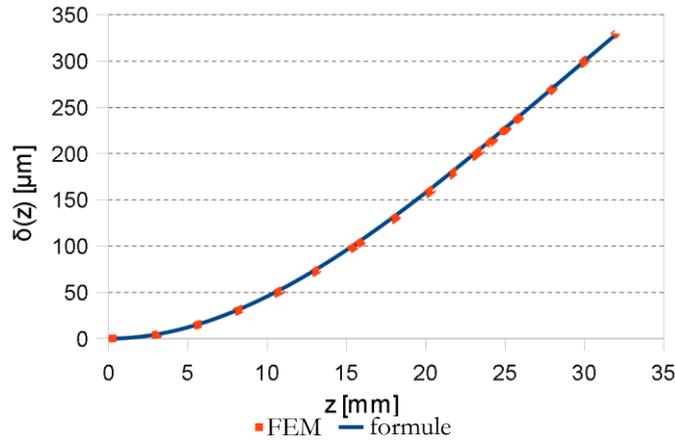


Figure IV-4. Validation du modèle mécanique par éléments finis

Le modèle mécanique étant validé, nous pouvons à présent étudier le convertisseur électrostatique.

B. Partie électrostatique

Pour pouvoir utiliser le modèle générique des systèmes de récupération d'énergie à électrets développé au chapitre II, il est nécessaire de pouvoir exprimer la capacité ($C(x)$) et la dérivée de la capacité (dC/dx). A partir de la déformation de la poutre et en considérant une capacité de longueur infinitésimale (dz) (figure IV-3), nous pouvons calculer la capacité sur chacune des parties (dC_{p1} et dC_{p2}) pour une déflexion x imposée.

$$\left\{ \begin{array}{l} dC_{p_1}(x) = \frac{\varepsilon_0 w dz}{g_0 - \delta(z) + \frac{d}{\varepsilon_r}} \text{ avec } \delta(z) = \frac{x_1}{2L_1^3} z^2 (3L_1 - z) \text{ [partie 1]} \\ dC_{p_2}(x) = \frac{\varepsilon_0 w dz}{g_0 - \delta(z) + \frac{d}{\varepsilon_r}} \text{ avec } \delta(z) = c(z - L) + x \text{ [partie 2]} \end{array} \right. \quad (\text{IV-4})$$

En intégrant ces deux expressions, nous obtenons la capacité totale formée entre les deux électrodes :

$$C(x) = C_{p_1}(x) + C_{p_2}(x) = \varepsilon_0 w \int_{L_2-x}^{L_1} \frac{dz}{g_0 - x \frac{z^2 (3L - z)}{2L^3} + \frac{d}{\varepsilon_r}} + \frac{\varepsilon_0 w}{c} \ln \left(\frac{g_0 + \frac{d}{\varepsilon_r} + cL_m - x}{g_0 + \frac{d}{\varepsilon_r} - cL_m - x} \right) \quad (\text{IV-5})$$

Nous avons de nouveau vérifié notre formule grâce aux éléments finis (figure IV-5). Il apparait ainsi que la formule théorique développée correspond parfaitement aux résultats des éléments finis. Nous avons également comparé ces résultats à la formule de la capacité plane $C(x) = \varepsilon_0 S / (g_0 - x + d / \varepsilon_r)$: l'approximation de la capacité plane surestime la valeur de la capacité maximale et donc de la variation de capacité.

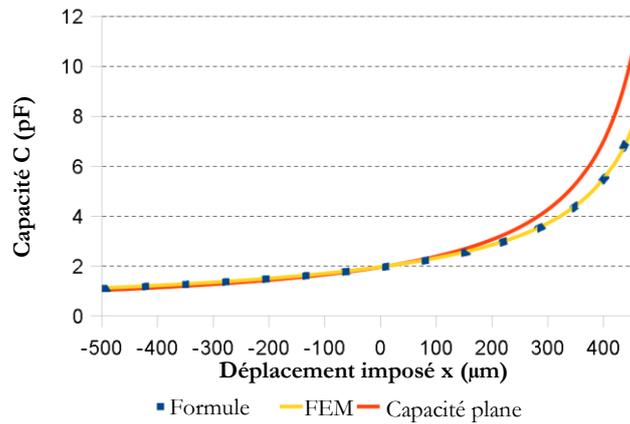


Figure IV-5. Capacité entre les électrodes en fonction du déplacement imposé x . ($L_m=2\text{mm}$, $L=30\text{mm}$, $g_0=505\mu\text{m}$, $d=100\mu\text{m}$, $w=12.33\text{mm}$, $\epsilon_r=2$, $\lambda=10\text{mm}$).

Ce modèle est ensuite intégré au modèle du système complet.

C. Système complet

Les équations du modèle mécanique et du modèle électrostatique sont couplées. Le système d'équations différentielles qui régit le comportement de la structure (IV-6) est résolu numériquement sous Matlab.

$$\begin{cases} m\ddot{x} + b_m \dot{x} + kx - \frac{d}{dx} \left(\frac{Q_2^2}{2C(t)} \right) - mg = -m\ddot{y} \\ \frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \frac{Q_2}{C(t)R} \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Nous nous intéressons à présent à la puissance maximale qu'il est possible de récupérer avec ce type de structures.

3. Optimisation de la puissance de sortie

Afin de maximiser la puissance de sortie de la structure de récupération d'énergie, nous développons un procédé d'optimisation et déterminons les paramètres géométriques et électriques optimaux.

A. Paramètres à optimiser

Les simulations ont montré que la puissance de sortie était fortement dépendante de 3 paramètres : la charge (R), la longueur de l'électrode (λ) et le gap initial (g_0). En s'intéressant à la puissance de sortie en fonction de chacun de ces 3 paramètres, il apparaît de plus qu'il existe une valeur optimale permettant de maximiser l'extraction d'énergie des vibrations (figure IV-6 à IV-8).

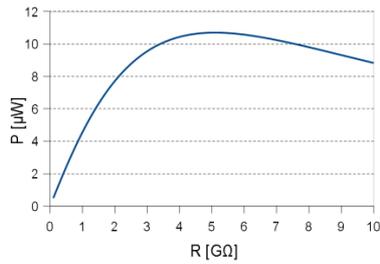


Figure IV-6. Puissance de sortie en fonction de la charge (R)

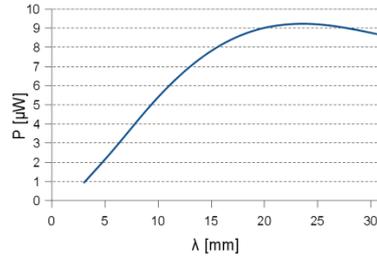


Figure IV-7. Puissance de sortie en fonction de la longueur de l'électrode (λ)

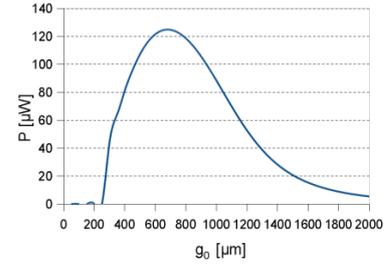


Figure IV-8. Puissance de sortie en fonction du gap initial (g_0)

Les 3 graphiques précédents montrent qu'une optimisation de ces 3 paramètres est donc nécessaire pour maximiser la puissance de sortie de cette structure de récupération d'énergie.

B. Optimisation et puissance maximale

L'optimisation a été réalisée sous Matlab et a donné les paramètres optimaux suivants en choisissant un électret chargé à 1400V et en négligeant les capacités parasites pour différentes masses m et une accélération de 0.1G@50Hz. Nous voyons notamment que la puissance de sortie optimale peut atteindre plus de 30µW/g de masse mobile et dépasser théoriquement la puissance déterminée par le modèle de William&Yates.

Tableau IV-1. Paramètres optimaux pour différentes masses

m (g)	R_{opt} (GΩ)	λ_{opt} (mm)	g_{0opt} (µm)	P (µW)	$P_{W\&Y}$ (µW)	P/m (µW/g)
1	10	6.4	700	36.59	29.07	36.59
2	7.1	5.9	602	71.7	58.14	35.85
3	4.36	7.4	600	104	87.21	34.67
5	2.18	9.6	593	160	145.34	32
10	0.8	14.30	901	173	290.68	17.3

Cependant, les premières expériences ont montré l'impact important des capacités parasites en travaillant avec de grandes résistances, c'est pourquoi nous avons choisi de limiter la résistance de charge à 300MΩ. Une nouvelle optimisation a donc été réalisée et a donné les paramètres optimums suivants (tableau IV-2) pour une structure en silicium (clivé dans un wafer, pour assurer une bonne planéité).

Tableau IV-2. Paramètres de la structure de récupération d'énergie

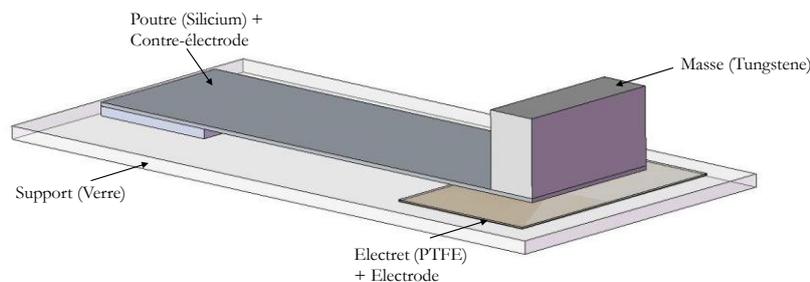
Paramètre	Désignation	Valeur
M_{beam}	Matériau utilisé pour faire la poutre	Silicium
E	Module d'Young du Silicium	160 GPa
L	Distance de l'encastrement au centre de gravité de la masse	30 mm
b	Epaisseur de la poutre	300 μm
w	Largeur de la poutre	13 mm
$2L_m$	Longueur de la masse mobile	4 mm
m	Masse mobile	5 g
$\omega_n = \omega$	Pulsation propre de la structure	$50 \times 2\pi$ rad/s
$Q_m = (2\xi_m)^{-1}$	Facteur de qualité mécanique de la structure	75
M_{electret}	Matériau de l'électret	FEP
ϵ_r	Constante diélectrique de l'électret	2
d	Epaisseur de l'électret	127 μm
V	Potentiel de surface de l'électret	1400 V
g_0	Epaisseur du gap d'air initial	700 μm
λ	Longueur de l'électrode	22.8 mm
R	Charge	300 M Ω

Ces paramètres sont ensuite utilisés pour réaliser notre structure de récupération d'énergie à base de poutre encastree-libre.

4. Fabrication du prototype et résultats – Comparaison à la théorie

A. Prototype

Le prototype a été réalisé à partir d'un wafer de silicium clivé pour former une structure de poutre encastree-libre. La poutre est collée sur un support d'épaisseur contrôlée lui-même collé sur un wafer en verre de façon à limiter les capacités parasites. Un électret en FEP de 127 μm d'épaisseur et chargé à 1400V est placé sous la poutre.


Figure IV-9. Schéma du prototype

Un prototype de la structure est présenté figure IV-10. Nous avons également validé que l'électret en FEP présentait une bonne stabilité même lorsqu'il était chargé à 1400V (figure IV-11).

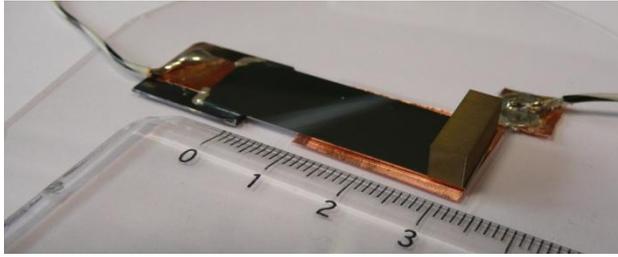


Figure IV-10. Prototype

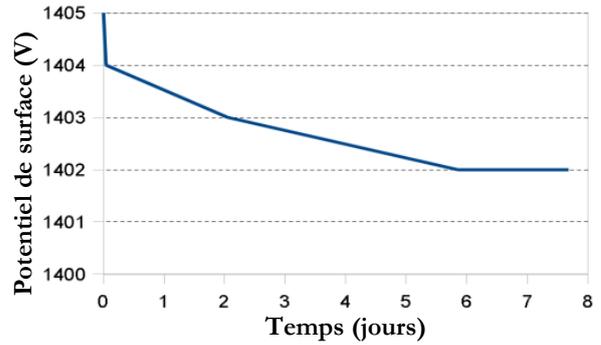


Figure IV-11. Stabilité de l'électret chargé à 1400V

Cette structure est ensuite testée expérimentalement.

B. Résultats expérimentaux et validation de la théorie

La structure de récupération d'énergie a été testée sur pot vibrant et soumise à des vibrations de $10\mu\text{m}@50\text{Hz}\approx 0.1\text{G}$; elle a généré les tensions présentées figures IV-12 et IV-13 pour deux charges différentes ($2.2\text{G}\Omega$ et $300\text{M}\Omega$). Les résultats sont comparés à la théorie (en prenant en compte les capacités parasites C_{par} (II-17)). Il apparait très clairement que les courbes théoriques et expérimentales correspondent parfaitement. La puissance moyenne récupérée aux bornes de la résistance de $300\text{M}\Omega$ est de $50\mu\text{W}$, ce qui correspond à une puissance moyenne de $10\mu\text{W/g}$ de masse mobile.

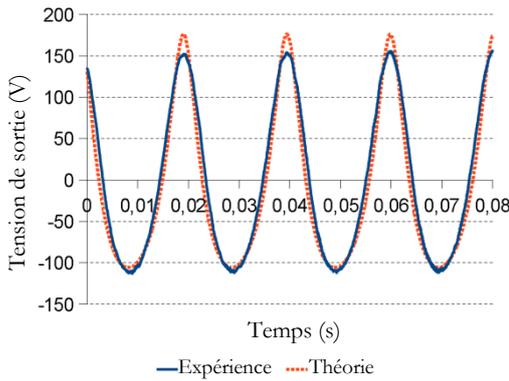


Figure IV-12. Tension aux bornes de la charge résistive ($R=2.2\text{G}\Omega$ et $C_{par}=10\text{pF}$)

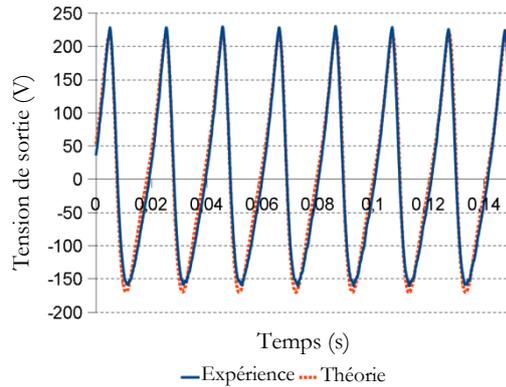


Figure IV-13. Tension aux bornes de la charge résistive ($R=300\text{M}\Omega$ et $C_{par}=5\text{pF}$)

Ces résultats expérimentaux nous donnent une figure de mérite $\alpha_{W\&Y} = \frac{P}{P_{W\&Y}} = 34\%$ et

une figure de mérite surfacique $\chi_S = \frac{P}{Y^2 \omega^3 S} = 38,75$, nous plaçant dans les meilleurs résultats de l'état de l'art.

Tableau IV-3. Comparaison de nos résultats à l'état de l'art

Auteur	Ref	Vibrations	Surface active (S)	Potentiel de surface (V)	Puissance de sortie (P)	Figure de mérite (χ_s)
Suzuki	[14]	1mm@37Hz (54.0ms ⁻²)	2.33 cm ²	450V	0.28μW	9.56×10 ⁻⁵
Halvorsen	[16]	2.8μm@596Hz (39.2ms ⁻²)	0.48 cm ²		1μW	5.06×10 ⁻²
Kloub	[17]	0.08μm@1740Hz (9.6ms ⁻²)	0.42 cm ²	25V	5μW	14.2
Naruse	[18]	25mm@2Hz (3.9ms ⁻²)	9 cm ²		40μW	3.58×10 ⁻²
Edamoto	[19]	500μm@21Hz (8.7ms ⁻²)	3 cm ²	600 V	12μW	6.97×10 ⁻²
Miki	[20]	100μm@63Hz (15.7ms ⁻²)	3 cm ²	180V	1μW	5.37×10 ⁻³
Honzumi	[21]	9.35μm@500Hz (92ms ⁻²)	0.01 cm ²	52V	90 pW	3.32×10 ⁻⁵
Structure poutre (th.)		10μm@50Hz (1.0ms ⁻²)	4.16cm ²	1400V	152μW	117.84
Structure poutre (exp.)		10μm@50Hz (1.0ms ⁻²)	4.16cm ²	1400V	50μW	38.75

L'étude de la structure de récupération d'énergie à base de poutre encastrée-libre nous a tout d'abord permis de montrer la validité de notre étude théorique et de nos modèles. Nous avons réussi à récupérer 50μW à l'aide de cette structure, ce qui place la structure à un bon niveau vis-à-vis de l'état de l'art. Les parties suivantes seront consacrées à l'étude des structures à mouvement dans le plan à électrets texturés (version macroscopique et version microscopique).

PARTIE 2. STRUCTURE MACROSCOPIQUE DANS LE PLAN – ELECTROEROSION

Le premier prototype in-plane que nous présentons est une structure macroscopique, qui sera réalisée par des techniques mécaniques classiques. Notre objectif est double : valider la théorie et déterminer les puissances récupérables avec un système macroscopique. Dans un premier temps, nous dimensionnons la partie mécanique de façon à accorder la fréquence de résonance de la structure à la fréquence des vibrations ambiantes. Nous nous intéressons ensuite à la partie électrostatique puis à la puissance récupérée.

La structure que nous voulons réaliser est composée de deux éléments mécaniques (figure IV-14) : le socle et la partie supérieure composée d'une partie mobile suspendue et reliée à un support à l'aide de ressorts. Ces deux éléments sont maintenus à la bonne distance l'un de l'autre à l'aide de calles d'épaisseurs contrôlées. La conversion d'énergie est réalisée en intégrant des plaques de PCB contenant les électrodes et les électrets disposés sur les parties centrales de la partie mobile et du socle.

A termes, le prototype qui sera réalisé par électroérosion ressemblera à la structure présentée ci-dessous :

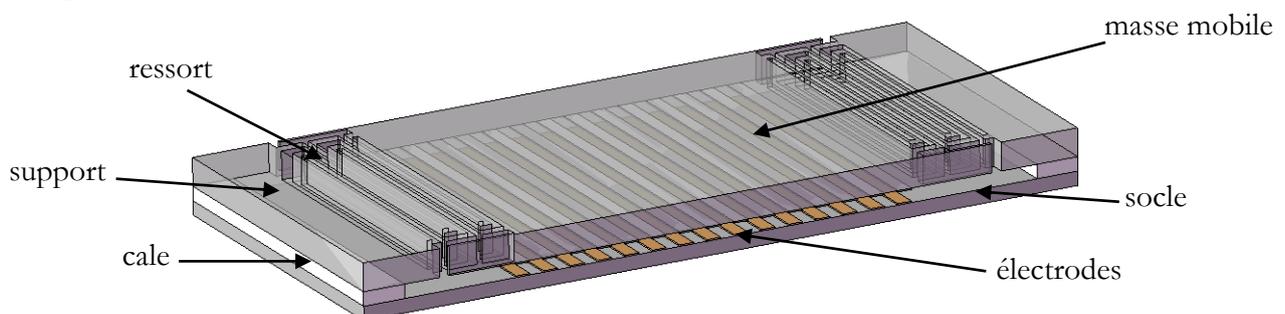


Figure IV-14. Schéma de la structure de récupération d'énergie visée

Nous nous intéressons tout d'abord au dimensionnement de la partie mécanique : le système masse-ressorts.

1. Dimensionnement de la structure mécanique

Nous avons vu dans le chapitre I que les vibrations ambiantes sont caractérisées par une fréquence basse (typiquement 50Hz). De plus, nous avons montré que dans le cas des structures de récupération d'énergie vibratoire, il est nécessaire d'ajuster la fréquence propre de la structure à la fréquence des vibrations. La fréquence propre f_0 de la structure est liée à deux paramètres : la constante de raideur k et la masse mobile m puisque :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (\text{IV-7})$$

La structure que nous voulons étudier peut se modéliser sous la forme d'une masse en suspension soutenue par a ressorts composés chacun de n poutres. Les vibrations induisent un mouvement relatif de la masse mobile dans la direction \vec{e}_x . Les n poutres sont donc des poutres encastées-guidées en flexion.

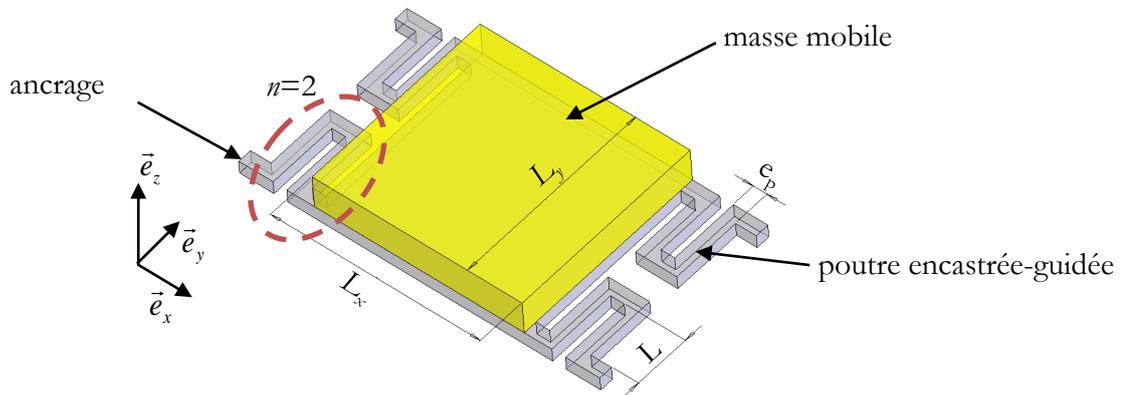


Figure IV-15. Schéma de la structure mécanique pour $a=4$ et $n=2$

La constante de raideur de la structure peut être calculée en appliquant les théories de la résistance des matériaux.

A. Dimensionnement des ressorts

Le but de cette partie est de dimensionner les poutres pour que :

- i. la fréquence de résonance de la structure soit de 45Hz (pour éviter d'être gêné par le 50Hz)
- ii. les contraintes mécaniques au niveau des encastements ne dépassent pas les contraintes maximales de tenue du matériau (pour ne pas casser la structure ou atteindre le régime de déformation plastique)
- iii. l'enfoncement de la masse mobile selon la direction \vec{e}_z soit faible.

La masse étant maintenue par a ressorts composés chacun de n poutres, la constante de raideur de la structure k peut être exprimée par : $k = \frac{a}{n} k_1$, avec k_1 la raideur d'une poutre élémentaire encastrée-guidée (figure IV-16).

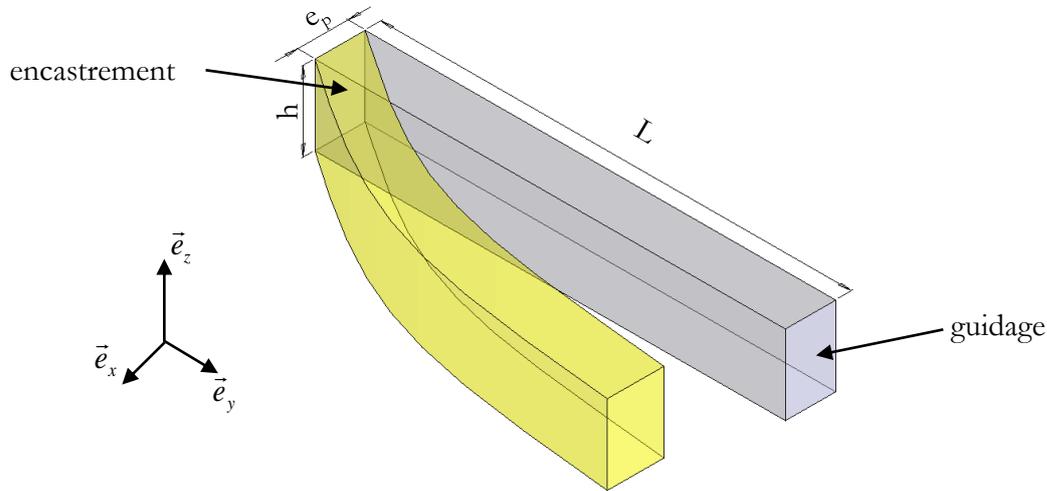


Figure IV-16. Poutre élémentaire de constante de raideur k_1

Il est possible de calculer la raideur équivalente de cette poutre élémentaire en fonction de ses paramètres géométriques et des paramètres du matériau utilisé. On note k_{1x} la raideur des poutres selon \vec{e}_x , k_{1z} la raideur des poutres selon \vec{e}_z , E le module d'Young du matériau, b la hauteur des poutres, e_p leur épaisseur, L leur longueur, I_x le moment d'inertie selon \vec{e}_z et I_z le moment d'inertie selon \vec{e}_x .

Pour déterminer k_1 , la première étape est de calculer les composantes MNV du torseur des actions mécaniques extérieures de la poutre encastrée-guidée (figure IV-18).

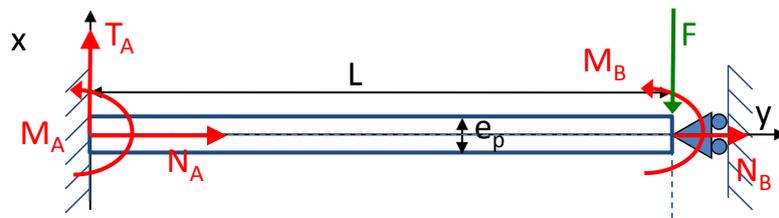


Figure IV-17. Modélisation de la poutre – Résistance des matériaux

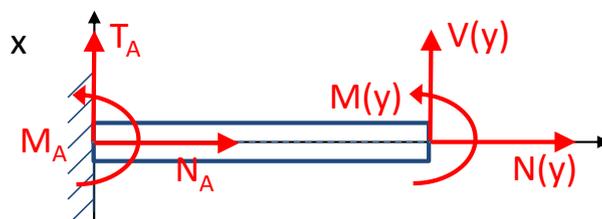


Figure IV-18. Calcul des composantes MNV

En appliquant le principe fondamental de la statique aux schémas précédents :

$$\begin{cases} T_A - F = 0 \\ N_A + N_B = 0 \\ M_A + M_B - FL = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V(y) + T_A = 0 \\ N_A + N(y) = 0 \\ M_A + M(y) + V(y)y = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-8})$$

On en déduit le moment de flexion $M(y) = F\left(y - \frac{L}{2}\right)$, et comme : $ELx''(y) = M(y)$, il vient :

$$x(y) = \frac{F}{EI} \left(\frac{y^3}{6} - \frac{Ly^2}{4} \right) \quad \text{et} \quad x(L) = \frac{FL^3}{12EI} \quad (\text{IV-9})$$

D'où :

$$k = \frac{F}{x(L)} = \frac{12EI}{L^3} \quad (\text{IV-10})$$

Ainsi, on en déduit que :

$$k_{1x} = \frac{12EI_z}{L^3} \quad \text{avec} \quad I_z = \frac{he^3}{12} \quad \text{donc} \quad k_{1x} = \frac{Ehe^3}{L^3} \quad (\text{déplacement longitudinal de la masse}).$$

$$k_{1z} = \frac{12EI_y}{L^3} \quad \text{avec} \quad I_x = \frac{eh^3}{12} \quad \text{donc} \quad k_{1z} = \frac{Eeh^3}{L^3} \quad (\text{enfoncement de la masse}).$$

La constante de raideur k du système complet (les $a \times n$ ressorts) est donc obtenue par :

$$k = m.(2\pi f_0)^2 = \frac{ak_{1y}}{n} \Rightarrow \frac{e}{L} = \sqrt[3]{\frac{nm.(2\pi f_0)^2}{aEh}} \quad (\text{IV-11})$$

Nous avons également noté qu'il était important de limiter la contrainte maximale que subissaient les poutres afin de ne pas dépasser la limite élastique du matériau.

D'après la résistance des matériaux, nous savons que la contrainte σ présente dans une poutre en flexion au niveau de la fibre extérieure et en fonction de la position x s'exprime par :

$$\sigma(y) = \frac{M(y)}{I} \left(\frac{h}{2} \right) \quad (\text{IV-12})$$

La contrainte maximale est donc située au niveau des encastrements (encastrement ou guidage) et vaut :

$$\sigma_{\max} = \frac{3eE\Delta_x}{nL^2} \quad (\text{IV-13})$$

Avec Δ_x le déplacement de la masse mobile selon \vec{e}_x .

Finalement, les forces gravitationnelle et électrostatique qui s'appliquent sur la masse ont tendance à provoquer un enfoncement de la masse Δ_z . Cet enfoncement doit être minimisé de façon à éviter les problèmes de collage et d'instabilité de la masse mobile. Globalement, nous essayerons de ne pas dépasser un enfoncement de 1% du gap initial g .

$$F_z = P + F_{elec} = \frac{ak_{1z}}{n} \Delta_z \Rightarrow \Delta_z = \frac{nF_z}{ak_{1z}} = \frac{n((mg) + F_{elec})}{aEe} \left(\frac{L}{h}\right)^3 \quad (IV-14)$$

Ces 3 contraintes (i. fréquence de résonance, ii. contrainte mécanique maximale, iii. enfoncement de la masse mobile) peuvent être difficile à tenir et en particulier pour des basses fréquences. En effet, pour des masses de quelques grammes voire de quelques dizaines de grammes, les ressorts sont souples (risque d'enfoncement important de la masse mobile) et les déplacements importants (risque de contrainte importante). Nous récapitulons dans la section suivante les différents paramètres que nous nous sommes imposés pour réaliser cette structure.

B. Paramètres imposés et dimensions de la structure

Les paramètres imposés pour la structure sont résumés dans le tableau IV-4 . Certains sont liés à des contraintes matériau ou de fabrication (E, e_p, σ_{max}), les autres résultent de nos besoins (f_0, Δ_z, L_s, l_s), avec L_s et l_s les dimensions de la structure complète.

Tableau IV-4. Paramètres imposés

Paramètre	Valeur	Raison
f_0	45Hz	Fréquence des vibrations ambiantes
Δ_z	<1% g	Il faut limiter l'enfoncement de la masse
E	205GPa	
e_p	250µm	Limite imposée par l'usinage par électroérosion
F_{elec}	10 ⁻² N	Obtenue par le calcul des forces électrostatiques
σ_{max}	300MPa	Il faut limiter les contraintes dans les matériaux de la structure
L_s, l_s	<5cm	Il faut limiter la taille de la structure

Pour limiter les dimensions du système (~5cm x 5cm), les ressorts ont été emboîtés (figure IV-19). L'utilisation des formules précédentes nous ont amené aux valeurs de L=21,5mm et m=27g de façon à respecter les différentes contraintes que nous nous sommes imposées.

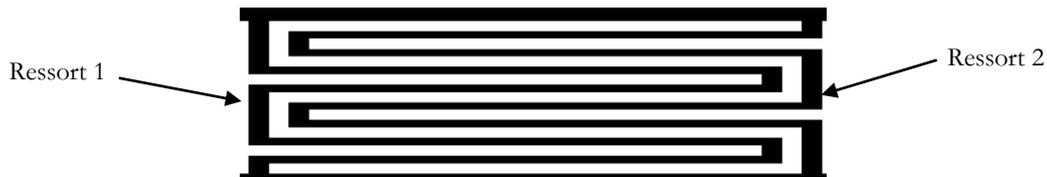


Figure IV-19. Structure à ressorts emboîtées

L'enfoncement de la structure sera de 64,5 nm. Au mieux, avec notre structure mécanique macroscopique, nous espérons réaliser un gap de 10µm (donc : $\Delta_z < 1\%$ g), du fait des imprécisions, des non-planités...

La figure IV-20 donne les autres dimensions de la structure. Un cadre a été ajouté autour de la structure pour améliorer la tenue de la structure, mais également pour maintenir le positionnement relatif (alignement) des encastrement des ressorts sur le support vibrant.

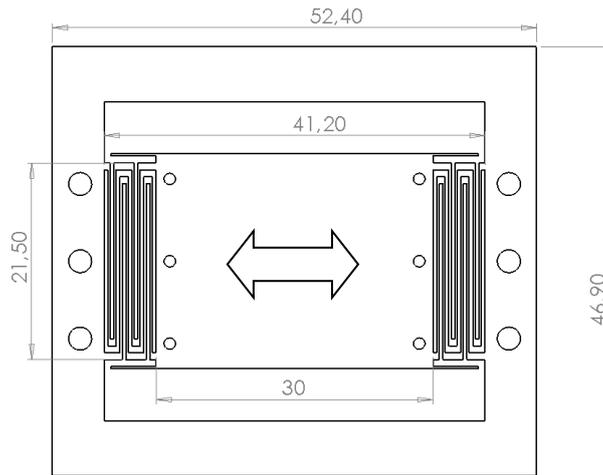


Figure IV-20. Dimensions de la structure macroscopique

Afin de valider nos formules théoriques, nous avons développé un modèle sous éléments finis.

C. Simulation sous Comsol Multiphysics

La structure mécanique a été dessinée sous SolidWorks puis exportée sous Comsol afin de déterminer par éléments finis la fréquence propre de la structure :

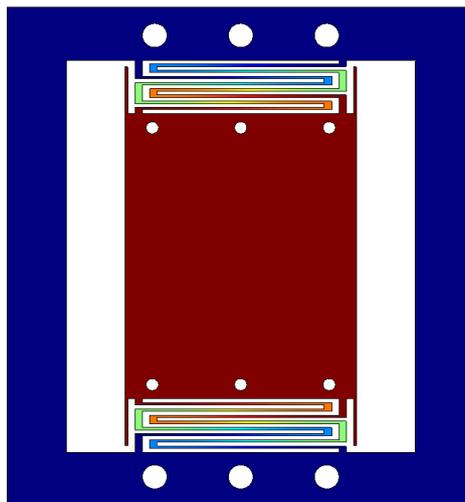


Figure IV-21. Modélisation de la structure par éléments finis

La structure simulée sous Comsol Multiphysics présente une fréquence propre de 48Hz, ce qui correspond à 6% d'erreur seulement par rapport aux résultats théoriques développés précédemment alors que la structure est relativement complexe. La contrainte maximale calculée théoriquement correspond également aux résultats des éléments finis.

Cette adéquation entre les résultats théoriques et les résultats des éléments finis permet de valider notre modèle.

D. Structure finale

La structure finale est représentée figures IV-22 et IV-23.

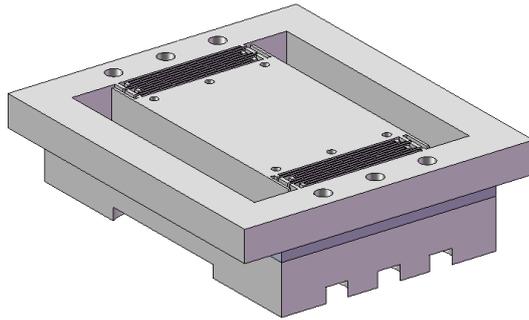


Figure IV-22. Structure finale

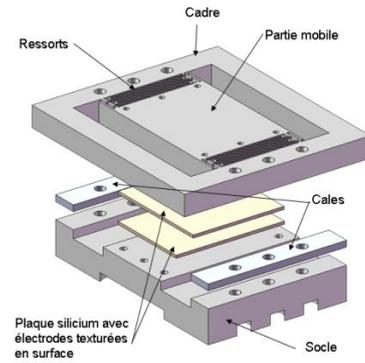


Figure IV-23. Vue éclatée

Ces pièces mécaniques nécessitant une grande précision ont été réalisées par une société extérieure (Elefil).

2. Réalisation des pièces

Les pièces support (socle et partie supérieure) ont été fabriquées en utilisant l'électroérosion par fil (société Elefil). Cette technique permet de fabriquer des pièces mécaniques avec une excellente précision. Cela consiste à appliquer une forte différence de potentiel entre deux électrodes, la pièce à usiner et un fil, séparés par un diélectrique (figures IV-24 et IV-25). Cette différence de potentiel entraîne l'apparition de décharges électriques qui chauffent localement la matière et la vaporise.

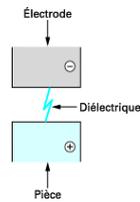


Figure IV-24. Principe de l'électroérosion

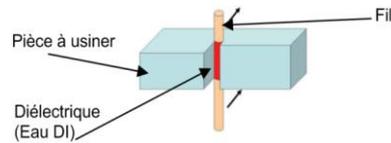


Figure IV-25. Electroérosion par fil

La structure finale est présentée figure IV-26 :

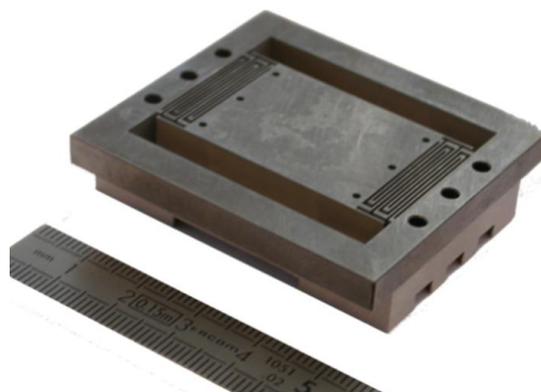


Figure IV-26. Structure finale

La structure macroscopique in-plane est ensuite testée mécaniquement pour valider la fabrication, puis en mode de récupérateur d'énergie.

3. Caractérisation mécanique et électrostatique de la structure à vide

Les premiers tests réalisés sont des caractérisations mécaniques de la structure à vide et permettent de retrouver les paramètres de la structure tels que la constante de raideur k des ressorts et le facteur de qualité mécanique Q . Nous nous intéressons ensuite à une caractérisation électrostatique à vide, c'est-à-dire une mesure de la capacité inter-électrodes.

A. Détermination des paramètres mécaniques

La structure est placée sur un pot vibrant pour mesurer ses caractéristiques mécaniques. Un accéléromètre est également fixé au niveau du socle de façon à observer les vibrations du pot vibrant et permettre un contrôle précis de la valeur de l'accélération d'entrée $y(t)$ (amplitude et fréquence).

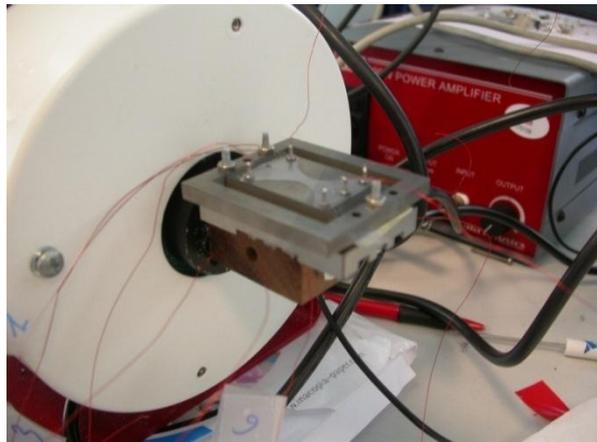


Figure IV-27. Tests sur pot vibrant

Les paramètres mécaniques de la structure peuvent être extraits d'une étude en fréquence à accélération constante du rapport de l'amplitude relative X sur l'amplitude d'excitation Y . En effet, nous avons vu dans le chapitre II que :

$$\frac{X}{Y} = \frac{\Omega^2}{\sqrt{\left[\left(\frac{\Omega}{Q}\right)^2 + [1 - \Omega^2]^2\right]}} \text{ avec } \Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} \quad (\text{IV-15})$$

f_0 et Q peuvent alors facilement être déterminés en traçant (X/Y) en fonction de la fréquence d'excitation f (figure IV-28). La fréquence propre f_0 qui est très proche de la fréquence de résonance f_r correspond à la fréquence d'excitation où le rapport X/Y est maximal : ce maximum correspond à la valeur de Q .

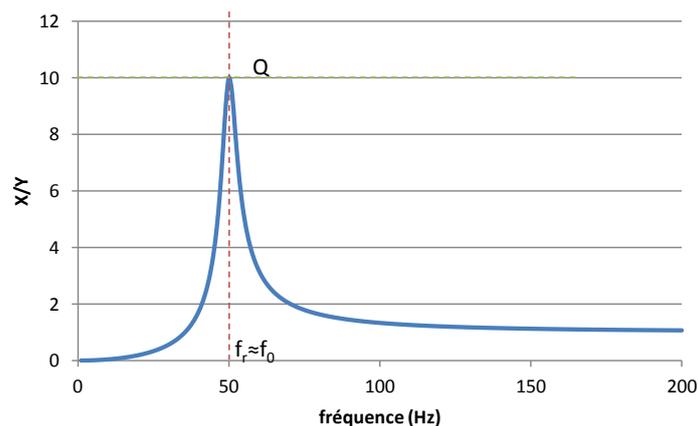


Figure IV-28. Tests sur pot vibrant $f_0=50$ et $Q=10$ – Théorie

Ainsi, afin de valider la modélisation de notre structure par un système masse-ressort-frottement et de déterminer ses éléments caractéristiques, nous avons tracé dans le graphique IV-29 la valeur du rapport X/Y (amplitude du déplacement relatif de la masse mobile divisée par l'amplitude des vibrations ambiantes) en fonction de la fréquence d'excitation.

Nous avons également cherché à faire correspondre cette courbe à celle d'un modèle masse-ressort-frottement. Il est ainsi clair que les courbes correspondent parfaitement et que, bien que la structure soit relativement complexe, le modèle masse-ressort-frottement reste bien adapté.

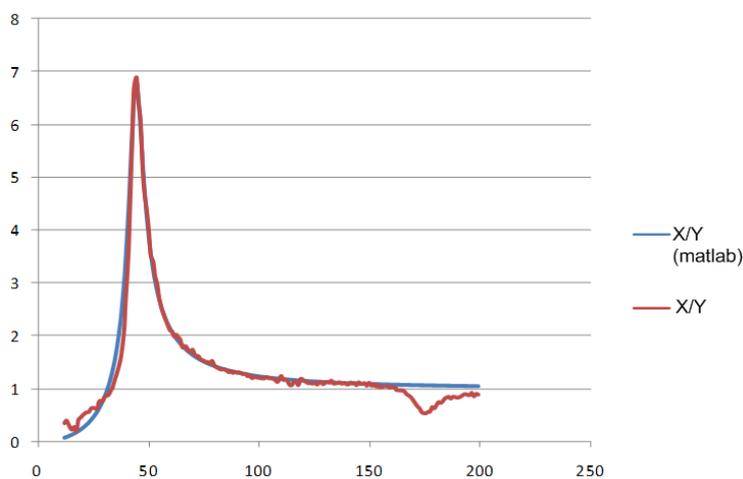


Figure IV-29. Caractérisation en fréquence de la structure

D'après ce qui a été énoncé précédemment, la fréquence propre de la structure est de 39 Hz. Nous sommes donc légèrement en dessous de ce qui a été obtenu par calcul et par simulation. Cette différence (13% d'erreur) est probablement due au fait que l'épaisseur des poutres n'est pas exactement de 250 μ m par endroit. Nous en déduisons également le facteur de qualité mécanique de la structure : $Q=7$.

Le facteur de qualité mécanique de la structure est faible et lié au matériau (acier) et aux frottements avec l'air. La fréquence propre de la structure reste cohérente avec nos modèles théoriques.

La seconde caractérisation de la structure porte sur la partie électrostatique et notamment sur la mesure de la capacité.

B. Mesure de la capacité

La capacité de la structure (et sa variation) sont des paramètres clés pour la récupération d'énergie. Nous avons développé un circuit de mesure de capacité et réalisé une série de mesures en fonction de l'excitation d'entrée.

a) Circuit de mesure

Afin de mesurer la variation temporelle de capacité de la structure de récupération d'énergie, nous avons développé un circuit électronique à base d'amplificateurs opérationnels et présenté figure IV-30. Il est composé de 4 étages : un convertisseur courant-tension, un filtre passe-haut, un redresseur sans seuil et un filtre passe-bas.

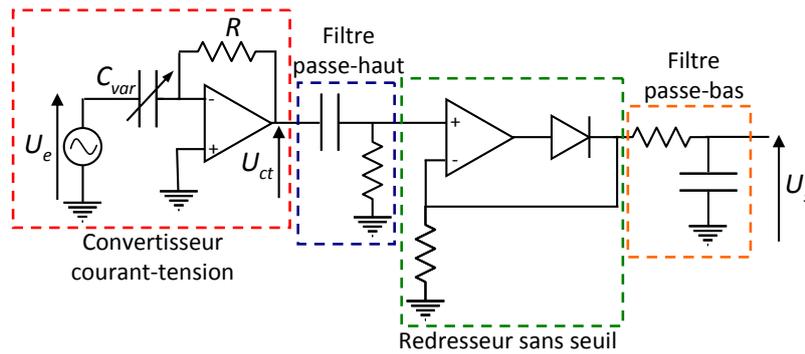


Figure IV-30. Circuit de mesure de capacité

Le convertisseur courant-tension permet de générer une tension de sortie telle que :

$$U_{ct} = RC_{var} \omega U_e \tag{IV-16}$$

Ainsi, en choisissant une valeur adéquate de $R\omega U_e$, on retrouve la valeur temporelle de C_{var} . Par exemple, en prenant $R\omega U_e = 10^{12}$, U_{ct} est directement égal à la valeur de C_{var} en pF.

Le filtre passe-haut permet de retirer les parasites basses fréquences (50Hz). Le redresseur sans-seuil ne garde que la partie positive du signal en vue d'intégrer la partie haute fréquence et finalement le filtre passe-bas supprime la partie haute fréquence du signal à la sortie du redresseur, ne laissant que la valeur de la capacité en fonction du temps.

Ce circuit est ensuite placé aux bornes de la structure de récupération d'énergie soumise à des vibrations.

b) Structure capacitive

La structure capacitive est réalisée sur PCB et introduite dans la structure mécanique étudiée précédemment. Les séries d'électrodes et de contre-électrodes ont une texturation de type (e, b)=(1mm,1mm) comme présenté figure IV-31. Les électrets en téflon (FEP) de 25µm d'épaisseur sont placés sur les électrodes et le gap entre les deux séries d'électrodes est estimé à 50µm.



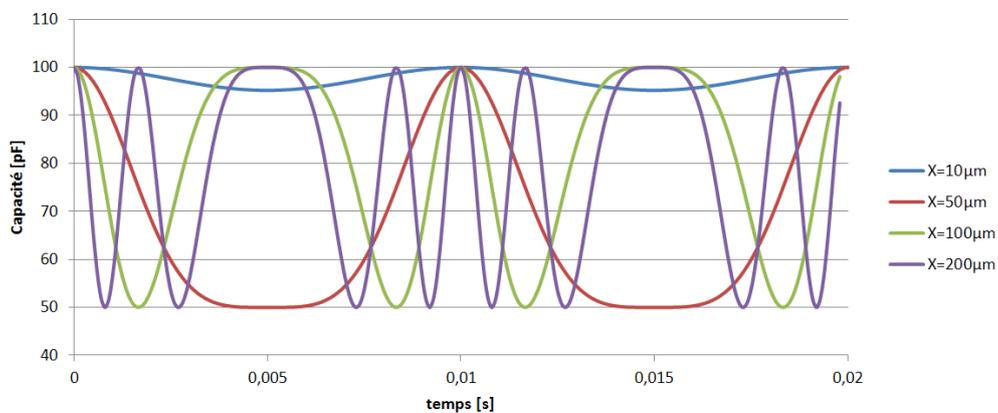
Figure IV-31. Structure capacitive

c) Résultats expérimentaux

Cette étude a pour but de déterminer la variation de capacité de la structure de récupération d'énergie. Ainsi, nous avons tout d'abord mesuré la capacité de la structure précédente au repos et nous avons trouvé 70pF. Nous avons également mesuré la variation de la capacité lorsque la structure est soumise à des vibrations de 39Hz de différentes amplitudes de façon à observer 'les passages de bosses'.

En effet, du fait de la structure multibosse, des phénomènes de multiplication de fréquence de la capacité et de la tension de sortie doivent apparaître dès lors que l'amplitude relative de la masse mobile dépasse le pas de texturation des électrodes (e+b) du fait de la forme particulière de la valeur spatiale et temporelle de la capacité $C(x)$ comme présenté figure IV-32 :

$$C(x) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2} \right) \times \cos\left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \Rightarrow C(t) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2} \right) \times \cos\left(\frac{2\pi X \sin(\omega t)}{e+b} \right) \quad (IV-17)$$



Nos résultats expérimentaux sont présentés figures IV-33 et IV-34 :

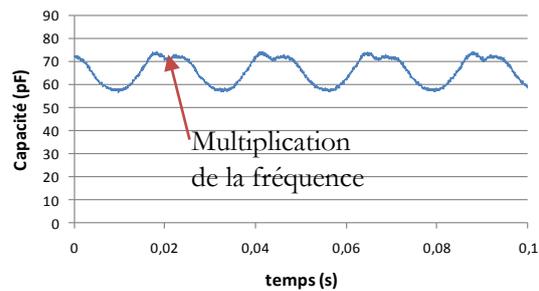
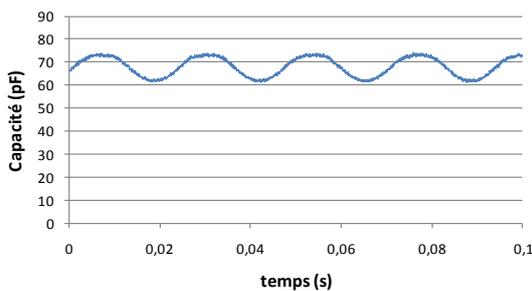


Figure IV-33. Variation de la capacité : passage de 1 bosse

Figure IV-34. Variation de la capacité : passage de 1 bosse et demie

Nous remarquons tout d'abord que la variation de capacité est faible, comprise entre 58pF et 75pF (soit 17pF de variation) et sans doute liée au mauvais contrôle du gap entre les deux électrodes. Il est également possible de remarquer l'effet d'une structure multibosse sur l'évolution de la capacité : on peut ainsi observer sur la figure IV-34 le passage d'une bosse et demie.

Nous cherchons à présent la puissance récupérable avec cette structure macroscopique.

4. Récupération d'énergie avec la structure macroscopique in-plane

Les résultats présentés dans cette partie ont été obtenus avec une résistance de charge de $100M\Omega$. De plus, pour pouvoir évaluer l'effet du potentiel de surface, l'électret n'est pas chargé mais remplacé par une source de polarisation externe (générateur haute tension).

A. Effet du potentiel de surface de l'électret

Nous testons tout d'abord l'effet du potentiel de surface sur la structure. Pour ce faire, nous appliquons une vibration d'entrée de $0,15G@39Hz$ et élevons progressivement le potentiel de polarisation. La tension aux bornes de la résistance de charge augmente avec l'augmentation du potentiel de surface, comme présenté dans le graphique IV-35 :

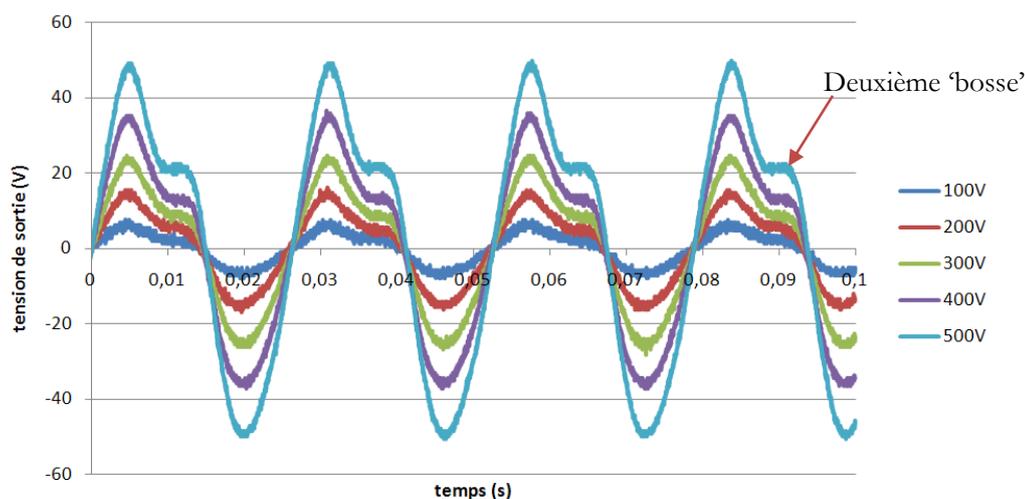


Figure IV-35. Tension de sortie en fonction du potentiel de surface

Nous remarquons une fois de plus l'effet de l'utilisation d'une structure 'multibosse' sur la tension de sortie (apparition d'une deuxième bosse). Les tensions de sorties peuvent atteindre plusieurs dizaines de volts, comme attendu. Nous pouvons également noter une asymétrie entre la partie positive et la partie négative des tensions de sortie ; cette dernière est, comme dans le cas de la poutre, due aux capacités parasites.

Nous avons également tracé la courbe de la puissance de sortie en fonction du potentiel de polarisation. Les tests ont été arrêtés à 500V car à partir de 520-530V, des claquages de l'air commencent à apparaître. Ce qui donne les résultats suivants en termes de puissance récupérée :

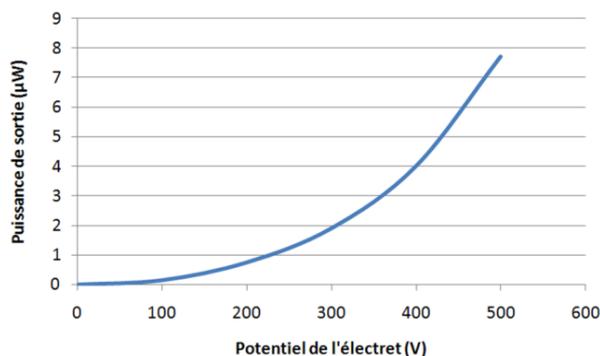


Figure IV-36. Potentiel de surface et puissance de sortie ($100M\Omega@0,15G@39Hz$)

La puissance de sortie est faible ($8\mu W@0,15G$) vue la masse en jeu (27g) mais valide cependant le principe de récupération d'énergie par une structure à fonctionnement dans le plan. Il est également à noter qu'il existe un optimum théorique du potentiel de surface permettant de maximiser la puissance de sortie et correspondant à un amortissement électrique égal à l'amortissement mécanique. Cependant, nous ne retrouvons pas ce résultat dans les résultats que nous avons présentés : ceci est dû au fait que cet optimum n'est pas atteint à cause du problème de claquage de l'air.

B. Effet de la fréquence des vibrations

Nous avons également cherché les effets d'une variation de la fréquence d'entrée. Comme la structure de récupération d'énergie macroscopique a un faible facteur de qualité mécanique, il est facile de récupérer de l'énergie sur une large gamme de fréquence, comme le montre la figure IV-37. Nous pouvons en effet récupérer de l'énergie sur $\sim 5\text{Hz}$.

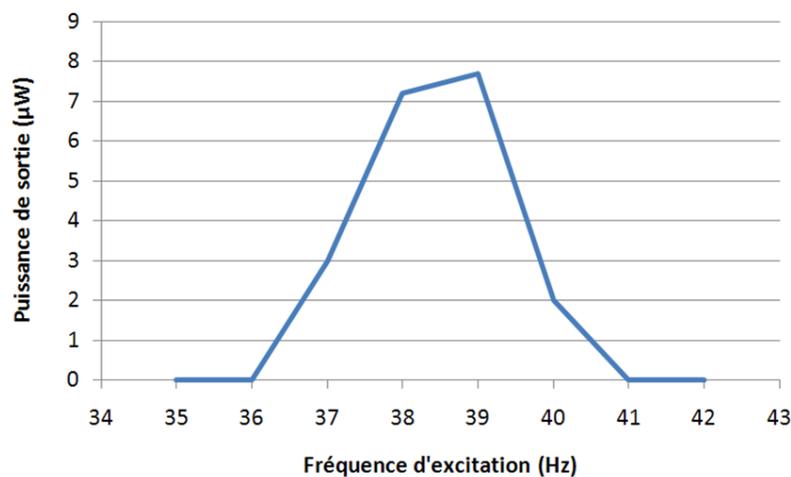


Figure IV-37. Fréquence d'excitation et puissance de sortie ($100M\Omega@0,15G$)

Ce système ne peut cependant pas être caractérisé de large bande car la grande bande de fréquence de fonctionnement n'est pas due à l'amortissement électrique mais à l'amortissement mécanique.

C. Effet de l'amplitude des vibrations

Nous avons finalement étudié l'effet de l'amplitude des vibrations sur la récupération d'énergie. Les résultats sont présentés figure IV-38 :

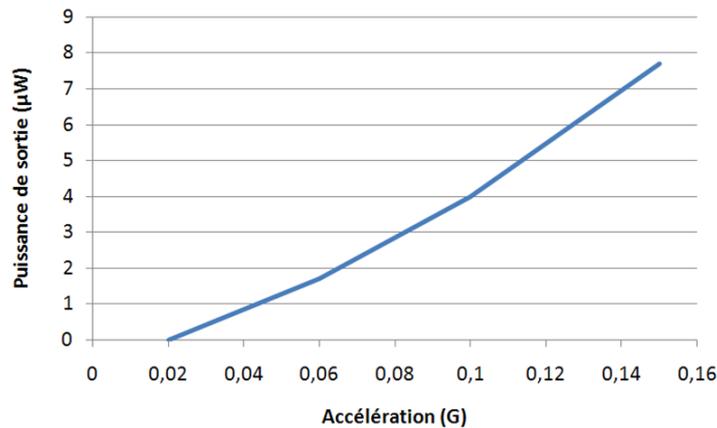


Figure IV-38. Puissance de sortie en fonction de l'amplitude des vibrations (100M Ω @39Hz)

Grâce à la structure de récupération d'énergie in-plane macroscopique, nous avons montré la faisabilité de principe. La puissance récupérée est cependant faible (0,3 μ W/g) du fait de la faible variation de capacité. Ce problème est sans doute dû à un mauvais contrôle du gap inter-électrodes ainsi qu'à un mauvais alignement des électrodes. Afin de mieux contrôler le gap, nous passons à l'étude d'une structure réalisée en silicium.

PARTIE 3. INTEGRATION DE LA STRUCTURE – STRUCTURE MEMS

Dans cette partie, nous réduisons les dimensions de l'ensemble des éléments mécaniques de la structure macroscopique à fonctionnement dans le plan. Le but est à présent d'obtenir une structure de taille centimétrique et surtout de pouvoir correctement contrôler le gap d'air entre les électrodes. La structure que nous voulons réaliser sera composée de trois éléments (figure IV-39) : une plaque support, une plaque dans laquelle seront gravés les ressorts et la masse mobile et finalement une masse rapportée. Un exemple du type de structure que nous visons est présenté ci-dessous :

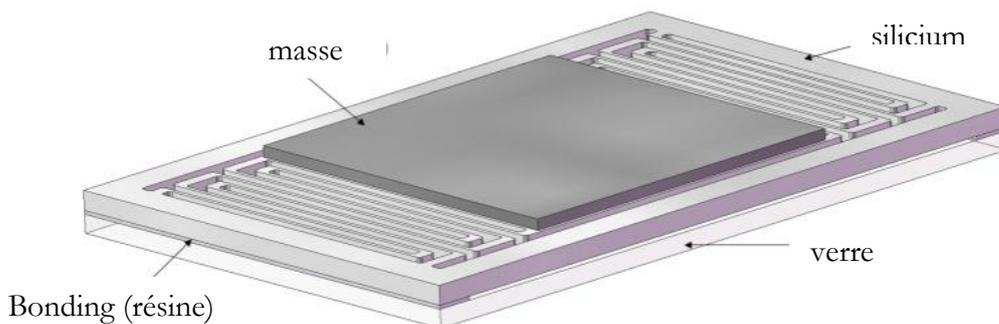


Figure IV-39. Structure silicium visée

Nous nous sommes tout d'abord intéressés aux technologies permettant de réaliser ce type de structure. Nous présentons ensuite le process technologique que nous avons développé et utilisé ainsi que les structures que nous avons réalisées en salle blanche. Nous concluons l'étude par une présentation de nos résultats sur la structure de récupération d'énergie en silicium et un bilan global de nos résultats expérimentaux sur les trois structures que nous avons étudiées.

1. Technologies permettant de fabriquer des structures épaisses avec de grands facteurs de forme – Choix de la méthode

Fabriquer des structures MEMS à basses fréquences de résonance implique de réaliser des ressorts de maintien constitués de poutres longues, fines et à grands facteurs de forme. Dans un premier temps, nous étudions les possibilités techniques permettant de réaliser des structures épaisses ($\sim 500\mu\text{m}$ à 1mm) avec de grands facteurs de formes.

A. Techniques non conventionnelles

La structure intégrée que nous visons mesurera de l'ordre de 1cm^2 . Les poutres de maintien de la masse mobile restant dans des ordres de grandeurs de cinquante microns, nous nous sommes demandés si des techniques non conventionnelles, mais néanmoins standard d'usinage telles que le laser, l'électroérosion, la gravure chimique ou la découpe par jet d'eau étaient applicables à nos structures. Pour des raisons de coûts ou de faisabilité, aucune de ces techniques ne peut être utilisée pour réaliser nos structures intégrées. Notre choix s'est donc tout naturellement porté sur l'utilisation des technologies silicium. Deux types de procédés permettent de réaliser ce type de structures avec du silicium : la technologie LIGA et la technologie DRIE.

B. Technologie LIGA

Le procédé LIGA pour 'Lithographie, Galvanoformung, Abformung' a été développé dès la fin des années 1980 au 'Forschungszentrum Karlsruhe, Germany'. Il s'agit d'une technique de microfabrication permettant de réaliser des structures à grands facteurs de formes avec des épaisseurs pouvant atteindre plusieurs millimètres. Il existe deux types de technologies LIGA : le LIGA X et le LIGA UV. Le concept de base est de créer un moule en résine à l'aide d'une lithographie. Ce moule est ensuite rempli à l'aide d'un matériau (métal, céramique, polymère...) et le moule est ensuite dissous chimiquement.

a) LIGA X

Avec la technique de LIGA X, l'étape de lithographie est réalisée à l'aide d'un canon à électrons sur une couche de polyimides photosensibles type PMMA. Les structures peuvent atteindre plusieurs millimètres d'épaisseur et les rapports d'aspects peuvent atteindre 100:1. La taille des motifs peut atteindre $1\mu\text{m}$.

b) LIGA UV

Pour le LIGA UV, l'étape de lithographie est réalisée à partir d'une lampe UV. Elle présente l'avantage d'être moins coûteuse que le LIGA X mais bien évidemment, les résultats sont moins bons (rapport d'aspect de 15:1 et jusqu'à 40:1). La résine généralement utilisée est le SU-8 qui permet d'atteindre facilement 1mm d'épaisseur.

c) Process

Il s'agit d'un exemple de process pour le LIGA X mais le principe est le même pour le LIGA UV.



Figure IV-40. Process LIGA [©Michael Forman]

- 1) Insolation : la résine est déposée sur un substrat métallisé puis insolée grâce à un synchrotron (lampe UV pour la LIGA UV). Pour la technologie LIGA X, l'insolation peut durer plusieurs heures.
- 2) Développement : la résine est développée. Si la résine est négative, les parties insolées sont retirées. Dans l'autre cas, ce sont les parties non insolées qui sont retirées.
- 3) Electrodeposition : le métal est déposé dans les trous faits dans la résine par électrodeposition.
- 4) Stripping : la résine est retirée. Il ne reste sur le substrat que la pièce voulue.
- 5) Réplication par estampage ou moulage : la pièce peut servir à faire du moulage de polymère. Ces polymères pourront ensuite permettre de recréer la pièce en servant à leur tour de moule.

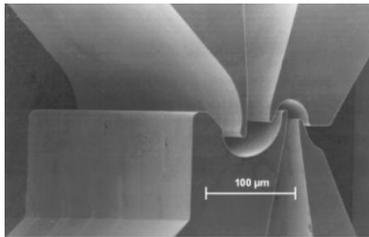


Figure IV-41. Pièce complexe réalisée par procédé LIGA

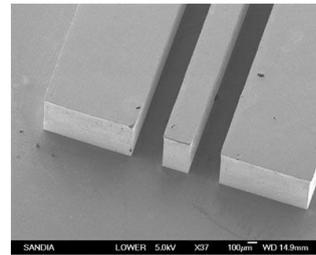


Figure IV-42. Tranchées réalisées par procédé LIGA

C. Technologie DRIE (Deep Reactive Ion Etching)

La technologie DRIE (Deep Reactive Ion Etching) est une technique de gravure anisotrope permettant de creuser des tranchées dans des wafers avec un rapport d'aspect de l'ordre de 20:1. Il existe deux processus de DRIE : le processus cryogénique et le processus Bosch (procédé utilisé en production). En théorie, les murs peuvent être de 90°. En pratique, ils sont souvent légèrement évasés (88° à 92°). La DRIE permet de graver jusqu'à 600μm à des vitesses de 20μm/min.

a) Processus Cryogénique

Le wafer est refroidi à -110°C. Cette température basse ralentit la réaction chimique. Cependant, les ions bombardés continuent à creuser les tranchées, permettant d'obtenir des murs droits. Cette technique a deux défauts : les masques standards ne supportent pas ces températures et les produits de la réaction entre les ions et la surface bombardée ont tendance à se redéposer sur le wafer.

b) Processus Bosch

Le processus Bosch consiste à alterner entre deux phases : une phase de gravure et une phase de passivation. La phase de gravure est une gravure plasma. Les ions du plasma

attaquent la surface du wafer verticalement. (Pour le silicium, on utilise généralement le SF6). Après la phase de gravure, s'ensuit une phase de passivation (avec du C₄F₈ par exemple) permettant de protéger les murs de la structure de la gravure chimique. Chaque phase dure quelques secondes. Ce cycle peut être répété plusieurs centaines de fois.

Pour des raisons de simplicité d'accès et de mise en œuvre, notre choix s'est porté sur la DRIE avec le procédé Bosch de la PTA (Plateforme Technologique Amont). Ce procédé technologique est également le plus évolué et donc a priori le plus efficace.

2. Process technologique et premières structures mécaniques

La structure silicium est composée de deux wafers : un wafer supérieur en silicium dans lequel sont gravés les ressorts de maintien de la masse mobile et les électrodes supérieures et un wafer inférieur en pyrex sur lequel sont déposées les électrodes inférieures. Un schéma de la structure et une vue éclatée sont présentées figures IV-43 et IV-44. Les deux wafers sont maintenus à bonne distance à l'aide de cales d'épaisseur contrôlée en résine déposée sur le wafer en verre.



Figure IV-43. Structure silicium

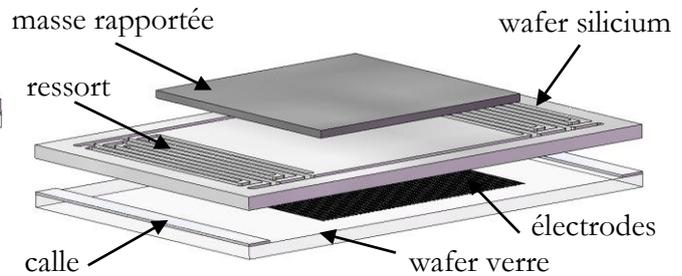


Figure IV-44. Vue éclatée

Nous présentons dans la suite le processus technologique que nous avons développé pour réaliser les deux parties de la structure.

A. Process technologique

Le procédé de fabrication des structures de récupération d'énergie à électrets MEMS est présenté tableau IV-5. Les étapes utilisées pour le wafer inférieur sont standards (lithographie, métallisation, lift-off) et le procédé de fabrication est assez simple. La réalisation de la partie supérieure de la structure est plus complexe puisqu'elle nécessite notamment un alignement face avant-face arrière. L'étape critique de cette fabrication est la gravure DRIE. Nous devons graver 500µm de silicium (gravure traversante). La sélectivité de la gravure des résines est généralement de 1:50, ce qui signifie que pour graver 500µm de silicium, nous avons besoin de 10µm de résine (ce qui n'est pas un standard et implique l'utilisation de résines SU8 ou SPR). Nous avons donc fait le choix d'utiliser un masque dur en aluminium, permettant, avec 300nm d'aluminium seulement, de graver les 500µm de silicium. L'aluminium servira également de prise de contact électrique de la partie mobile.

Tableau IV-5. Processus Techno

Wafer	Etape	Schéma
Inférieur	1. Wafer en pyrex	Pyrex
	2. Dépôt de résine	résine Pyrex

	3. Insolation 4. Développement	
	5. Métallisation (Cr-Al)	
	6. Stripping	
Supérieur	1. Wafer en silicium	
	2. Dépôt de résine	
	3. Insolation 4. Développement	
	5. DRIE (~50µm) 6. SiO2	
	7. Retournement 8. Dépôt de résine	
	9. Insolation 10. Développement	
	11. Métallisation	
	12. Stripping	
	13. DRIE (~500µm)	
Report	14. Report de plaque et collage. Le gap est contrôlé par des billes ou par réalisation de cales d'épaisseur contrôlée.	

B. Structures mécaniques et difficultés rencontrées

Nous présentons dans cette section les structures MEMS que nous avons réalisées en salle blanche et les difficultés rencontrées lors de l'étape de DRIE.

a) Difficultés rencontrées

La DRIE a été une étape critique dans la réalisation de la structure MEMS et a conduit à la destruction de nombreuses plaques et de nombreuses structures. Nous avons ainsi rencontré deux problèmes majeurs :

1. Plaques entières cassées dans la machine : ceci était dû à la technique utilisée pour maintenir la plaque dans la machine et qui exerce 2kg sur les bords de la plaque. Dès qu'un chemin de gravure suivait les plans cristallins du silicium, la plaque se clivait et cassait dans la machine.
2. Nombreuses structures cassées dans la machine : nous supposons que ceci est dû à des problèmes thermiques. Dès que la poutre commence à être libérée du support, toute la chaleur s'évacue par la poutre qui ne

conduit pas suffisamment la chaleur. Les contraintes thermiques, trop importantes, conduisent à la rupture des poutres.

Afin de contrer ces difficultés, nous avons augmenté la largeur des poutres formant les ressorts de maintien de la masse mobile jusqu'à 120 μm (nous voulions 30 μm à l'origine, d'après notre dimensionnement).

Ces nouvelles dimensions ont permis la réussite de l'étape de gravure. Nous présentons dans le paragraphe suivant les résultats de la gravure DRIE.

b) Structures

Bien que les structures soient sorties intactes de la DRIE, nous avons cependant noté des problèmes de chauffe de l'aluminium sur certains des ressorts libérés. Les figures IV-45 à IV-48 présentent des images des ressorts prises au microscope et au MEB.



Figure IV-45. L'aluminium n'a pas chauffé

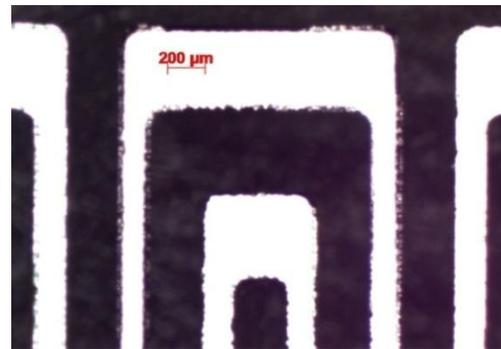


Figure IV-46. L'aluminium a chauffé

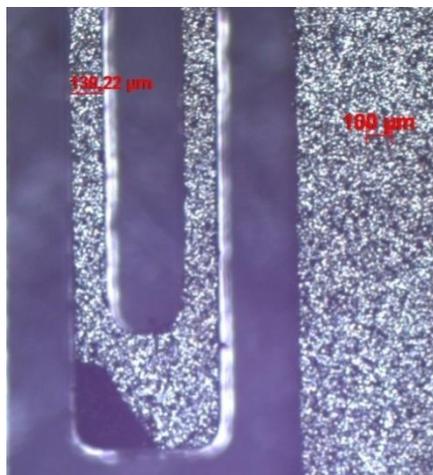


Figure IV-47. Face arrière

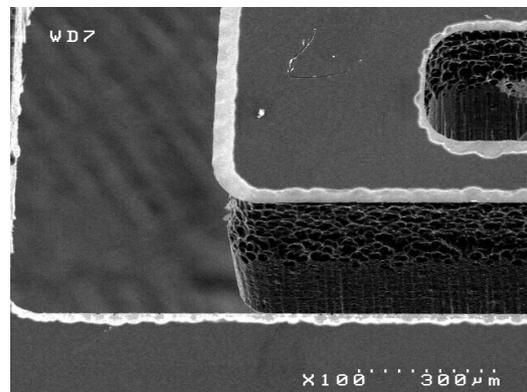


Figure IV-48. Flanc de gravure

La figure IV-21 montre notamment que l'aluminium a chauffé au niveau des poutres. Ce résultat explique les problèmes de casse des autres structures. Les résultats de la DRIE sont cohérents avec ce que nous attendions avec une vitesse de gravure de 13 $\mu\text{m}/\text{min}$ et un angle de gravure de 88,50°.

Le problème de chauffe et de casse dans la machine a finalement été résolu à l'aide du 'Crystal Bond' qui permet d'assurer la conductivité thermique entre la structure et un wafer support pendant la gravure DRIE.

Les structures sont ensuite testées à vide (électret non polarisé) puis en mode de récupération d'énergie.

C. Etude de la structure à vide

Comme dans le cas de la structure macroscopique à fonctionnement dans le plan, les structures MEMS sont caractérisées à vide mécaniquement afin de déterminer leurs éléments caractéristiques. Nous nous intéressons ensuite à la mesure de la variation de capacité.

a) Caractérisations mécaniques des structures intégrées

Les structures mécaniques en silicium (la partie supérieure de la structure) ont été caractérisées sur pot vibrant. Cela nous a permis de déterminer leur fréquence de résonance, leur constante de raideur ainsi que leur facteur de qualité. Le facteur de qualité de la structure MEMS in-plane mesuré avoisine les 200, ce qui est plutôt un bon résultat. La fréquence de résonance de la structure présentée figure IV-49 est de ~180Hz, ce qui est proche des résultats théoriques et des résultats de simulation par éléments finis (190Hz). Cependant, il est à noter que la fréquence de résonance des structures est peu reproductible et varie sur les structures que nous avons testé entre 180Hz et 200Hz.

Tableau IV-6. Caractéristiques des structures en silicium

Caractéristique	Valeur
Fréquence de résonance	~180Hz
Masse	0,11g
Constante de raideur	144 N/m
Facteur de qualité	~200

En théorie, la fréquence propre de la structure est proportionnelle à $\frac{1}{\sqrt{m}}$. Afin de le vérifier, nous avons ajouté différentes masses sur la partie mobile de la structure et nous avons regardé leurs effets sur la fréquence de résonance (figure IV-50). Il s'avère que la fréquence de résonance de la structure est bien proportionnelle à $\frac{1}{\sqrt{m}}$.

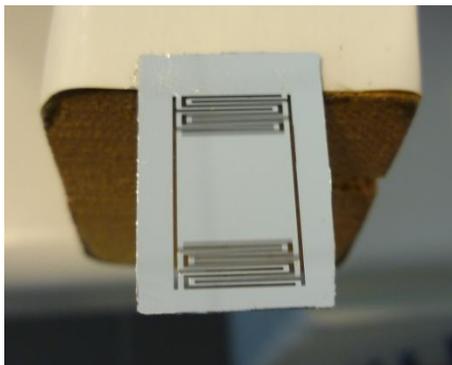


Figure IV-49. Structure mécanique MEMS en résonance

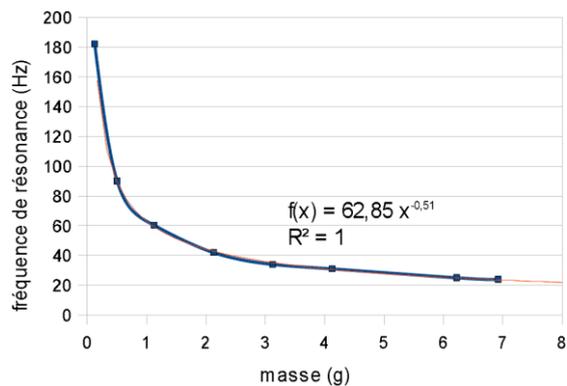


Figure IV-50. Fréquence de résonance en fonction de la masse de la partie sismique de la structure

Ainsi, afin d'obtenir une fréquence de résonance de 50Hz, il faut une masse mobile de 1,6g d'après le graphique IV-50. Le facteur de qualité de la structure étant de 200, il est théoriquement possible (avec le modèle de William&Yates) de récupérer plusieurs centaines de μ W, voire 1 mW en se plaçant précisément à la fréquence propre de la structure.

b) Structure finale à $e_p=120\mu\text{m}$

Pour la caractérisation électrostatique (mesure de la capacité), la structure a été collée sur le wafer inférieur à la super glue, au niveau des encastrement (figure IV-51). L'épaisseur de la résine vaut exactement $7\mu\text{m}$.

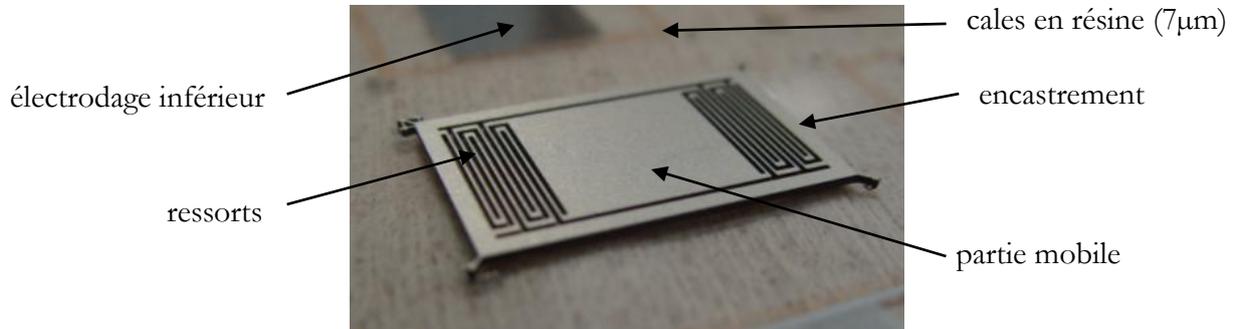


Figure IV-51. Structure complète avec report de plaque

Nous avons ensuite ajouté une masse de 1g faisant chuter la fréquence de résonance de la structure à 73,7Hz. La partie électrostatique de la structure est ensuite testée en reprenant le même procédé que celui utilisé pour la structure macroscopique in-plane.

c) Variation de la capacité de la structure

En utilisant le circuit de mesure de capacité, nous mesurons la capacité de la structure en dynamique. L'effet de l'utilisation d'une structure multibosses apparaît nettement avec un phénomène de multiplication de la fréquence lorsque la masse mobile franchit plusieurs bosses, comme le montre la figure IV-52 :

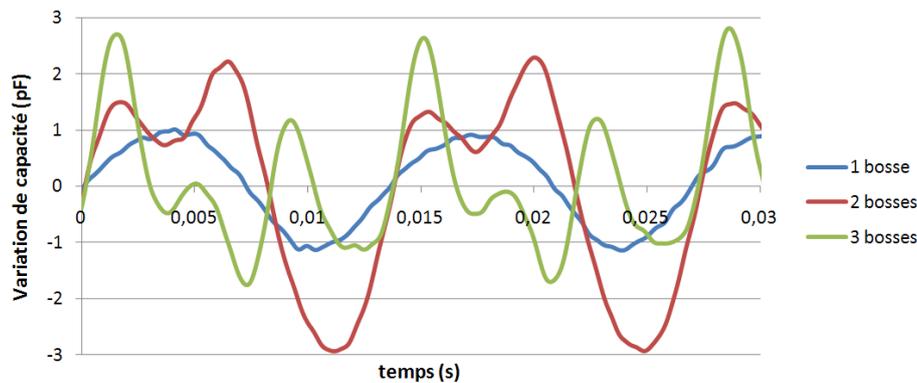


Figure IV-52. Variation de capacité (73,9Hz)

Cependant, même avec une structure sur silicium avec un gap contrôlé ($7\mu\text{m}$), la variation de capacité reste faible : 6pF pour une capacité moyenne de 35pF (soit 17% de variation de capacité). Ceci peut s'expliquer par des problèmes d'alignement lors du report de plaques (collage à la main).

D. Energie récupérée, problèmes de collage et perspectives

Pour déterminer l'énergie récupérée par notre structure de récupération d'énergie sur silicium, nous procédons de la même façon que dans le cas de la structure macroscopique : nous utilisons une source de polarisation externe et une résistance de charge de $10\text{M}\Omega$.

a) Energie récupérée en fonction du potentiel appliqué

Nous avons tout d'abord testé la structure en lui appliquant différents potentiels de polarisation. Nous avons eu des problèmes de décharges électriques à partir de 80V ainsi que des problèmes de collage à partir de 90-100V. Ce phénomène est dû aux ressorts dont la largeur a dû être augmentée afin de limiter les problèmes de casse dans la DRIE et qui n'assurent donc plus la bonne tenue mécanique vis-à-vis de l'enfoncement.

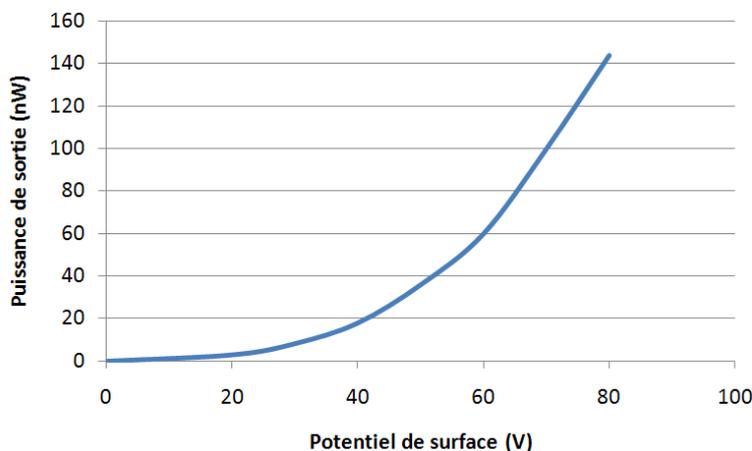


Figure IV-53. Puissance de sortie en fonction du potentiel de surface ($10\text{M}\Omega@0,04\text{G}@73,7\text{Hz}$)

Du fait de ces problèmes de collages et de décharges, la puissance de sortie de la structure de récupération d'énergie reste faible. Il est également à noter que la puissance de sortie est proportionnelle au carré du potentiel de surface. Ceci signifie que la force électrostatique selon la direction de déplacement de la masse mobile a peu d'influence sur le comportement de la structure : le convertisseur transforme peu d'énergie mécanique en énergie électrique. De même que dans le cas de la structure macroscopique, un optimum de potentiel de surface permettant de maximiser le rendement du convertisseur existe mais se situe visiblement bien au-delà de 80V.

b) Energie récupérée en fonction de la fréquence (80V)

Les structures silicium ont un excellent facteur de qualité mécanique (~ 200) ce qui est d'un grand intérêt pour la récupération d'énergie puisque cela signifie que les pertes mécaniques sont faibles. Nous avons étudié le comportement de nos structures de récupération d'énergie en fréquence en leur appliquant un potentiel de 80V.

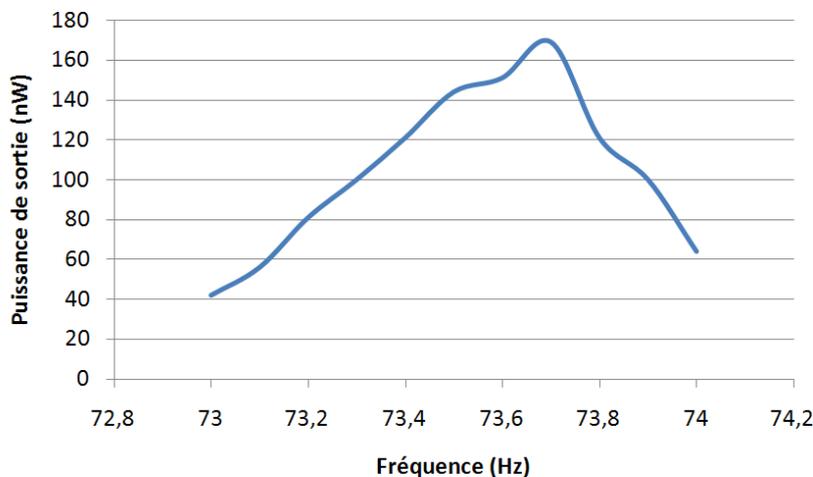


Figure IV-54. Puissance de sortie en fonction de la fréquence d'excitation ($10\text{M}\Omega@0,04\text{G}@80\text{V}$)

Comme nous n'avons pas pu appliquer un fort potentiel de polarisation (en raison des phénomènes de décharges/collage), nous n'avons pas pu étendre la bande de fonctionnement de la structure de récupération d'énergie. Nous récupérons tout de même 170nW@0,04G.

c) Energie récupérée en fonction de l'amplitude à la fréquence de résonance

Nous avons finalement étudié le comportement de la structure en fonction de l'amplitude des vibrations à 73,9Hz. Nous retrouvons le phénomène de multiplication de la fréquence dû à la structure multibosses, comme attendu.

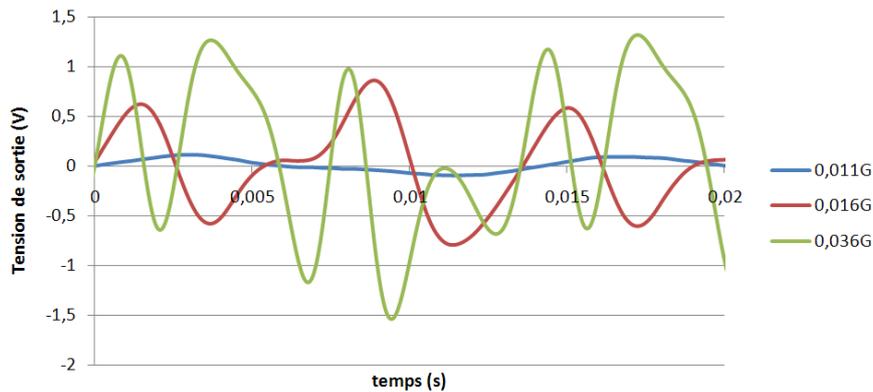


Figure IV-55. Accélération et tension de sortie (10MΩ@73,7Hz@80V)

Nous récupérons au maximum 250nW avec une accélération de 0,066G avec notre structure MEMS en silicium.

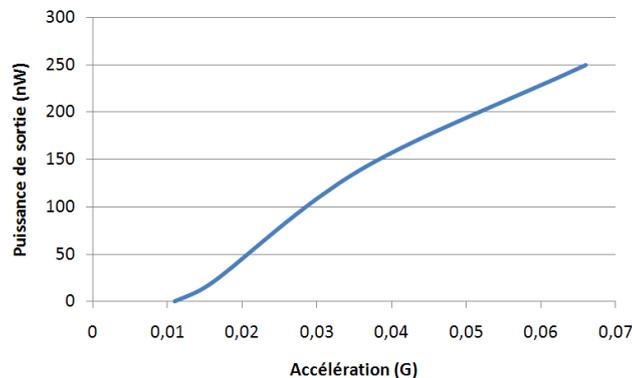


Figure IV-56. Puissance de sortie en fonction de l'accélération (10MΩ@73,7Hz@80V)

d) Voies d'amélioration

Les puissances récupérées avec la structure silicium sont faibles. Afin d'améliorer ces résultats, la première étape serait de diminuer la largeur des poutres permettant de limiter les phénomènes de collage et de décharge en limitant l'enfoncement de la masse mobile. Les décharges électriques pourraient également être évitées en plaçant la structure dans le vide.

E. Récapitulatif de nos résultats expérimentaux

Nous récapitulons nos résultats expérimentaux dans le tableau IV-7 ainsi que les figures de mérite associées. Nous rappelons également les résultats principaux de l'état de l'art des structures de récupération d'énergie à électrets dans le tableau IV-8. Les résultats de l'état de l'art meilleurs que les nôtres sont en rouge.

Tableau IV-7. Récapitulatif de nos résultats expérimentaux

Structure	Résultats	$\alpha_{W\&Y}$	χ_s	χ_V
Structure poutre	50 μ W@0,1G(50Hz)	34%	38,75	41,66
Structure macro in-plane	8 μ W@0,15G(39Hz)	3,7%	0,98	0,066
Structure silicium	250nW@0,06G(73,7Hz)	1%	1,8	1,8

Tableau IV-8. Rappel de l'état de l'art des structures de récupération d'énergie à électrets

Auteur	Référence	Vibrations Rotations	Puissance	χ_s
Boland	BOL2005	1mm _{pp} @60Hz	6 μ W	3.73×10^{-2}
Tsutsumino	TSU2006	2mm _{pp} @20Hz	38 μ W	4.79×10^{-2}
Sterken	STE2007	2 μ m _{pp} @500Hz	5 μ W	7.17×10^{-3}
Lo	LO2008	1mm _{pp} @50Hz	17,98 μ W	3.87×10^{-3}
Omron	OMR2008	1,2mm _{pp} @20Hz	10 μ W	3.50×10^{-2}
Suzuki	SUZ2008	1mm@37Hz	0,28 μ W	9.56×10^{-5}
Sakane	SAK2008	—@20Hz	0,7 mW	~2.45
Naruse	NAR2009	50mm _{pp} @2Hz	40 μ W	3.58×10^{-2}
Halvorsen	HAL2009	5,7 μ m _{pp} @596Hz	1 μ W	5.06×10^{-2}
Kloub	KLO2009	0,16 μ m _{pp} @1740Hz	5 μ W	14.2
Edamoto	EDA2009	0.5mm@21Hz	12 μ W	6.97×10^{-2}
Miki	MIK2010	0,25mm _{pp} @63Hz	1 μ W	5.37×10^{-3}
Honzumi	HON2010	18,7 μ m _{pp} @500Hz	90 pW	3.32×10^{-5}

La structure à base de poutre a donné les meilleurs résultats (au-dessus de l'état de l'art, structures électrostatiques avec et sans électrets confondues). Ce récupérateur d'énergie est simple à fabriquer, assure une grande variation de capacité facilement et est extrêmement efficace dès l'instant que les vibrations sont connues et constantes. Les résultats des structures in-plane sont beaucoup moins bons, mais peuvent être améliorés. Cependant, il est à noter que ces résultats sont globalement au niveau de l'état de l'art selon notre figure de mérite χ_s .

Conclusion

Nous avons validé le modèle théorique de la récupération d'énergie à électrets à l'aide d'une structure simple de type poutre encastrée-libre. Nous avons récupéré 50 μ W avec cette structure et avec des vibrations 'ambiantes' de 0,1G@50Hz. Nous avons également montré qu'il était possible de récupérer 8 μ W avec une structure macroscopique à fonctionnement dans le plan de 27g. Afin d'améliorer ce résultat, nous avons développé un process permettant de réaliser des structures intégrées en silicium dans le but de mieux contrôler le gap. Après de nombreuses difficultés, nous avons réussi à obtenir des structures mécaniques d'une fréquence de résonance à vide de \sim 200Hz. En ajoutant 1g de masse mobile, nous avons fait chuter cette valeur à 73,7Hz et nous avons réussi à récupérer 250nW@0,066G sur une résistance de 10M Ω .

Le challenge à présent est de gérer l'énergie produite par la structure de récupération d'énergie pour alimenter un circuit électronique.

Chapitre V. Electronique de gestion

Electronique de gestion de l'énergie – Dimensionnement
du convertisseur DC/DC – Etude de faisabilité d'une
mesure d'accélération combinée

Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions les techniques permettant de transformer l'énergie récupérée par le convertisseur électrostatique en une énergie utile, exploitable par un circuit électronique de mesure, un microprocesseur...et nous montrons que cette étape peut être réalisée par des procédés et des circuits électroniques simples. Nous présentons l'étude d'un convertisseur DC/DC permettant d'abaisser la tension à 3V et particulièrement bien adapté à nos structures de récupération d'énergie : le flyback. Nous terminons ce chapitre et cette étude par une des possibilités offerte par les structures de récupération d'énergie à électrets : les accéléromètres autonomes. Nous prouvons ainsi qu'en modifiant légèrement la structure du convertisseur électrostatique, il est théoriquement possible de remonter à la valeur de l'accélération des vibrations ambiantes.

PARTIE 1. ELECTRONIQUES DE RECUPERATION D'ENERGIE

Tous les résultats présentés dans les parties précédentes ont été obtenus en plaçant une résistance à la sortie du système de récupération d'énergie. Bien que cette charge soit particulièrement bien adaptée pour dimensionner, optimiser et estimer la puissance de sortie du système de récupération d'énergie, elle ne permet pas d'alimenter un circuit électronique, un capteur, un microprocesseur...du fait des faibles courants et des fortes tensions en jeu ainsi que de l'aspect non continu de la tension. C'est la raison pour laquelle il est nécessaire de développer un convertisseur électrique permettant de transférer l'énergie récupérée par le système de récupération d'énergie (haute tension - non continu) vers une capacité de stockage ou vers une pile, qui permettra ensuite d'alimenter les différents éléments du capteur autonome (basse tension - continu).

1. La récupération d'énergie et son utilisation : process flow

Nous rappelons ici le process flow d'un capteur sans-fil et autoalimenté. L'énergie ambiante est récupérée grâce au système de récupération d'énergie, stockée dans un buffer énergétique (une pile ou une capacité), puis, quand le niveau d'énergie stockée est suffisant, utilisée pour effectuer une mesure et transmettre sans fil l'information associée.

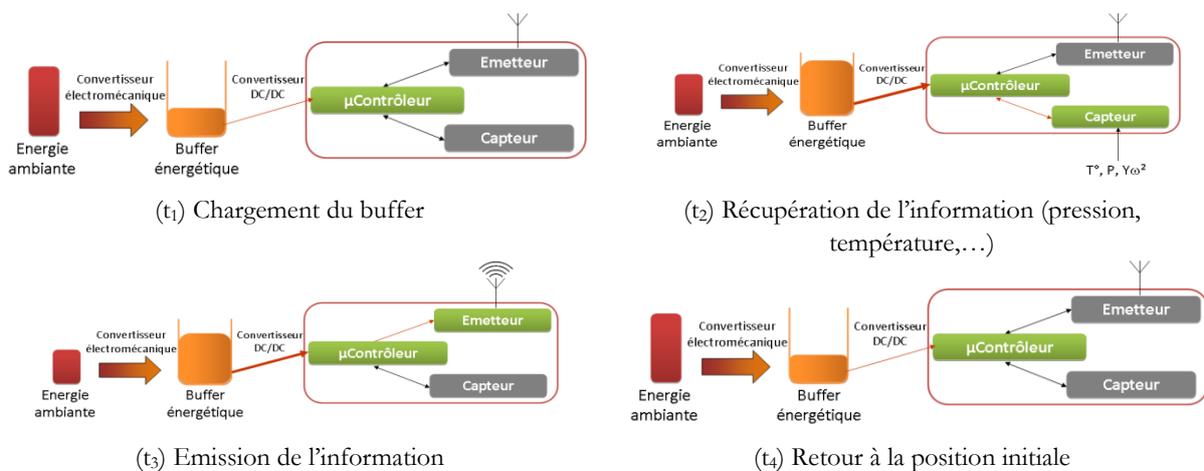


Figure V-1. Cycle de fonctionnement

Un comparateur détecte si l'énergie présente dans le buffer est suffisante pour alimenter les fonctions de capteurs et d'émetteur. Le microcontrôleur pilote le transfert d'énergie du buffer

vers le capteur qui effectue la mesure et ensuite vers le module radio qui transmet sans fil l'information associée (t_2 et t_3). Puis, le microcontrôleur arrête les différentes fonctions et se met en veille. Le système électronique est à nouveau en stand-by et attend que le buffer énergétique ait stocké suffisamment d'énergie pour lancer un nouveau cycle de mesure.

Ce processus permet d'alimenter des systèmes nécessitant des puissances de plusieurs centaines de microwatts à l'aide de structures de récupération d'énergie capables de fournir seulement quelques microwatts ou quelques dizaines de microwatts : il suffit simplement de réduire le rapport cyclique de fonctionnement de l'électronique, comme nous l'avons vu dans le chapitre introductif. Notre objectif dans cette partie est donc de travailler sur l'électronique de gestion et les convertisseurs associés permettant de charger un buffer énergétique.

2. Circuits électroniques permettant de charger le buffer – Comparatif

La tension de sortie du système de récupération d'énergie est alternative et peut atteindre plusieurs centaines de volts. Cependant, pour rendre cette tension compatible avec les besoins d'un circuit électronique d'un capteur autonome, elle doit être abaissée à 3V continu tout en limitant les pertes de conversion.

Une première possibilité serait d'utiliser un transformateur permettant une conversion AC/AC, puis de redresser cette tension à l'aide d'un pont de diode. Cependant, ce convertisseur aura un rendement faible (notamment à cause du pont de diode placé après le convertisseur et faisant perdre $\sim 1.2V$ sur la basse tension) et il sera difficile de stabiliser la tension à 3V puisque la tension d'entrée varie en fonction de l'amplitude des vibrations.

Nous avons donc choisi de travailler avec un convertisseur DC/DC placé en sortie d'un pont de diode permettant de redresser la tension AC du système de récupération d'énergie (figure V-2).

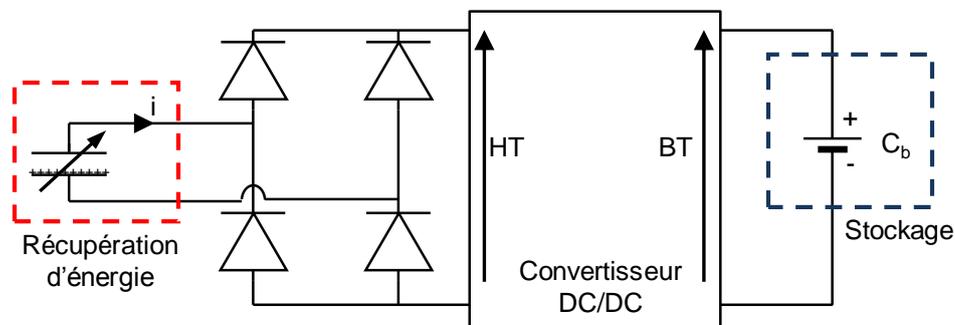


Figure V-2. Principe de conversion envisagé

Nous décrivons dans cette section les principaux convertisseurs DC/DC utilisables dans la récupération d'énergie et les comparons afin de déterminer le meilleur compromis pour notre application.

Nos besoins : nous avons besoin d'un convertisseur DC/DC capable d'abaisser une tension de l'ordre de 100V en une tension de 3V (rapport de conversion ~ 30).

Il existe trois types de convertisseurs DC/DC qui permettent d'abaisser une tension : les régulateurs linéaires, les capacités commutées et les convertisseurs à découpage abaisseurs de tension. Nous présentons les avantages et les inconvénients de chacune de ces solutions.

A. Les régulateurs linéaires

Les régulateurs linéaires sont des abaisseurs de tension basés sur l'utilisation d'un comparateur et d'un transistor 'ballast'. Le courant d'entrée est égal au courant de sortie ($i_e = i_s$). La tension de sortie est contrôlée par un comparateur et est telle que $V_s = V_{ref}$. La différence de tension entre V_e et V_s est absorbée par un transistor 'ballast'. Ce circuit de conversion a un rendement très faible pour des grands rapports de transformation puisque les pertes dues au principe de fonctionnement sont de $(V_e - V_s) \times i_e$ auxquelles il faut ajouter les pertes résistives, les pertes dans les transistors et la consommation du comparateur.

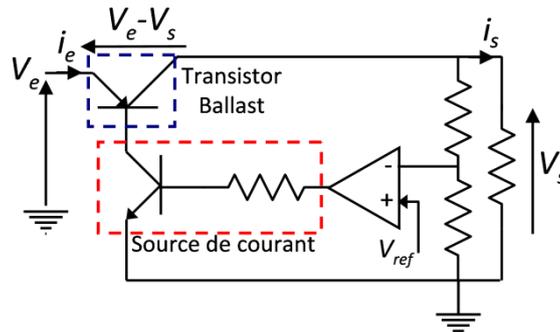


Figure V-3. LDO (régulateur linéaire)

Ce circuit est bien adapté pour obtenir une tension de sortie continue sans oscillation, mais n'est pas adapté à notre application puisque le rendement maximal sera de 3%.

B. Les capacités commutées

Le principe des capacités commutées est d'agir sur la mise en série et en parallèle de capacités. Un exemple de ce type de convertisseur est présenté figure V-4.

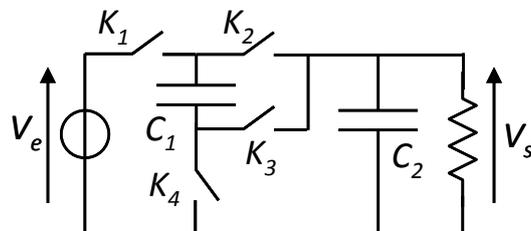


Figure V-4. Convertisseur à capacités commutées

Ce circuit fonctionne en 2 temps :

- Etape 1 : on ferme K_1 et K_3 (K_2 et K_4 sont ouverts), les capacités C_1 et C_2 sont chargées à V_e alors qu'elles sont en série.
- Etape 2 : on ouvre K_1 et K_3 et on ferme K_2 et K_4 : les capacités sont déchargées alors qu'elles sont en parallèles.

Le rendement de ce convertisseur est bon pour de faibles rapports de conversion mais n'est pas adapté dans notre cas. De plus, il est nécessaire de commander au moins 4 transistors (2×2 transistors).

C. Principaux convertisseurs à découpage abaisseurs de tension

Nous présentons dans cette section les différents types de convertisseurs à découpage compatibles avec notre application.

a) Buck

Le convertisseur buck fonctionne également en 2 temps :

- Etape 1 : on ferme K, l'inductance se charge avec un courant qui circule en même temps dans la charge, la diode D est bloquée.
- Etape 2 : on ouvre K, l'inductance transfère son énergie vers la charge.

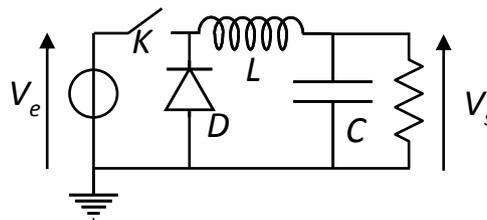


Figure V-5. Convertisseur Buck

Le rendement de ce type de convertisseurs est généralement bon dès l'instant que le rapport de transformation n'est pas trop élevé. Leur défaut majeur est d'utiliser une seule inductance : il est impossible d'optimiser l'inductance pour la charge et pour la décharge (voir annexe 3). De plus, ce convertisseur est assez difficile à commander : il n'est pas possible de placer la source du transistor à la masse dans notre cas. Ceci implique l'utilisation de drivers de transistors qui consomment beaucoup de puissance. Des pertes sont également présentes dans la diode.

b) Buck-Boost

Ce convertisseur fonctionne en 2 temps :

- Etape 1 : on ferme K, l'inductance se charge, la diode est bloquée.
- Etape 2 : on ouvre K, l'inductance transfère son énergie vers la charge

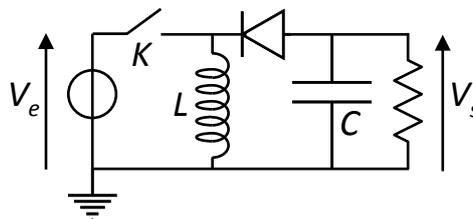


Figure V-6. Convertisseur Buck-Boost

Le comportement du Buck-Boost, ses avantages et ses inconvénients sont proches du convertisseur Buck.

c) Cuk

Le Cuk est assez différent des circuits de conversion présentés précédemment ; il est plutôt utilisé dans des fonctionnements continus. Son fonctionnement se résume en 2 étapes :

- Etape 1 : on ferme K, l'inductance L_1 se charge. L'inductance L_2 , précédemment chargée transfère son énergie vers la charge.

- Etape 2 : on ouvre K , l'inductance L_1 se décharge dans la capacité C_1 qui elle-même transférera son énergie vers L_2 et vers la charge.

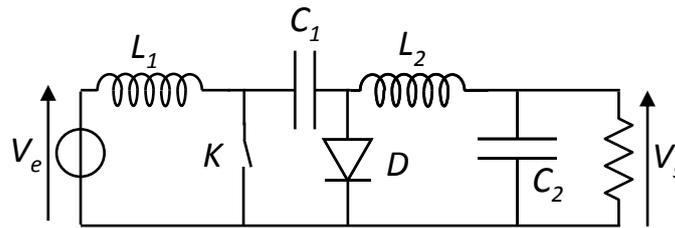


Figure V-7. Convertisseur Cuk

Ce système est plutôt adapté à un mode de fonctionnement continu et son rendement est assez faible.

d) Flyback

Le flyback est un convertisseur DC/DC à découpage présentant une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Son fonctionnement peut être résumé en 2 étapes :

- Etape 1 : on ferme K_p , K_s est ouvert. L'énergie de l'entrée est transférée dans le circuit magnétique via le bobinage primaire L_p ; puis on ouvre K_p .
- Etape 2 : on ferme K_s , K_p est ouvert. L'énergie stockée dans le noyau magnétique est transférée vers la charge via le bobinage secondaire L_s .

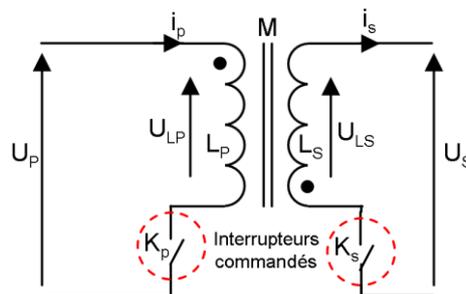


Figure V-8. Convertisseur Flyback

Ce circuit présente 2 avantages majeurs : il est simple à commander (2 transistors voire 1 seul si le transistor au secondaire est remplacé par une diode) et le dimensionnement du bobinage primaire et du bobinage secondaire est découplé : il est possible d'optimiser L_p et L_s et donc d'améliorer le rendement du convertisseur (annexe 3).

e) Forward

Le fonctionnement du Forward est proche de celui du Flyback.

- Etape 1 : on ferme K_p , l'énergie de l'entrée est transférée vers l'inductance L_1 , puis vers l'inductance L_2 et finalement vers l'inductance L_3 .
- Etape 2 : on ouvre K_p , l'énergie stockée dans L_3 est transférée vers la sortie.

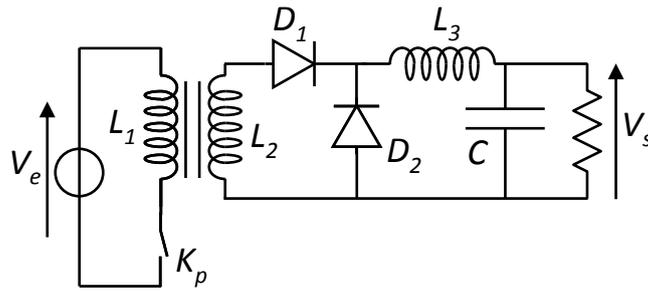


Figure V-9. Convertisseur Forward

Cependant, ce circuit utilise au pire 2 diodes et un transistor, au mieux 3 transistors, qu'il est nécessaire de commander. Il est donc plus complexe que le Flyback d'un point de vue 'électronique' et n'apporte pas d'avantages.

D. Récapitulatif des convertisseurs

Nous récapitulons dans le tableau V-1 les convertisseurs DC/DC présentés dans la section précédente.

Tableau V-1. Récapitulatif des convertisseurs DC/DC

Convertisseur	Avantages	Inconvénients	Rendement global pour $m > 30$	Adapté à notre application
Régulateur linéaire	- Bien adapté pour les très faibles chutes de tension	- Rendement faible pour les grands rapports de tension (3% dans notre cas)	☹	non
Capacités commutées	- Bien adapté pour les faibles chutes de tension - intégrable	- Rendement faible pour les grands rapports de tension	☹	non
Buck	- 1 seul transistor à commander	- la source du transistor n'est pas à la masse - inductance charge/décharge identique → plus difficile à optimiser	☹	oui
Buck-Boost	- 1 seul transistor à commander	- la source du transistor n'est pas à la masse - inductance charge/décharge identique → plus difficile à optimiser	☹	oui
Cuk		- plutôt adapté dans un mode de fonctionnement continu	☹	non
Flyback	- dimensionnement entrée-sortie découplé - bon rendement - isolation galvanique	- dimensions du convertisseur	☺	oui
Forward	- dimensionnement entrée-sortie découplé - bon rendement - isolation galvanique	- dimensions du convertisseur - transistors/diodes	☹	oui

Notre choix se tourne donc vers la structure flyback qui est 'simple' à commander et qui a de bons rendements même si les rapports de conversion sont grands. La partie suivante porte sur l'étude de ce convertisseur ainsi que sur la mise en place de l'électronique de gestion associée.

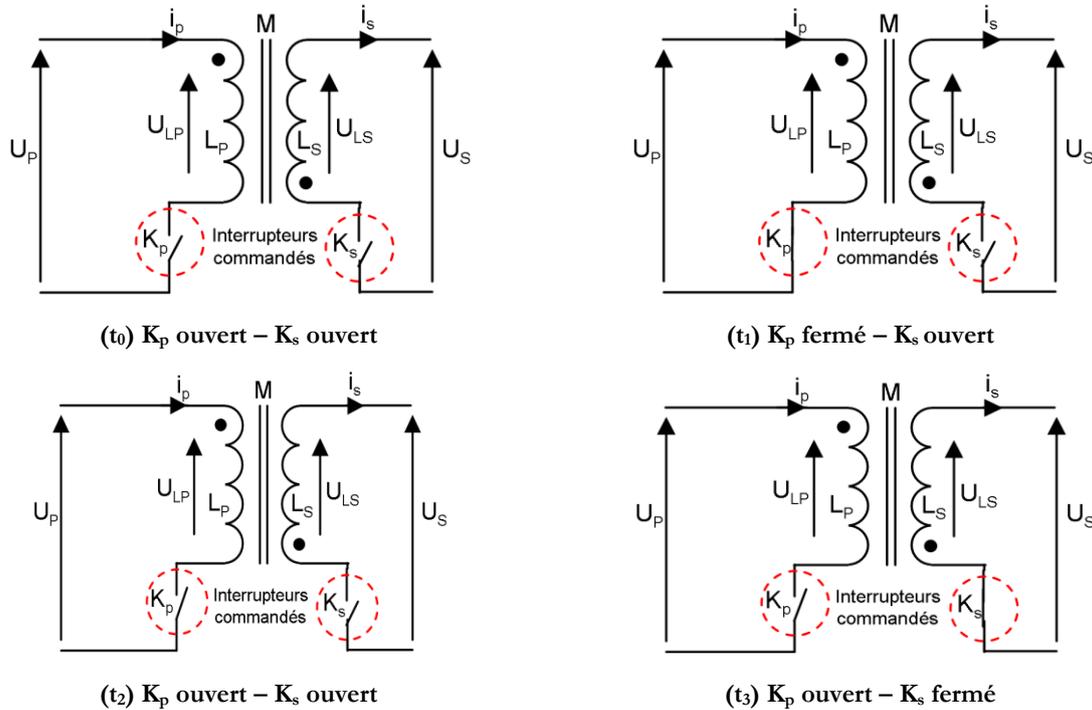
PARTIE 2. ETUDE DU FLYBACK ET RESULTATS EXPERIMENTAUX

Cette partie est consacrée à l'étude de la structure de conversion flyback, à son dimensionnement et à sa mise en œuvre. Nous présentons également les résultats expérimentaux obtenus en termes de consommation du circuit de commande et de récupération d'énergie sur la structure de type poutre.

1. Fonctionnement général d'un flyback à deux transistors

Le flyback est une alimentation à découpage avec stockage de l'énergie dans un circuit magnétique, puis restitution de cette énergie. Son fonctionnement est récapitulé dans le tableau V-2. A t_0 , les deux interrupteurs contrôlés K_p et K_s sont ouverts. On ferme K_p à t_1 pendant une durée T_1 , le courant i_p circule dans le primaire et l'énergie est stockée dans le circuit magnétique. A t_2 , K_p est ouvert et K_s est laissé ouvert, il s'agit d'un temps de garde T_2 permettant d'avoir une commutation à tension nulle et évitant les pertes résistives. A t_3 , on ferme K_s pendant une durée T_3 et l'énergie stockée dans le circuit magnétique est transférée vers la sortie du secondaire. On retourne dans la position t_0 après ce cycle : les deux interrupteurs sont ouverts et attendent une impulsion du circuit de commande.

Tableau V-2. Fonctionnement d'une structure de conversion DC/DC flyback



L'état des transistors en fonction du temps peut également être représenté par le diagramme temporel suivant :

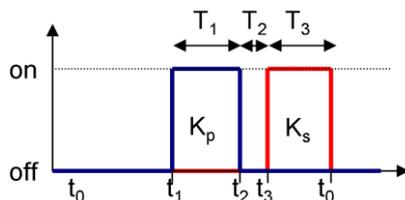


Figure V-10. Etats des interrupteurs K_p et K_s

Nous nous intéressons à présent aux modes de fonctionnement que nous avons imaginés pour le management de l'énergie.

2. Modes de fonctionnement du flyback : avantages et inconvénients

Deux modes de fonctionnement ont été envisagés avec l'utilisation de la structure flyback : le transfert d'énergie au maximum de tension (figure V-11) et le transfert d'énergie à une tension donnée avec un pré-stockage de l'énergie dans une capacité C_p (figure V-12).

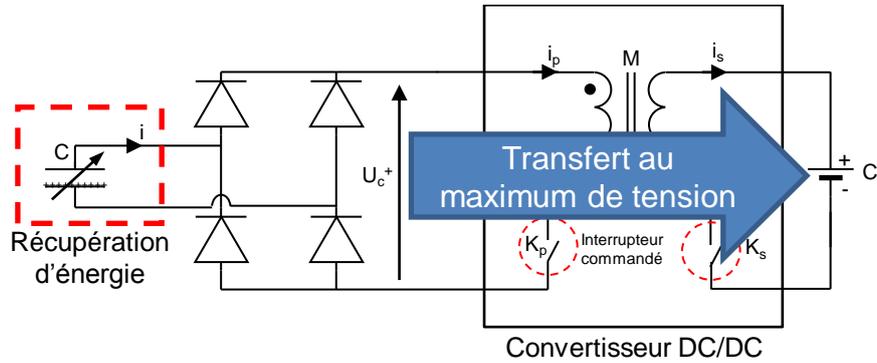


Figure V-11. Transfert d'énergie au maximum de tension – principe

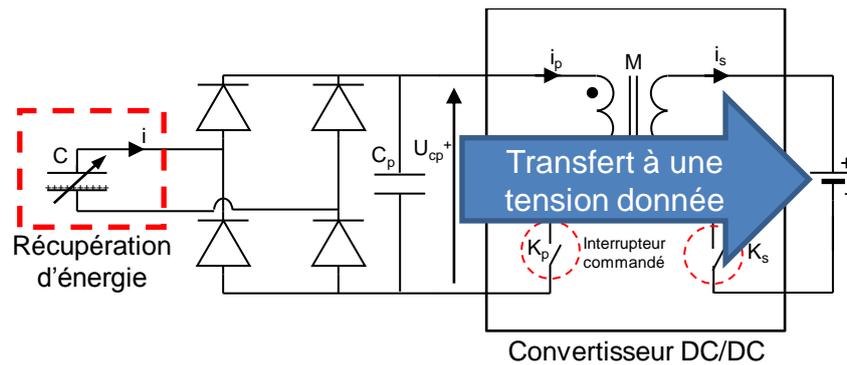


Figure V-12. Transfert d'énergie avec préstockage dans une capacité – principe

A. Transfert d'énergie au maximum de tension

La tension aux bornes de la structure de récupération d'énergie est redressée par un pont de diode. L'électronique de gestion détecte le passage au maximum de la tension U_c^+ à la sortie du pont de diode et ferme le transistor primaire afin que le courant puisse circuler dans l'inductance primaire et que toute l'énergie présente dans la capacité C de la structure de récupération d'énergie soit stockée dans le circuit magnétique (figure V-13). Puis, le transistor au secondaire est fermé, et l'énergie est transférée du circuit magnétique vers le buffer (batterie ou capacité) C_b . Pour généraliser le dimensionnement du convertisseur et simplifier les notations, par la suite nous posons $C \equiv C_p$ dans le cas du transfert au maximum de tension.

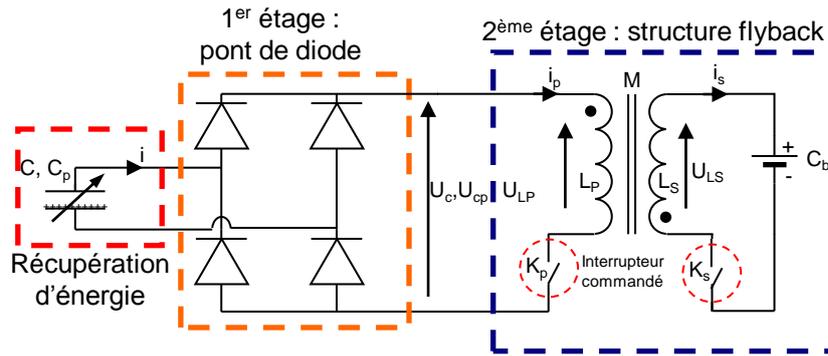


Figure V-13. Transfert d'énergie au maximum de tension

L'énergie transférée du primaire au secondaire vaut : $E_t = \frac{1}{2} C (U_c^+)^2 = \frac{1}{2} C_p (U_{cp}^+)^2$ en simplifiant les notations.

L'avantage principal de ce mode de fonctionnement repose sur la consommation du circuit de commande : il est en effet plus simple et moins coûteux en énergie de détecter un maximum de tension ou un passage à zéro de tension que de détecter une valeur précise. Cependant, l'inconvénient majeur est que la tension maximale peut varier au cours du temps : le transformateur devra être optimisé par rapport au pire cas et sera donc surdimensionné.

Nous noterons également que ce genre de fonctionnement exclut l'utilisation d'un convertisseur DC/DC de type capacités commutées.

B. Stockage dans une capacité et transfert d'énergie à tension fixée

De la même façon que précédemment, la tension aux bornes du récupérateur d'énergie est redressée par un pont de diode. L'énergie du récupérateur est ensuite stockée dans une capacité de pré-stockage C_p , avant d'être transférée vers le buffer C_b grâce au convertisseur flyback, l'objectif étant de conserver une tension aux bornes de la capacité de pré-stockage C_p quasi-constante, oscillant entre U_{cp}^+ et U_{cp}^- à la sortie du pont de diode. U_{cp}^+ et U_{cp}^- sont des tensions avoisinant une tension optimale U_{cpopt} de fonctionnement, par exemple, $U_{cp}^+ = U_{cpopt} + 10\%$ et $U_{cp}^- = U_{cpopt} - 10\%$. Pour ce faire, seule une partie de l'énergie stockée dans la capacité C_p est transférée dans le circuit magnétique (figure V-14).

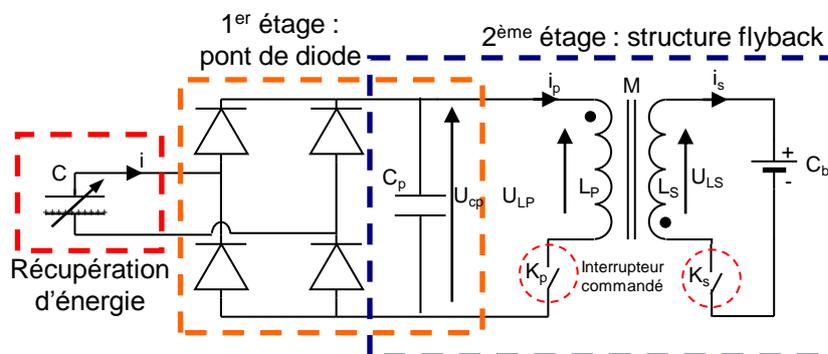


Figure V-14. Stockage dans une capacité et transfert d'énergie à tension constante

L'énergie transférée du primaire au secondaire vaut : $E_t = \frac{1}{2} C_p (U_{cp}^{+2} - U_{cp}^{-2})$

L'avantage de ce mode de fonctionnement est de pouvoir dimensionner avec précision le convertisseur : le rapport des tensions est constant et connu, de même que la quantité d'énergie transférée. L'inconvénient majeur est une consommation d'énergie plus importante du circuit de commande (comparateur à référence interne).

3. Allure des courbes courants-tensions de la structure flyback

Nous nous intéressons dans cette partie à l'allure des courbes des courants et des tensions de la structure flyback en fonction du temps. Nous rappelons que nous transférons une énergie d'une capacité chargée à plusieurs dizaines de volts vers une capacité (ou une batterie) dont la tension avoisinera 3V. Nous nous focalisons sur le cas d'un transfert de capacité à capacité mais l'étude du transfert de la capacité vers la pile serait identique. Nous développons les équations et étudions les courbes pour un fonctionnement avec pré-stockage dans une capacité C_p , en rappelant que les résultats sont identiques en posant $C \equiv C_p$ dans le cas du transfert au maximum de tension (U_{cp}^- sera alors égal à 0 dans ce mode de fonctionnement).

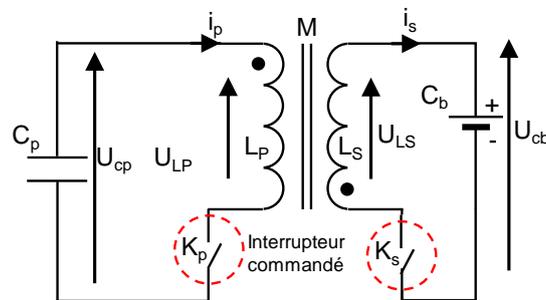


Figure V-15. Etude des courbes courants-tensions

Le flyback est composé de deux circuits LC : L_p-C_p et L_s-C_b . L'énergie E_t est transférée de C_p vers L_p en un temps T_1 puis de L_s vers C_b en un temps T_3 . La tension aux bornes de C_p passe alors de U_{cp}^+ à U_{cp}^- et la tension aux bornes de C_b passe de U_{cb}^- à U_{cb}^+ . Nous nous intéressons à présent aux signaux temporels des courants et des tensions en jeu lors du transfert d'énergie.

Au primaire :

En appliquant les lois de Kirchhoff au primaire, nous obtenons :

$$\frac{d^2}{dt^2}(i_p) + \frac{i_p(t)}{L_p C_p} = 0 \quad (V-7)$$

En posant $\omega_{0L_p C_p} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ et en appliquant les conditions initiales :

$$\begin{cases} i_p(t) = U_{cp}^+ \sqrt{\frac{C_p}{L_p}} \sin(\omega_{0L_p C_p} t) \\ U_{cp}(t) = U_{cp}^+ \cos(\omega_{0L_p C_p} t) \end{cases} \quad (V-8)$$

Le transfert d'énergie du primaire au secondaire impose (conservation d'énergie) :

$$\frac{1}{2} L_p I_{p\max}^2 = \frac{1}{2} L_s I_{s\max}^2 \tag{V-9}$$

Avec $I_{p\max}$ le courant maximum au primaire et $I_{s\max}$ le courant maximal au secondaire.

Au secondaire :

En utilisant des notations équivalentes à l'étude du primaire, nous avons :

$$\begin{cases} i_s(t) = I_{s\max} \cos(\omega_{0L_s C_b} t) \\ U_{cb}(t) = \frac{I_{s\max}}{\omega_{0L_s C_b}} \sin(\omega_{0L_s C_b} t) + U_{cb}^- \end{cases} \tag{V-10}$$

Ainsi, les formes des courants et des tensions de la structure de conversion flyback avec transfert de capacité à capacité peuvent être résumées par la figure V-16 :

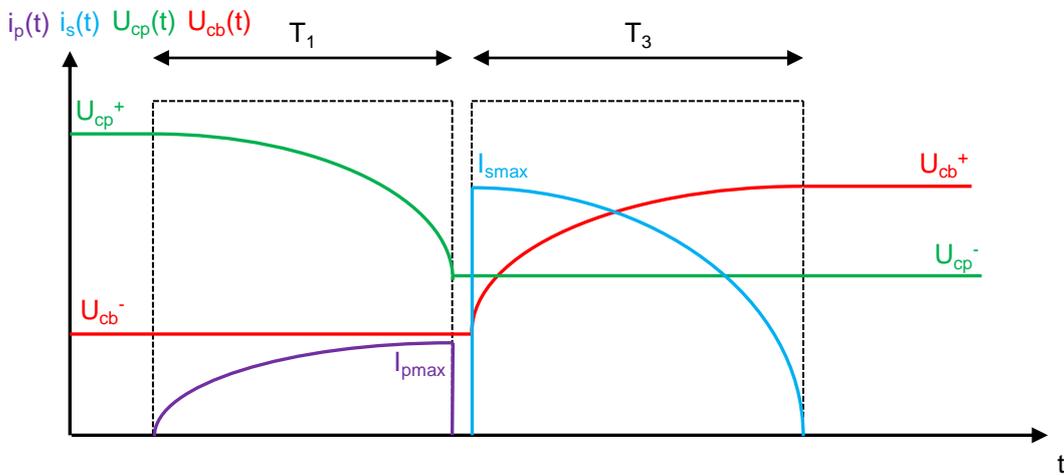


Figure V-16. Courants et tensions de la structure flyback

Nous nous intéressons à présents à la mise en œuvre et au dimensionnement des différents éléments du circuit de conversion flyback en commençant par le 1^{er} étage : le pont de diode.

4. Etude du 1^{er} étage : le pont de diode

Le premier étage du circuit de conversion est le pont de diode et permet dans le cas des deux principes de fonctionnement d'attaquer la conversion avec une tension positive. Nous avons choisi d'utiliser des diodes MMBD1503 pour la réalisation de ce pont de diode, qui sont des diodes rapides, peu capacitives ($\sim 4\text{pF}$) et qui présentent un faible courant de fuite ($\sim 5\text{nA}$). La chute de tension est de l'ordre de $2 \times 0.7\text{V}$ avec les courants en jeu, mais reste négligeable devant la tension de sortie du récupérateur d'énergie ($> 100\text{V}$).

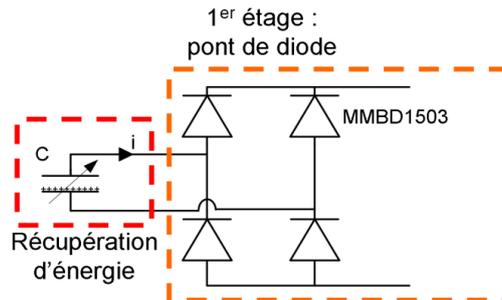


Figure V-17. Pont de diodes

5. Etude du 2^{ème} étage : dimensionnement du circuit magnétique

La première étape de dimensionnement du 2^{ème} étage de l'électronique de gestion porte sur l'inductance couplée du circuit de conversion flyback (figure V-18).

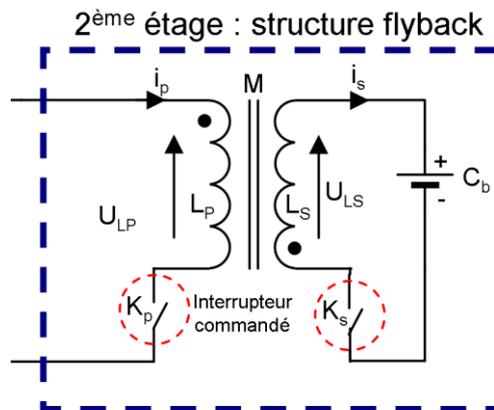


Figure V-18. Circuit magnétique

La démarche de dimensionnement de l'inductance couplée est la suivante :



Figure V-19. Dimensionnement du transformateur

A. Choix d'une fréquence de fonctionnement

La première étape de dimensionnement du transformateur est le choix de la fréquence de fonctionnement. Optimiser cette fréquence de fonctionnement permet de limiter l'énergie dissipée au primaire et dans le matériau magnétique. En effet, choisir une fréquence trop basse implique d'utiliser un grand nombre de spires, ce qui crée une résistance d'enroulement importante et des pertes résistives élevées. De la même façon, en choisissant une fréquence de fonctionnement trop élevée, les pertes dans le matériau ferromagnétique deviennent importantes. De plus, en hautes fréquences, l'épaisseur de peau limite très fortement la section efficace du fil de cuivre et augmente de ce fait le volume total du transformateur. Ainsi, il semble que le meilleur compromis dans notre cas soit une fréquence de fonctionnement $f_{tr}=200\text{kHz}$.

B. Choix d'un matériau et de la valeur de champ magnétique

Afin de limiter les pertes magnétiques à 200kHz, nous avons choisi un matériau de type 3F3 (Philips) ou N87 (Epcos). Le second compromis porte sur la valeur du champ magnétique de saturation B_{sat} . En effet, augmenter la valeur de B_{sat} augmente les pertes magnétiques ; au contraire, diminuer la valeur de B_{sat} a pour conséquence une augmentation du volume du noyau nécessaire pour stocker l'énergie utile. Nous avons choisi $B_{sat}=100\text{mT}$, ce qui est un bon compromis entre pertes magnétiques et volume du noyau.

C. Dimensionnement géométrique du noyau

Les noyaux E et U sont recommandés pour les structures flyback. Notre choix s'est porté sur les noyaux E à entrefer. La présence de l'entrefer permet notamment de réduire la taille du noyau magnétique car l'énergie sera directement stockée dans le volume d'entrefer et non plus dans le noyau magnétique.

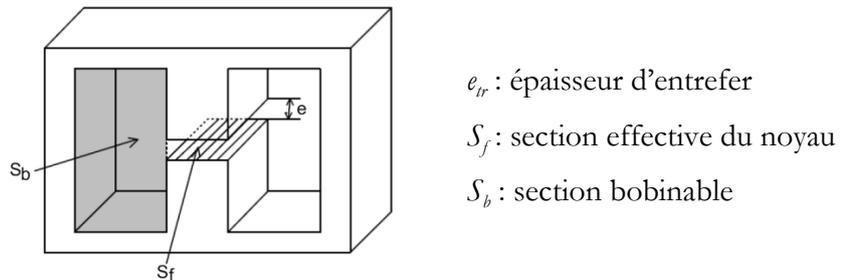


Figure V-20. Géométrie du noyau

Le volume d'entrefer doit être dimensionné pour pouvoir stocker l'énergie utile récupérée par le système (E) et il faut choisir la valeur de l'entrefer e_{tr} pour que le produit $S_f \times e_{tr}$ soit le plus proche du volume utile $V_{entrefer}$, avec :

$$V_{entrefer} = \frac{2\mu_0 E_t}{B_{sat}^2} \quad (V-11)$$

Mais il est également nécessaire, pour limiter la dispersion des lignes de champ, de choisir une valeur pour e_{tr} très inférieure à la largeur (l_{tr}) de la jambe centrale du noyau magnétique. Nous prenons $e_{tr} = l_{tr}/20$.

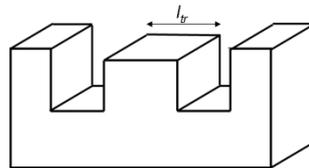


Figure V-21. Largeur de jambe centrale

Le dimensionnement du noyau magnétique étant terminé, nous nous intéressons à présent au dimensionnement des bobinages.

D. Dimensionnement des bobinages

Le but de cette étude est de déterminer le nombre de spires des bobinages du primaire et du secondaire.

a) Détermination du temps T_1

La fréquence de fonctionnement du circuit magnétique impose le temps de fermeture des interrupteurs commandés au primaire et au secondaire. En effet, la commutation au primaire de durée T_1 correspond à une demi-période électrique T_{elec} (figure V-22) en considérant un régime permanent de commutation. La période électrique T_{elec} est égale à la période magnétique T_{mag} .

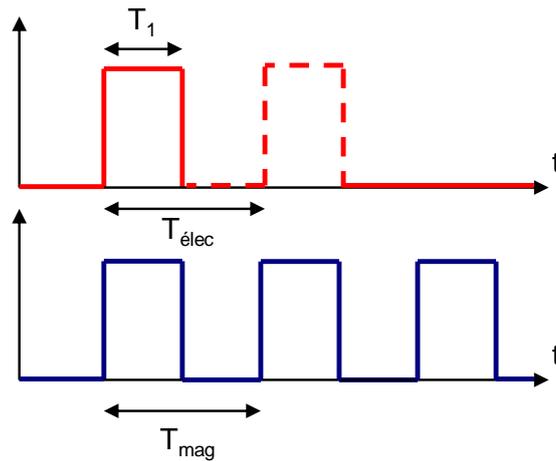


Figure V-22. Temps de commutation au primaire et fréquence magnétique

La période magnétique étant égale à l'inverse de la fréquence magnétique, on en déduit :

$$T_1 = \frac{1}{2} T_{mag} = \frac{1}{2f_{mag}} \quad (V-12)$$

b) Calcul de L_p , I_{pmax} et n_p

Le circuit L_p - C_p est résonant de pulsation propre $\omega_{0,p} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ et les paramètres du

circuit doivent être tels que dans le temps T_1 , la tension aux bornes de la capacité chute de U_{cp}^+ à U_{cp}^- . Nous rappelons que dans le cas d'un fonctionnement avec détection du maximum, U_{cp}^+ correspond à la tension maximale et U_{cp}^- vaut 0 ; dans un fonctionnement avec capacité de pré-stockage U_{cp}^+ et U_{cp}^- sont des valeurs proches de la tension optimale de fonctionnement par défaut et par excès.

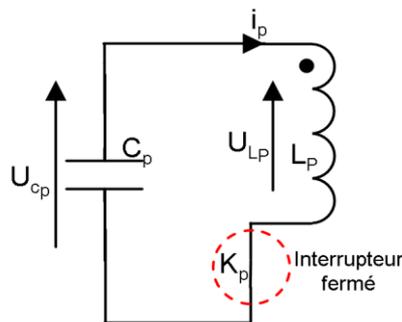


Figure V-23. Circuit L_p - C_p

Ainsi :

$$L_p = \frac{1}{C_p} \left(\frac{T_1}{\arccos\left(\frac{U_{cp}^-}{U_{cp}^+}\right)} \right)^2 \quad (V-13)$$

Et :

$$I_{p\max} = C_p U_{cp} + \omega_{0p} \sin(\omega_{0p} T_1) \quad (V-14)$$

De plus, comme $L = n^2 A_L$, avec A_L la perméance magnétique, on en déduit que :

$$n_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} \quad (V-15)$$

c) Calcul de L_s , $I_{s\max}$ et n_s

D'après la conservation de l'énergie transférée entre le primaire et le secondaire, il vient :

$$E_t = \frac{1}{2} L_p I_{p\max}^2 = \frac{1}{2} L_s I_{s\max}^2 \quad (V-16)$$

Ainsi :

$$L_s = \frac{2E_t}{I_{s\max}^2} \quad (V-17)$$

Et :

$$n_s = \sqrt{\frac{L_s}{A_L}} \quad (V-18)$$

E. Calcul des sections de conducteur à utiliser

Section globale de conducteurs disponible : La première étape de ce dimensionnement consiste à déterminer la section globale de conducteurs disponible dans le transformateur. Il est important de noter que, afin de limiter les pertes capacitatives entre les enroulements, les fils doivent être isolés correctement. Ces pertes capacitatives sont particulièrement pénalisantes lorsque les différences de potentiel entre les deux enroulements sont importantes.

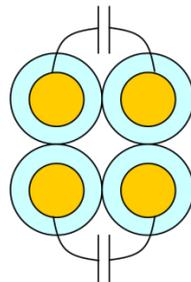


Figure V-24. Pertes capacitatives entre les enroulements

On définit ainsi un coefficient de foisonnement k_f . Ce coefficient correspond au rapport de la section totale de conducteur sur la section globale bobinaable (figure V-25). Il sera fixé à 0,4 et la section totale de conducteur disponible (primaire et secondaire) sera donc $S_c = 0,4 \times S_b$. Il est également à noter que l'optimum de la répartition entre la section bobinée au primaire et la section bobinée au secondaire est atteint lorsque ces deux surfaces sont égales (et égales à la moitié de la section totale bobinaable).

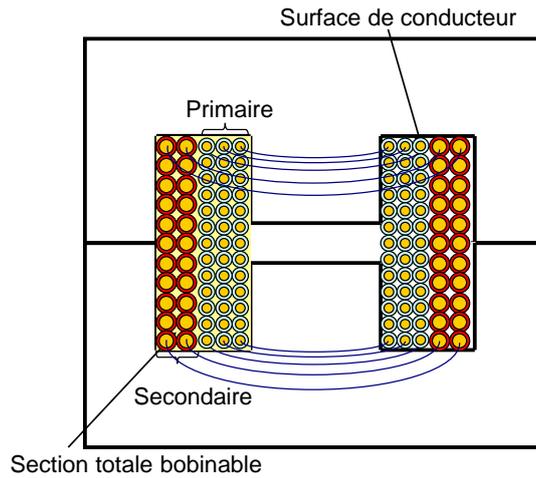


Figure V-25. Transformateur

Section des fils : la dernière étape de dimensionnement du transformateur porte sur le dimensionnement de la section des fils. Du fait de la fréquence de fonctionnement élevée, il est nécessaire de prendre en compte les phénomènes d'épaisseur de peau (e_p) qui conduisent à une diminution de la section utile du conducteur et donc à une augmentation de la résistance des enroulements et des pertes par effet Joule.

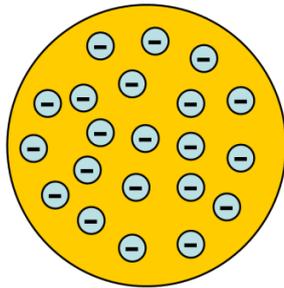


Figure V-26. Répartition des charges dans le conducteur à basses fréquences

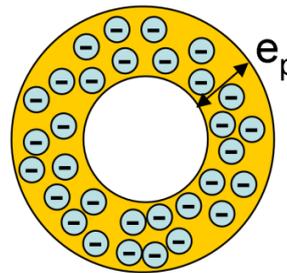


Figure V-27. Répartition des charges dans le conducteur à hautes fréquences

L'épaisseur de peau (e_p) est donnée par la formule (V-19) et impose le diamètre maximal des fils:

$$e_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 f_r}} = 0,21 \text{ mm} \quad (\text{V-19})$$

Avec ρ la résistivité des conducteurs ($17 \cdot 10^{-9} \Omega \text{m}$ pour le cuivre)

Le rendement du convertisseur est fortement limité par les pertes (circuit magnétique, bobinage, transistors, électronique de gestion). Cette étape de calcul des pertes est nécessaire pour faire les bons compromis et maximiser le rendement du convertisseur.

6. 2^{ème} étage : calcul approché des pertes dans le transformateur

Dans cette partie, nous dressons un récapitulatif des pertes du transformateur. En fait, le circuit flyback, en prenant en compte toutes les pertes peut être modélisé de la façon suivante (figure V-28) :

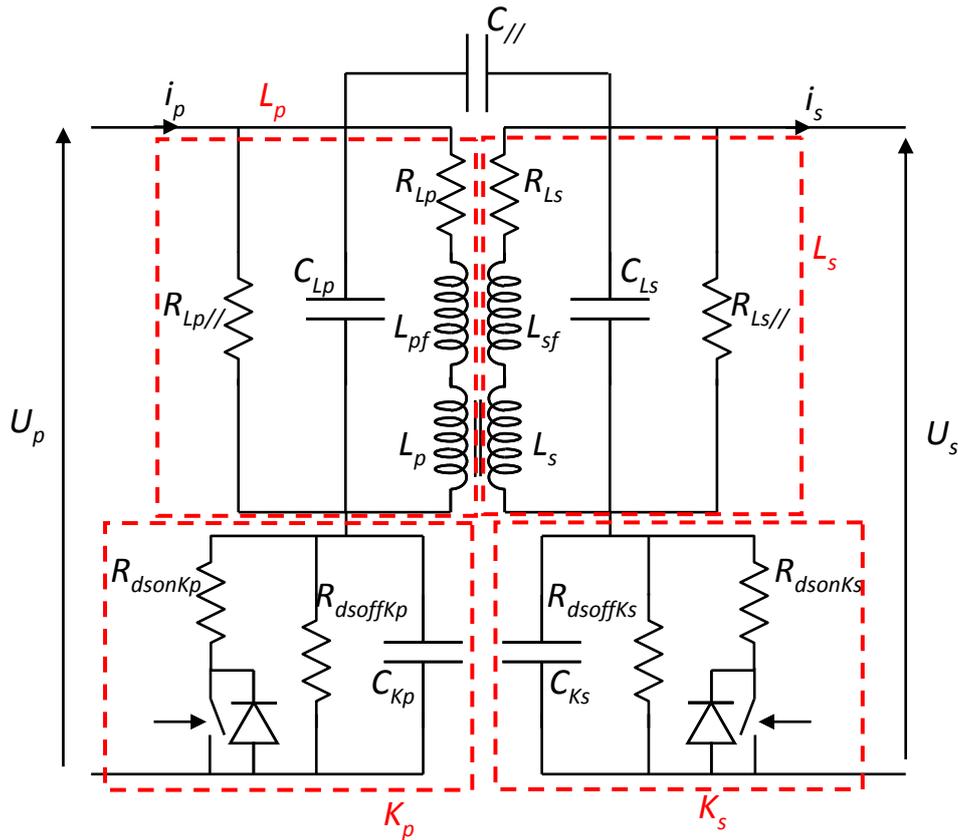


Figure V-28. Modèle du transformateur - pertes

Les pertes des transistors K_p et K_s sont modélisées par la résistance série R_{dson} qui a un impact lorsque le transistor est fermé, la résistance parallèle R_{dsoff} qui a un effet lorsque le transistor est ouvert et finalement les capacités parasites parallèles C_{Kp} et C_{Ks} modélisant l'énergie perdue pour charger la capacité de la grille, permettant de faire passer le transistor à l'état 'on'.

Concernant le circuit magnétique, nous prenons en compte les pertes fer, modélisées par $R_{Lp//}$ et $R_{Ls//}$, ainsi que les résistances séries des enroulements primaires et secondaires R_{Lp} et R_{Ls} . Les capacités parasites parallèles entre les enroulements sont modélisées par C_{Lp} , C_{Ls} et $C_{//}$. C_{Lp} représente la capacité parasite liée aux enroulements du primaire, C_{Ls} est la capacité parasite liée aux enroulements du secondaires et finalement $C_{//}$ modélise la capacité parasite entre les deux enroulements, primaire et secondaire. Finalement, L_{pf} et L_{sf} représentent les inductances de fuite du primaire et du secondaire.

Nous récapitulons l'ensemble des pertes du circuit flyback dans le tableau V-3. Pour simplifier les calculs, nous supposons que i_p , U_p , U_s , i_s valent soit 0 soit leur valeur maximale en fonction de l'état des interrupteurs K_p et K_s . Nous nous intéressons à l'énergie perdue durant un cycle de fonctionnement. Il suffira de multiplier par la fréquence des commutations pour obtenir la puissance totale perdue.

Tableau V-3. Pertes d'un convertisseur flyback

Perte	Informations complémentaires	Modélisation	Energie perdue
pertes fer	Ces pertes ont lieu lors du transfert d'énergie dans le matériau magnétique – une partie de l'énergie est perdue dans le noyau magnétique	$R_{LP//}$ et $R_{LS//}$	$E_{PF} = W_f V_{ferrie} (t_1 + t_2 + t_3)$
pertes joules inductance primaire	Energie perdue dans la résistance de l'enroulement primaire	R_{LP}	$E_{PJ1} = R_{LP} i_p^2 T_1$
pertes joules inductance secondaire	Energie perdue dans la résistance de l'enroulement secondaire	R_{LS}	$E_{PJ2} = R_{LS} i_s^2 T_3$
pertes magnétiques inductance primaire	Energie perdue dans l'inductance de fuite du primaire	L_{pf}	$E_{PM1} = \frac{1}{2} L_{pf} i_p^2 T_1$
pertes magnétiques inductance primaire	Energie perdue dans l'inductance de fuite du secondaire	L_{sf}	$E_{PM1} = \frac{1}{2} L_{sf} i_s^2 T_3$
pertes capacitive des enroulements du primaire	Energie perdue pour charger la capacité parasite de l'enroulement primaire	C_{LP}	$E_{capa1} = C_{LP} U_p^2$
pertes capacitive des enroulements du primaire	Energie perdue pour charger la capacité parasite de l'enroulement secondaire	C_{LS}	$E_{capa2} = C_{LS} U_s^2$
pertes capacitives entre les deux enroulements	Energie perdue pour charger la capacité entre les deux enroulements	$C_{//}$	$E_{capa2} = C_{//} U_p^2$
pertes de commutations (K_p)	Energie perdue pour charger la grille du transistor K_p	C_{KP}	$E_{comm1} = C_{KP} V_{cc}^2$
pertes de commutations (K_s)	Energie perdue pour charger la grille du transistor K_s	C_{KS}	$E_{comm2} = C_{KS} V_{cc}^2$
pertes joules K_p	Energie perdue dans la résistance On de K_p	R_{DSonKp}	$E_{PJKP} = R_{DSonKp} i_p^2 T_1$
pertes joules K_s	Energie perdue dans la résistance On de K_s	R_{DSonKs}	$E_{PJKS} = R_{DSonKs} i_s^2 T_3$

Pour le dimensionnement du transformateur, il est important de prendre toutes ces pertes en compte : en effet, les puissances en jeu sont très faibles et les pertes présentées précédemment font chuter très rapidement le rendement du convertisseur.

Une partie de la puissance récupérée sera également utilisée pour alimenter l'électronique de gestion présentée dans la section suivante. Notre objectif sera de développer une électronique de gestion très basse consommation permettant de commander les transistors.

7. Electronique de gestion : commande des transistors

Nous nous intéressons dans un premier temps au principe général de l'électronique de gestion du flyback avant de développer la mise en œuvre des circuits électroniques.

A. Principe général

Dans le cas du convertisseur flyback, le but de l'électronique de gestion est de gérer l'ouverture et la fermeture des deux interrupteurs contrôlés au primaire et au secondaire. L'électronique de gestion est tout d'abord composée d'un comparateur ou d'un comparateur à référence interne qui détectera le maximum de tension ou une certaine valeur de tension, passant alors à l'état haut.

Pour faire fonctionner le convertisseur flyback, nous devons développer un circuit électronique qui, sur le front montant de la sortie du comparateur, déclenche la création de 3 temps (T_1 , T_2 et T_3) permettant de commander les transistors (figure V-29).

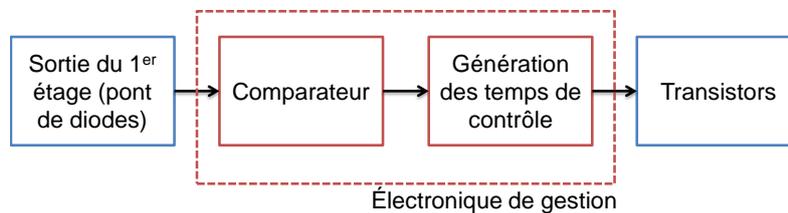


Figure V-29. Schéma fonctionnel

T_1 permet de commander le transistor au primaire K_p , T_3 le transistor au secondaire K_s et tous les deux sont d'une durée de quelques μ secondes ; T_2 est un temps de garde entre l'ouverture de K_p et la fermeture de K_s et a une durée de quelques centaines de nanosecondes.

Pour éviter des problèmes de détection parasites du comparateur après un transfert d'énergie et notamment avec un fonctionnement par détection du maximum de tension, nous avons ajouté un temps de garde T_4 de quelques centaines de μ secondes après la génération du temps T_3 (figure V-30). Ce temps T_4 n'est en théorie pas nécessaire, mais les expériences ont montré son intérêt primordial pour éviter toute commutation parasite.

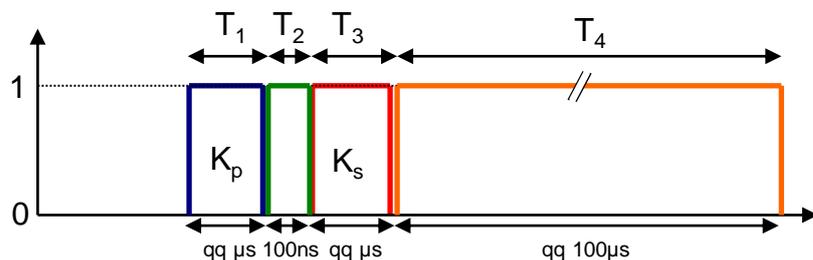


Figure V-30. Temps à générer

La fermeture de T_1 va entraîner une chute de tension aux bornes de la capacité C_p , le comparateur qui observe cette tension risque donc de repasser à 0. Pour éviter ce phénomène nous utilisons une bascule D (74HC74) à la sortie du comparateur qui permet de garder « en mémoire » l'état haut. Le 'reset' de la bascule sera fait sur la fin de T_4 . Nous distinguons dans la suite la mise en œuvre des temps courts T_1 , T_2 , T_3 de la mise en œuvre du temps T_4

beaucoup plus long et qui ne peut pas être réalisé de façon simple sans entraîner une importante consommation de puissance.

B. Génération des 3 temps courts (T_1 , T_2 et T_3)

Pour la génération des 3 temps courts (quelques μ secondes) T_1 , T_2 et T_3 nous allons utiliser une cellule à retard à base d'un circuit RC et d'un buffer (74HC4050) (figure V-31). En théorie, le buffer commute lorsque la tension V_c atteint la moitié de la tension d'alimentation V_{cc} . U_s est donc retardé de t_f avec $t_f = R_r C_r / \ln(2)$ (figure V-32).

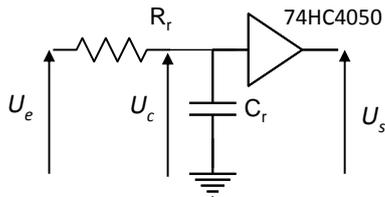


Figure V-31. Cellule à retard

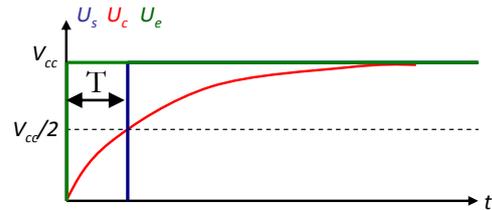


Figure V-32. Entrée-Sortie de la cellule à retard

Ainsi, la génération d'une impulsion de durée contrôlée peut être réalisée à l'aide de la cellule à retard présentée ci-dessus, d'une porte inverseuse (74HC4049) et d'une porte ET (LVX08) (figure V-33).

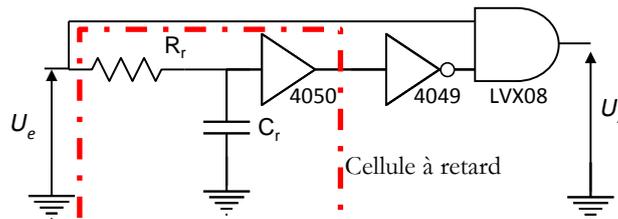


Figure V-33. Génération d'une impulsion de durée contrôlée

La sortie de la cellule à retard est retardée d'une durée T par rapport à l'entrée (figure V-34). Elle est ensuite inversée grâce à une porte inverseuse. Le produit (porte ET) de l'entrée de la cellule à retard et de la sortie de la porte inverseuse est une impulsion de durée T .

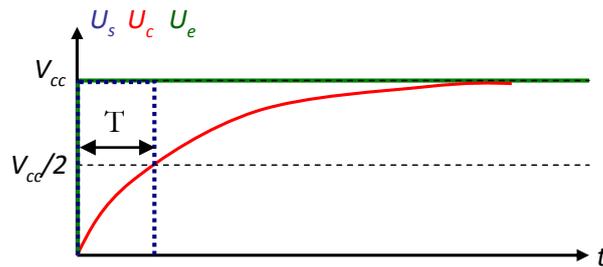


Figure V-34. Impulsion de durée contrôlée

La consommation de ce type de circuit est très basse (\sim qq 50nW) dès l'instant que le retard n'est pas trop long (quelques μ secondes). Ces cellules seraient suffisantes si le temps T_4 ne devait pas être généré.

C. Génération du temps de garde long (T_4)

Pour le temps de garde long, nous ne pouvons plus utiliser la cellule à retard présentée précédemment pour des problèmes de consommation. Nous allons utiliser une succession d'inverseurs CMOS 'encapsulés'.

a) Inverseur CMOS

L'inverseur CMOS est la structure logique la plus simple en électronique et est composée de deux transistors NMOS-PMOS appariés (figure V-35). Comme son nom l'indique, l'inverseur CMOS permet de générer un signal inversé (inverse logique) par rapport à l'entrée (figure V-36). En effet, lorsque la tension d'entrée U_e est supérieure $V_{cc}/2$ (état '1'), le PMOS est bloqué alors que le NMOS est passant : la sortie U_s est mise à la masse (état '0'). De même, lorsque la tension d'entrée est inférieure à $V_{cc}/2$ (état '0'), le PMOS est passant et le NMOS est bloqué. La sortie est mise à V_{cc} (état '1').

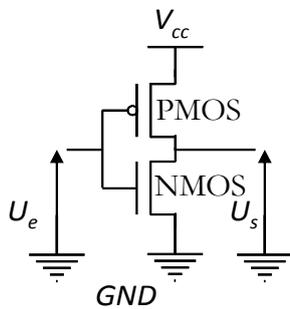


Figure V-35. Inverseur CMOS

U_e		U_s	
tension	logique	tension	logique
$U_e < V_{cc}/2$	0	V_{cc}	1
$U_e > V_{cc}/2$	1	0	0

Figure V-36. Entrées-Sorties

Le défaut principal de l'inverseur CMOS présenté figure V-35 est la mise à la masse de V_{cc} durant la commutation des transistors. En fait, la commutation des transistors n'est pas instantanée : quelques dizaines voire centaines de nanosecondes sont nécessaires pour le passage du PMOS de l'état passant à l'état bloqué et de même pour le NMOS : il est donc possible que lors de la commutation, les deux transistors soient fermés en même temps, reliant V_{cc} à GND et nous faisant perdre quelques μ watts. Pour éviter ce phénomène, il est possible d'utiliser une structure logique 'inverseur CMOS encapsulé' que nous présentons dans le paragraphe suivant.

b) Inverseur CMOS encapsulé

L'inverseur CMOS encapsulé est réalisé à partir de 2 inverseurs CMOS (figure V-37), son objectif étant de pallier le problème de mise à la masse de V_{cc} lors de la commutation.

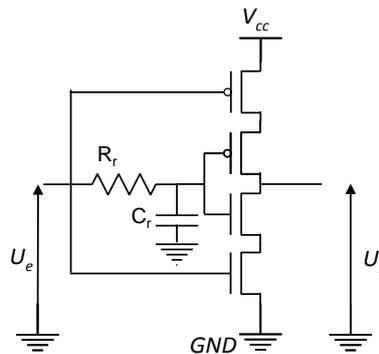


Figure V-37. Inverseur CMOS encapsulé

Le signal d'entrée sur chaque paire NMOS-PMOS en série n'est pas le même, permettant d'assurer qu'au moins un des transistors de la chaîne est ouvert, éliminant tout problème de court-circuit, même au moment de la commutation. En effet, en regardant les phases de fonctionnement de ce montage lors de la commutation, il apparaît nettement qu'à tout moment, au moins un des transistors de la chaîne est ouvert.

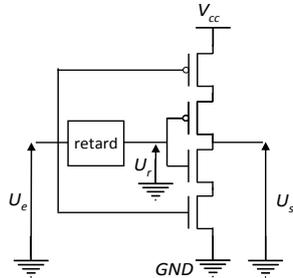


Figure V-38. Inverseur CMOS encapsulé

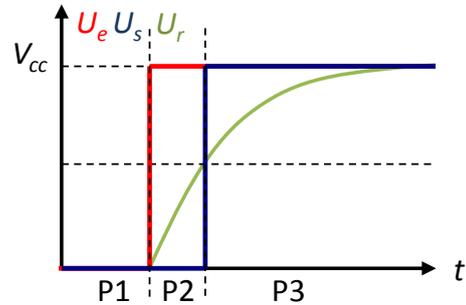


Figure V-39. Signaux d'entrée et de sortie lors de la commutation

Le fonctionnement de l'inverseur CMOS encapsulé peut être décrit en 3 phases (figure V-40):

- phase 1 (P1) : les deux PMOS sont passants et les deux NMOS bloqués
- phase 2 (P2) : l'un des PMOS s'ouvre et un NMOS se ferme, la sortie reste dans l'état qu'elle avait avant la commutation
- phase 3 (P3) : les deux PMOS sont bloqués et les deux NMOS sont passants

Aucun risque de court-circuit n'est donc possible.

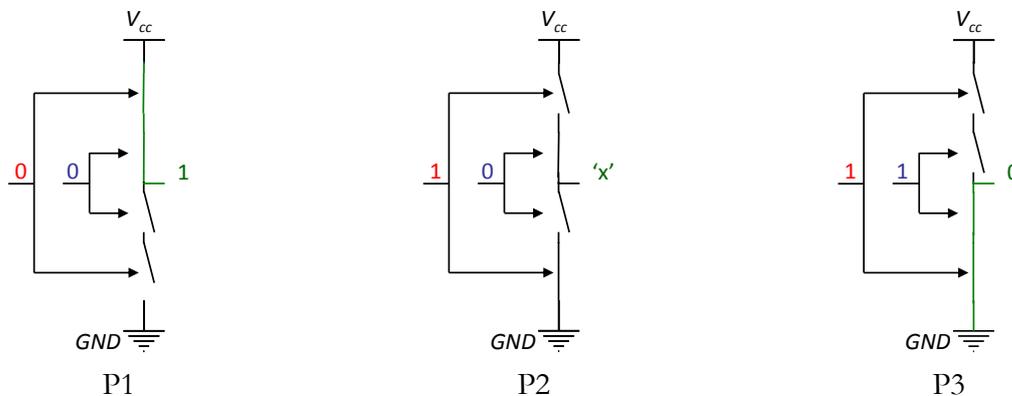


Figure V-40. Récapitulatif du fonctionnement de l'inverseur CMOS encapsulé

c) Montage électronique de la cellule CMOS encapsulée

L'inverseur CMOS encapsulé peut être facilement réalisé à l'aide d'un composant MC14007, contenant 3 paires de NMOS-PMOS appariés.

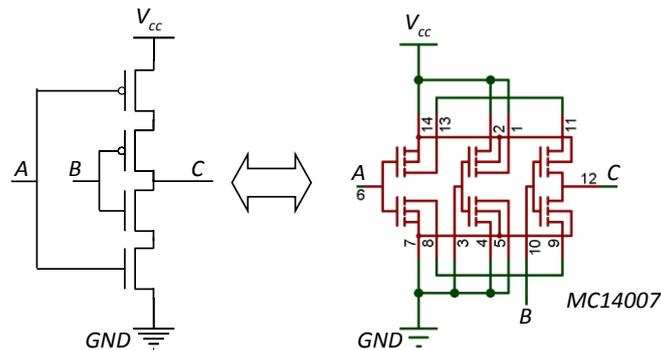


Figure V-41. Montage de l'inverseur CMOS encapsulé

d) Génération du temps de garde T_4

Afin de générer le temps de garde, il est nécessaire de placer les inverseurs CMOS encapsulés en série, de façon à avoir un temps de montée court (comportement identique à celui des buffers ou des inverseurs vis-à-vis du gain). La génération du temps de garde T_4 est donc réalisée à partir de 4 inverseurs CMOS encapsulés comme présenté figure V-42 :

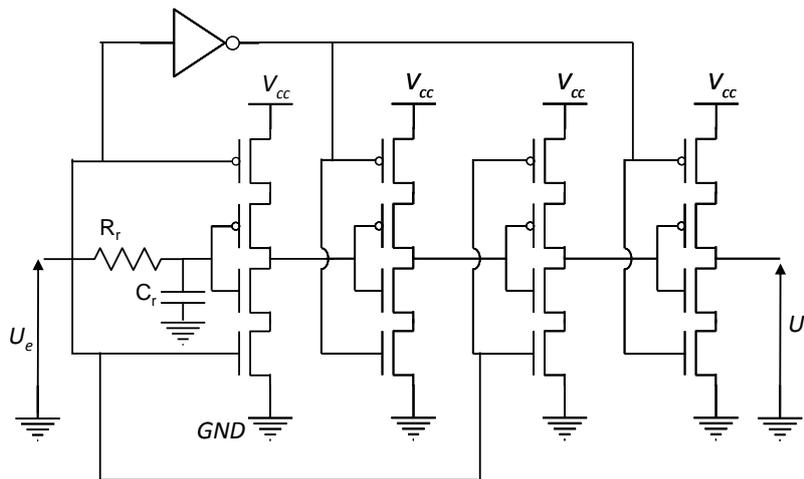


Figure V-42. Génération du temps de garde

D. Circuit électronique de gestion « global »

Nous récapitulons dans cette section le circuit électronique de gestion permettant de générer les impulsions de commande des transistors du convertisseur flyback.

a) Génération des 4 temps et reset de la bascule D

Le circuit de génération des 4 temps est placé en sortie d'un comparateur et déclenche la génération de 4 temps sur un front montant de la sortie du comparateur.

Le circuit est constitué d'une bascule D, de 3 cellules à retard 'simples' et d'une cellule à retard à base de CMOS encapsulés permettant de générer le 'reset' de la bascule.

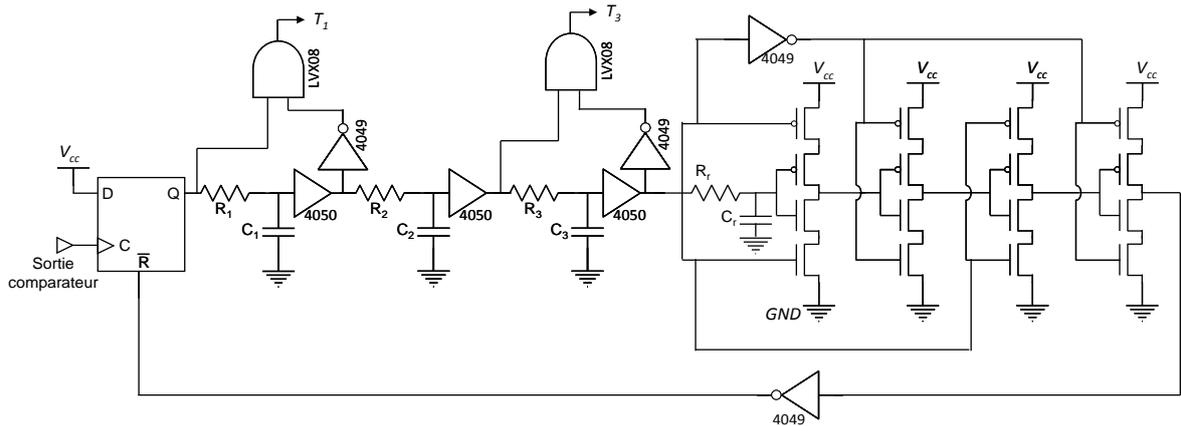


Figure V-43. Circuit électronique de génération des 2 temps de commande T_1 et T_3

Les signaux de sortie, T_1 et T_3 , permettent de commander la fermeture des transistors K_p et K_s .

b) Détection du maximum de tension

Le maximum de tension peut être déterminé à l'aide d'un dérivateur (capacité) et d'un comparateur (MAX919) placé à la sortie du pont de diodes.

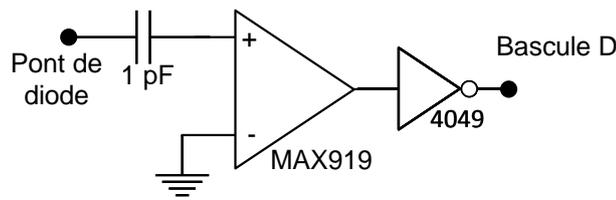


Figure V-44. Détection du maximum de tension

c) Détection d'une certaine tension dans la capacité de pré-stockage

La détection d'une certaine valeur de tension peut être réalisée à l'aide d'un diviseur de tension et d'un comparateur à référence interne (MAX917).

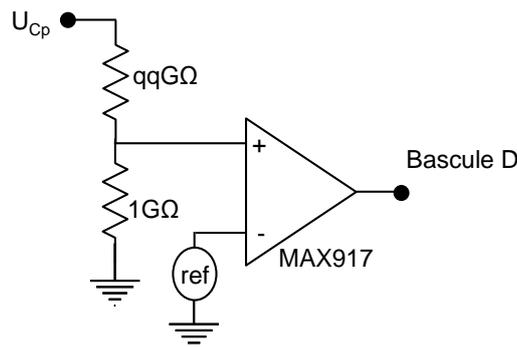


Figure V-45. Détection d'une certaine valeur de tension aux bornes de C_p

Des essais ont montré que les puissances récupérées par les deux concepts sont équivalentes. Nous focaliserons cependant la suite de notre étude sur un fonctionnement avec une détection du maximum de tension.

8. Electronique de gestion basse consommation – Comparateur

Nous présentons dans cette partie une méthode que nous avons développée pour limiter fortement la consommation des composants électroniques du circuit de commande. Nous

développons ensuite la réalisation d'un comparateur très basse consommation et montrons finalement que toute notre électronique de gestion ne dépasse pas $1\mu\text{W}$ de consommation lorsqu'elle est alimentée sous 3V.

A. Effet de la tension d'alimentation des composants logiques sur leur consommation

Nous avons mesuré la consommation d'un buffer de type 74HC4050 en fonction de la tension d'alimentation (V_{cc}) et de la fréquence de l'entrée (U_e) (fréquence de commutation = $2 \times$ fréquence de l'entrée). L'entrée est un signal créneau avec des passages 'état haut'-'état bas' rapides. Pour la mesure, nous ne plaçons pas de charge en sortie (nous n'observons pas la sortie à l'oscilloscope) et toutes les entrées non utilisées du composant sont mises à la masse pour éviter les commutations parasites. Les résultats sont présentés dans le tableau V-4.

Tableau V-4. Consommation d'un buffer 74HC4050 en fonction de sa tension d'alimentation

V_{cc} \ U_e	0Hz (=GND)		50Hz		100Hz		200Hz	
	courant (nA)	puissance (nW)						
1 V	0	0	4	4	8	8	14	14
2 V	0	0	7	14	14	28	29	58
3 V	0	0	11	33	23	69	38	114
4 V	0	0	15	60	30	120	59	236
5 V	0	0	23	115	38	190	77	385
10 V	0	0	45	450	89	890	176	1760

Un des défauts majeurs de la majorité des composants électroniques est donc une augmentation de la puissance consommée avec l'augmentation de la tension : une augmentation de la tension entraîne une augmentation du courant et globalement une augmentation de la puissance consommée qui est au carré de la tension d'alimentation. Ainsi, un simple buffer peut voir sa consommation multipliée par un facteur 100 lorsque sa tension est augmentée d'un facteur 10.

La tension d'alimentation des composants logiques doit donc être contrôlée : pour un seul buffer alimenté à 10V et commutant à $2 \times 50\text{Hz}$, la consommation est de 450nW. Globalement, il apparaît que, pour limiter au maximum la consommation des composants logiques, il faut travailler avec une tension d'alimentation de l'ordre de 2 à 3V.

Pendant, en utilisant la capacité buffer (C_b) placée en sortie du flyback et stockant l'énergie récupérée comme source d'alimentation de notre circuit électrique (régime autonome), il apparaît qu'une augmentation de l'énergie stockée dans C_b entrainera une augmentation de la tension et donc une surconsommation des composants électroniques. Pour pallier ce défaut, nous allons utiliser des MOS à déplétion (DMOS).

B. Utilisation des MOS à déplétion (DMOS) dans le déploiement d'une électronique basse consommation

Notre solution consiste à limiter la tension aux bornes des composants électroniques à 2V-3V bien que la tension d'alimentation dépasse cette valeur (5V-10V) (figure V-46).

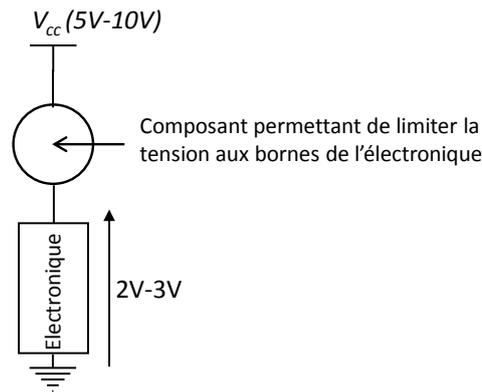


Figure V-46. Limitation de la tension d'alimentation des composants électroniques

Pour réaliser cette fonction, nous allons utiliser des DMOS. Le DMOS est un transistor 'normally on' qui s'ouvre lorsqu'on lui applique une tension $V_{gs} > V_{th}$ positive. La tension aux bornes des composants électroniques placés à la source du DMOS ne pourra pas dépasser la tension de commutation V_{th} du transistor à déplétion et sera égale au minimum entre la tension d'alimentation et V_{th} .

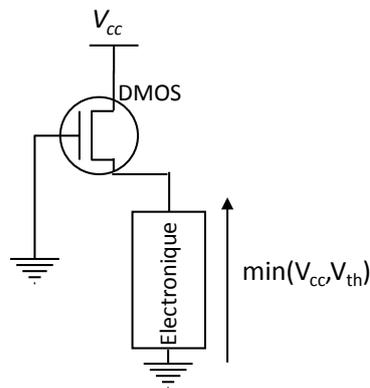


Figure V-47. Limitation de la tension aux bornes des composants électroniques par un DMOS

Cependant, du fait de son nombre d'applications limités, il n'existe que très peu de références de DMOS (une dizaine sur Farnell et Radiospares) qui sont par ailleurs tous des N-DMOS. Les tensions de commutations V_{gs} de ces transistors est généralement de 1V-1,5V, ce qui n'est pas suffisant pour notre application. Nous utilisons un circuit électronique à base de DMOS cascades présenté figure V-48.

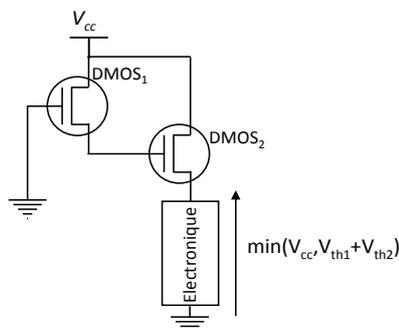


Figure V-48. DMOS cascades

Grâce au circuit présenté figure V-48, la tension aux bornes du circuit électronique est limitée par $V_{th1}+V_{th2}$ où V_{th1} est la tension de seuil du 1^{er} DMOS et V_{th2} la tension de seuil du 2^{ème} DMOS. Ainsi, la tension aux bornes de l'électronique de gestion vaut $U_{alim}=\min(V_{cc}, V_{th1}+V_{th2})$. Il est également possible de cascader plus de transistors afin d'augmenter cette tension minimale.

La tension aux bornes du circuit électronique est limitée, ce qui implique que le courant est limité au courant consommé à $V_{th1}+V_{th2}$ ($i_{V_{th1}+V_{th2}}$) quelle que soit la tension d'alimentation V_{cc} . La puissance consommée par le circuit électronique augmente alors linéairement avec la tension d'alimentation : $P=V_{cc} * i_{V_{th1}+V_{th2}}$ (et plus au carré).

C. Comparateur basse consommation

Afin de réduire encore la consommation de notre électronique de gestion, nous avons développé notre propre comparateur à base de cellules CMOS encapsulées.

Nous avons mesuré la consommation d'un comparateur MAX919 réputé pour être un comparateur basse consommation ($P=380nA@1,8V$ selon la datasheet). De la même façon que précédemment, nous avons étudié le comportement de ce comparateur pour différentes tensions d'alimentation et pour différentes fréquences (f) de l'entrée ($U_e=\sin(2\pi ft)$). Les résultats de cette étude sont présentés dans le tableau V-5 :

Tableau V-5. Consommation d'un MAX919 en fonction de sa tension d'alimentation

U _e \ V _{cc}	0Hz (=GND)		50Hz		100Hz		200Hz	
	courant (nA)	puissance (nW)						
2 V	457	914	567	1134	585	1170	619	1238
3 V	481	1443	592	1776	620	1860	673	2019
4 V	510	2040	670	2680	740	2960	879	3516
5 V	529	2645	754	3770	872	4360	1116	5580

Ce comparateur consomme beaucoup (quelques μW) ! Son défaut majeur est qu'il consomme également en veille, ce qui implique de concevoir un circuit de mise en veille pour éviter de consommer de la puissance lorsqu'il n'y a pas de vibrations. Nous avons donc fait le choix de concevoir notre électronique de gestion dédiée. Nous présentons ici la mise en œuvre d'un comparateur très basse consommation à partir de cellules CMOS encapsulées.

Nous simplifions le schéma électronique en remplaçant :

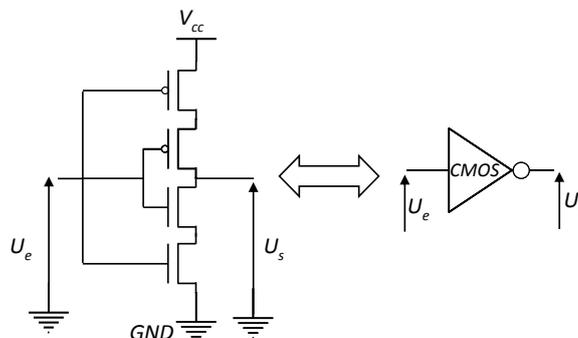


Figure V-49. Schéma d'un inverseur CMOS

Notre comparateur est alors simplement obtenu en cascade plusieurs inverseur CMOS à la sortie du dérivateur.

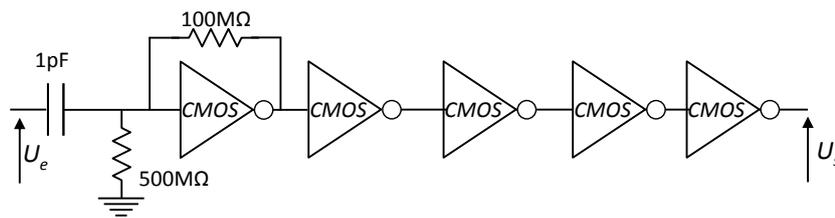


Figure V-50. Comparateur basse consommation à base de CMOS

Tableau V-6. Consommation de toute l'électronique de gestion (comparateur+retards) en fonction de la tension d'alimentation et de la fréquence de l'entrée

U _e	0Hz (=GND)		50Hz		100Hz		200Hz	
	courant (nA)	puissance (nW)						
V _{cc}								
2 V	5	10	64	128	132	264	300	600
3 V	18	54	102	306	174	522	326	978
4 V	26	104	115	460	187	748	350	1400
5 V	30	150	115	575	194	970	360	1800

Notre électronique de gestion consomme très peu (de l'ordre de 500nW@3V à 100Hz), ceci est à comparer aux 1860nW du comparateur seul : nous avons donc gagné au moins un facteur 4 sur une électronique de gestion standard grâce à ce procédé. De plus, lorsqu'il n'y a pas de vibration en entrée, le comparateur ne fonctionne pas, n'envoie pas de pulse sur le circuit de génération des 4 temps et la consommation est seulement de 54nW@3V : il devient alors inutile de développer un circuit de mise en veille.

9. Electronique de gestion : démarrage du système

Le démarrage du système peut être problématique dans les systèmes de récupération d'énergie car, au démarrage, il n'y a pas d'énergie pour alimenter l'électronique de gestion et donc les transistors du circuit de conversion flyback. Nous allons 'by-passer' le flyback au démarrage en utilisant une fois de plus un MOS à déplétion (DMOS) pour transférer directement de l'énergie de la sortie du pont de diodes au buffer C_b. Le MOS à déplétion doit s'ouvrir dès que la tension aux bornes de la capacité-buffer C_b est suffisante pour alimenter l'électronique de gestion. Le circuit de démarrage que nous avons développé est présenté figure V-51 et nécessite donc techniquement 3 transistors :

- un MOS à déplétion pour 'by-passer' l'électronique de gestion au démarrage
- un MOS à enrichissement pour alimenter l'électronique de gestion dès que la tension aux bornes de C_b est suffisante.
- un MOS permettant de commander les deux autres MOS

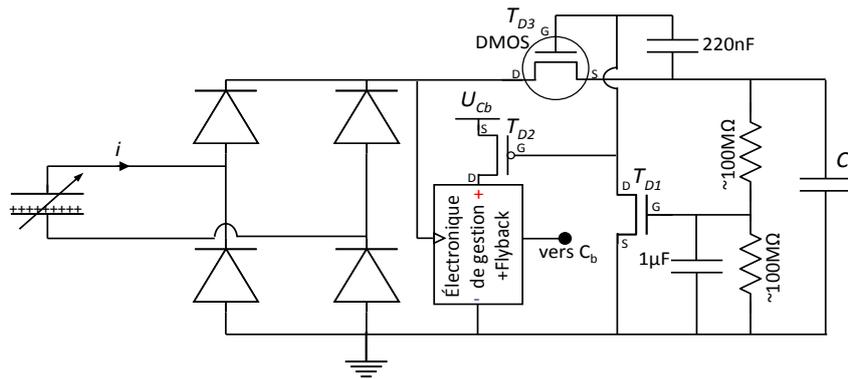


Figure V-51. Circuit de démarrage utilisant 3 transistors

Cependant, des tests ont montré que le temps de commutation du transistor T_{D1} (figure V-51) est trop long, entraînant le circuit de démarrage dans un état 'stable'. Les transistors T_{D2} et T_{D3} ne sont ni vraiment ouverts, ni vraiment fermés et le circuit 'flyback' ne démarre pas. Pour pallier ce problème, nous avons ajouté deux transistors au circuit précédent pour accélérer cette commutation (figure V-52). La commutation rapide permet au 'by-pass' de s'ouvrir rapidement et au circuit flyback de prendre la relève.

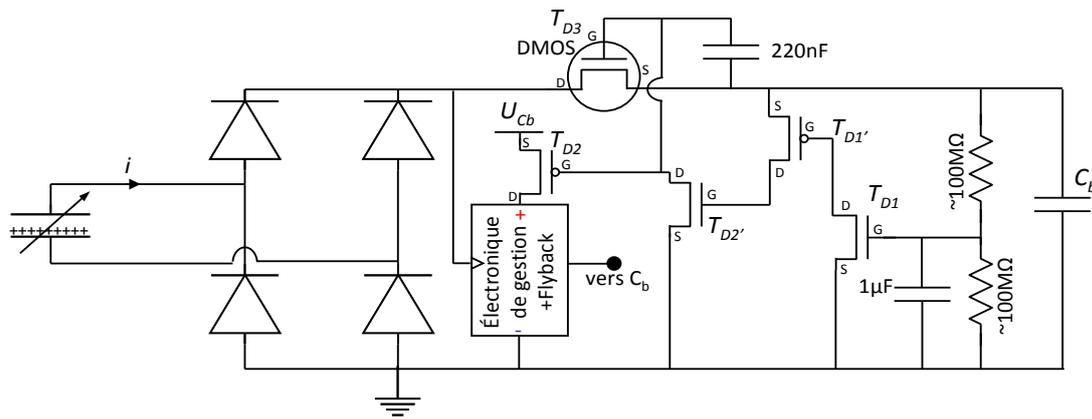


Figure V-52. Circuit de démarrage utilisant 5 transistors

Les circuits électroniques présentés (comparateur basse consommation, génération des 4 temps et circuit de démarrage) sont intégrés sur une carte électronique et appliqué au cas de la poutre.

10. Résultats expérimentaux

Nous présentons dans cette partie nos résultats expérimentaux sur une structure de type 'poutre'. Nous validons dans un premier temps le circuit électronique de gestion des quatre temps, puis la détection du maximum de tension puis son application à la commande de la structure de conversion flyback.

A. Génération des 4 temps

Nous validons tout d'abord la génération des 4 temps et le 'reset' de la bascule D. La figure V-53 présente un exemple des signaux ($T1$ à $T4$) obtenus sur un front montant de l'entrée à $t=0$.

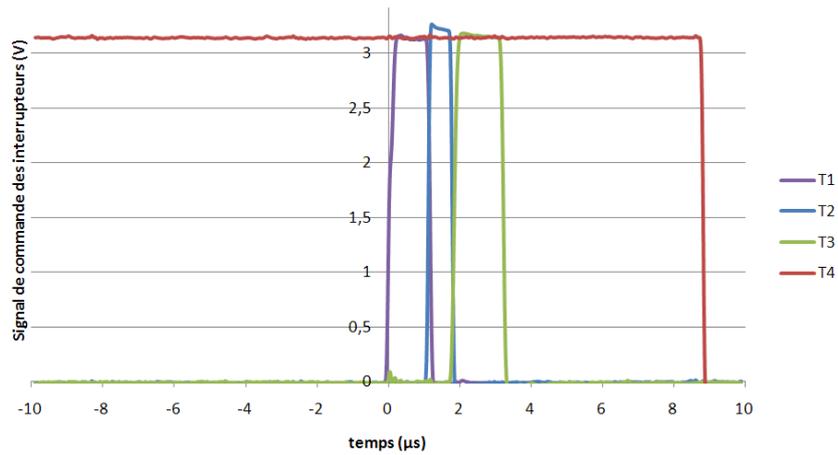


Figure V-53. Signaux de commande

Ces temps sont ajustables grâce à l'utilisation de résistances variables dans les circuits de retard. Il est également à noter que les temps de commutation sont relativement courts ($\sim 100\text{ns}$).

B. Courants et Tensions dans la structure Flyback

Nous validons également le fonctionnement du comparateur et du flyback en étudiant les courants et les tensions en entrée et en sortie (figure V-54).

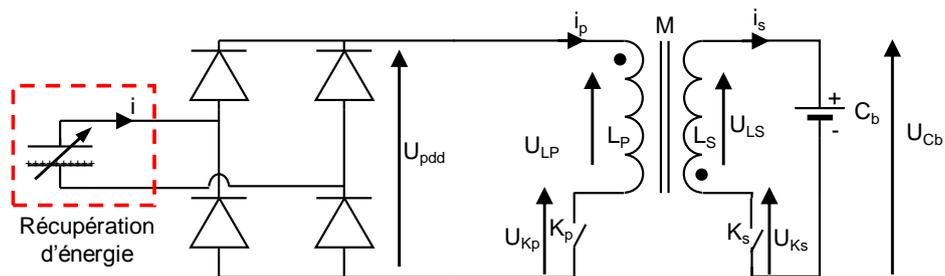


Figure V-54. Courants en tensions observées

Nous étudions tout d'abord la sortie du pont redresseur U_{pdd} lorsque le système de récupération d'énergie est relié au flyback et à son circuit de commande (figure V-55).

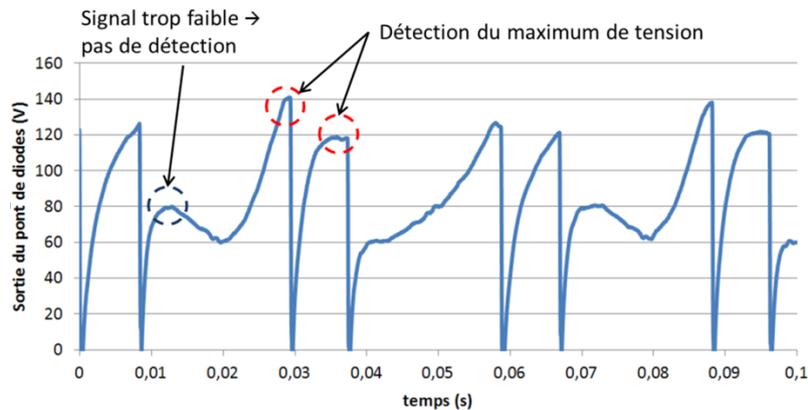


Figure V-55. Tension à la sortie du pont de diode U_{pdd}

Nous observons bien le transfert d'énergie au maximum de tension. Nous remarquons également que certains pics ne sont pas détectés parce que trop faibles. Ceci est en fait un

avantage, évitant de 'faire travailler' l'électronique de gestion alors que l'énergie d'entrée n'est pas intéressante.

Les tensions d'entrée (U_{pdd}) et de sortie (U_{Cb}) du flyback en fonction du temps sont représentées sur la figure V-56. Nous observons bien une chute de la tension au primaire et une élévation de la tension au secondaire (décharge dans une capacité).

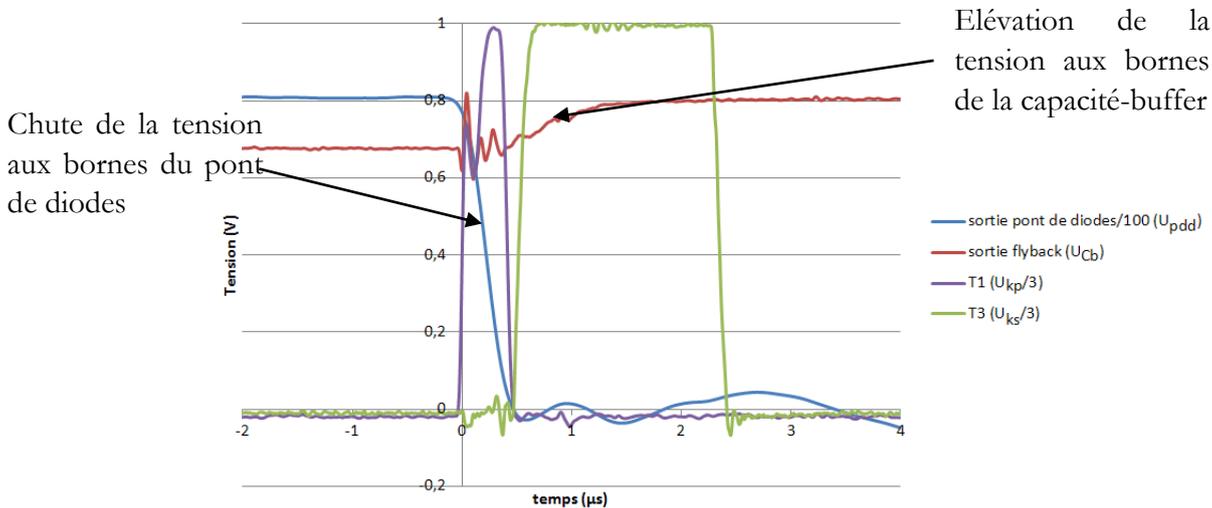


Figure V-56. Tensions d'entrée et de sortie du flyback

Nous nous intéressons finalement au courant de sortie i_s . Le transfert de l'énergie vers la charge a bien lieu pendant la fermeture du transistor secondaire (K_s , contrôlé par T_3). Le courant de sortie atteint 120mA.

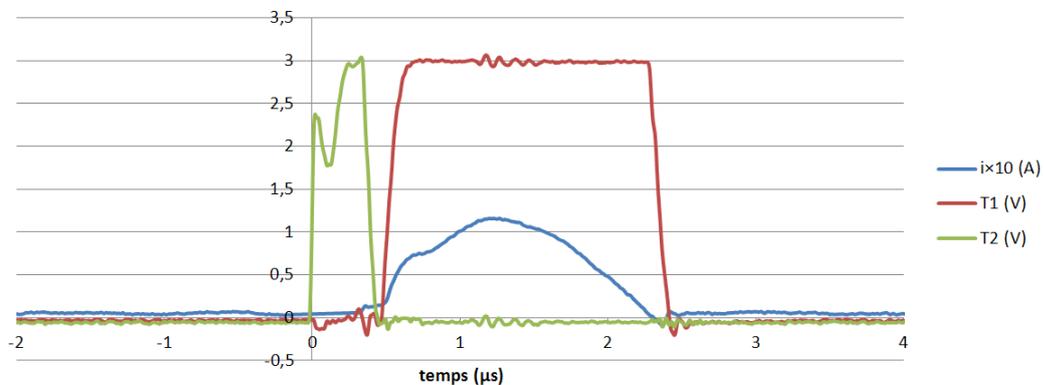


Figure V-57. Tensions d'entrée et de sortie du flyback

Le fonctionnement du flyback est donc validé par ces résultats expérimentaux.

C. Puissance récupérée dans le cas de la poutre

Nous avons dimensionné le transformateur et appliqué l'électronique de gestion au cas de la poutre. La capacité buffer C_b est utilisée pour alimenter le circuit électronique. Nous avons finalement atteint une puissance de sortie de $37\mu W$ (à comparer aux $\sim 50\mu W$ en entrée). Cette valeur pourrait être améliorée en utilisant une pile à la place de la capacité-buffer, contrôlant la tension d'alimentation de l'électronique (3V) et limitant ainsi sa consommation.

Nous terminons ce mémoire de thèse et notre étude par une des perspectives des systèmes de récupération d'énergie à électrets : la mesure des accélérations ambiantes dans le but de développer de futurs accéléromètres autonomes.

PARTIE 3. PERSPECTIVE – MESURE DE L'ACCELERATION – INTERETS DES STRUCTURES MULTIPHASES

Nous avons vu que la structure de récupération d'énergie peut être séparée en deux éléments : un convertisseur électrostatique et une structure mécanique de type masse-ressort. Le but de cette partie est de déterminer la possibilité, à partir des tensions/courants en sortie d'une structure de récupération d'énergie électrostatique multibosse à déplacement dans le plan, de retrouver la valeur des accélérations ambiantes. Nous avons séparé cette étude en deux parties : la première partie porte sur les techniques employées pour déterminer la valeur de l'accélération relative de la masse mobile par rapport au socle et la seconde sur le modèle inverse permettant, à partir des composantes du déplacement de la masse mobile de déterminer l'accélération du socle, c'est-à-dire de la source de vibration.

1. Structure déphasée et mesure de l'accélération relative de la masse mobile

La première étape de la méthode consiste à retrouver la valeur des composantes du déplacement relatif de la masse mobile.

A. Rappels sur la structure du convertisseur

Le convertisseur est une structure capacitive formée d'une électrode, d'un électret, d'un gap d'air et d'une contre-électrode texturés.

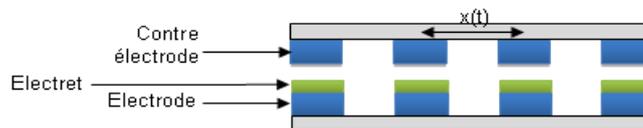


Figure V-58. Convertisseur électrostatique

La capacité de cette structure en fonction du déplacement relatif x peut s'exprimer simplement sous la forme :

$$C(x) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2} \right) \cos\left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \quad (\text{V-20})$$

B. Application à la mesure de l'accélération relative

La première étape de la mesure de l'accélération est de déterminer la valeur du déplacement relatif de la masse sismique par rapport au support $x(t)$ ou d'une de ses dérivées à partir de valeurs mesurables sur la structure telles que la tension de sortie ou la capacité du système.

Certaines techniques ont été envisagées telles que l'ajout de capacités de mesure sur les bords de la structure :

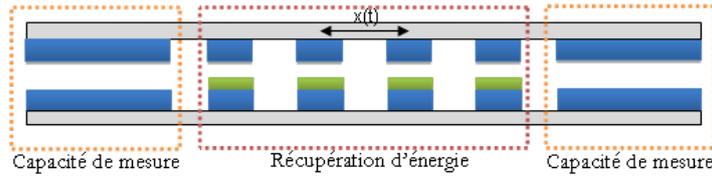


Figure V-59. Structure à capacités de mesure sur les bords

Cette solution, bien que simple à mettre en œuvre présente l'inconvénient majeur d'augmenter considérablement la taille du système pour une puissance de sortie équivalente, diminuant de ce fait la densité surfacique de puissance de notre prototype de récupération d'énergie.

La meilleure solution trouvée consiste à utiliser une structure de récupération d'énergie à deux phases (ou plus) géométriquement déphasées.

a) Présentation d'une structure biphasée

Le convertisseur est composé de deux capacités déphasées géométriquement et donc temporellement de $\pi/2$ lorsqu'un déplacement relatif apparaît.

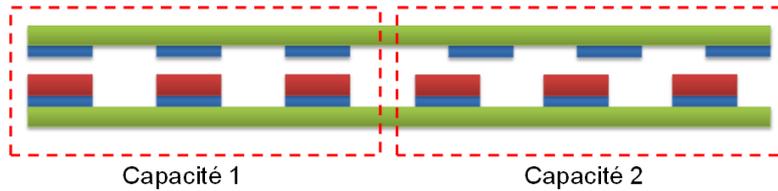


Figure V-60. Convertisseur multiphasé avec un déphasage de $\pi/2$.

Ainsi, les valeurs des deux capacités déphasées peuvent s'exprimer de la manière suivante (V-21).

$$\begin{cases} C_1(x) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2}\right) \cos\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \\ C_2(x) = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} + \left(\frac{C_{\max} - C_{\min}}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \end{cases} \quad (V-21)$$

A l'aide de ces deux valeurs, il est possible de remonter à la valeur de l'accélération de la masse mobile à partir de dérivées temporelles.

b) Récupération de l'information

Les capacités C_{\max} et C_{\min} étant connues (elles sont liées aux paramètres géométriques du système), il est techniquement possible d'extraire les valeurs de $\cos\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right)$ et de $\sin\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right)$ de la mesure des deux capacités.

De plus, en dérivant les deux signaux $C_1(x)$ et $C_2(x)$ par rapport au temps, nous pouvons notamment avoir accès à :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\cos\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \right) = -\frac{2\pi \cdot \dot{x}}{e+b} \sin\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \\ \frac{d}{dt} \left(\sin\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \right) = \frac{2\pi \cdot \dot{x}}{e+b} \cos\left(\frac{2\pi x}{e+b}\right) \end{cases} \quad (V-22)$$

Ainsi, il est alors simple de retrouver la valeur de \dot{x} à partir de sa valeur absolue et de son signe.

$$\begin{cases} |\dot{x}| = \frac{e+b}{2\pi} \sqrt{\left[\frac{d}{dt} \left(\cos \left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \right) \right]^2 + \left[\frac{d}{dt} \left(\sin \left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \right) \right]^2} \\ \text{sign}(\dot{x}) = \text{sign} \left(\frac{d}{dt} \left(\sin \left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \right) \right) \times \cos \left(\frac{2\pi x}{e+b} \right) \end{cases} \quad (\text{V-23})$$

Il est ainsi possible de reconstruire x, \dot{x}, \ddot{x} à partir des mesures de C_{\min} et C_{\max} . Les calculs, bien que relativement complexes, sont réalisables de manière analogique par des amplificateurs opérationnels.

Les graphiques V-61 et V-62 comparent la valeur de \dot{x} théorique (dérivée du déplacement) à la valeur de \dot{x} calculée sous Simulink à partir des valeurs de $C_{\min}(t)$ et $C_{\max}(t)$ et prouve la faisabilité du procédé.

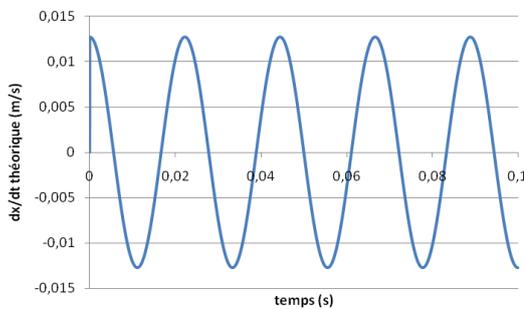


Figure V-61. dx/dt théorique

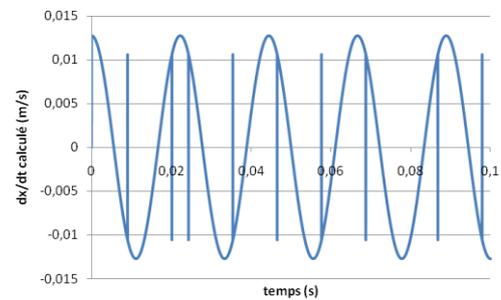


Figure V-62. dx/dt calculé à partir de C_{\max} et C_{\min}

Nous avons ainsi montré que l'utilisation d'une structure à deux phases permet d'avoir accès aux composantes du déplacement relatif de la masse mobile. Cette structure présente d'autres avantages.

c) Autres avantages

La structure multiphasique présente en effet des avantages par rapport à une structure à une seule phase :

- (i) Elle limite la force électrostatique, limite les pics et les rend plus réguliers évitant les phénomènes de blocage de la masse (pics d'amplitude plus faible pour une même énergie de sortie). Nous pouvons notamment le remarquer en comparant les figures V-63 (système à une phase) et V-64 (figure à 3 phases).

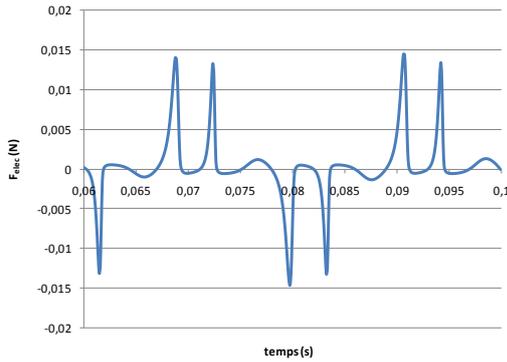


Figure V-63. Force électrostatique (système monophasé)

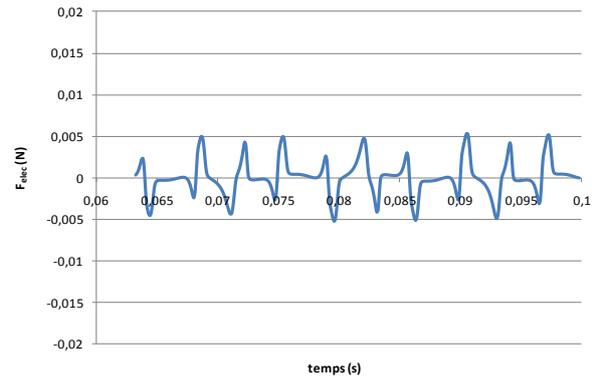


Figure V-64. Force électrostatique (système triphasé)

- (ii) Elle simplifie la conversion AC/DC en sortie du convertisseur puisque le taux d'ondulation de la tension en sortie du pont redresseur diminue et la fréquence vue du premier harmonique augmente.

Nous avons ainsi montré qu'il était possible à partir de mesures des capacités C_1 et C_2 d'avoir accès au déplacement relatif de la masse mobile et à ses dérivés. Cependant, notre objectif est d'avoir accès aux vibrations ambiantes. Nous devons donc développer un modèle mécanique inverse permettant de retrouver l'amplitude et la fréquence des vibrations ambiantes.

La difficulté réside essentiellement dans le développement d'un modèle de la force électrostatique.

2. Modèle inverse de la structure mécanique

Nous développons ici le modèle inverse de la structure mécanique, qui permettra, à partir des valeurs de x , \dot{x} et \ddot{x} associés au déplacement relatif de déterminer la valeur de l'accélération \ddot{y} de la source vibrante.

A. Rappels sur la structure mécanique

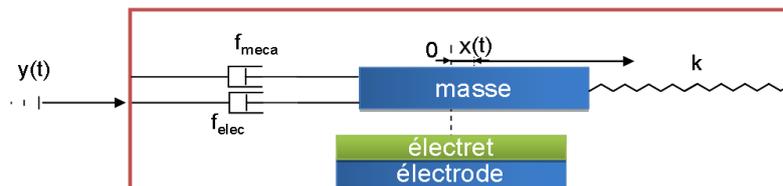


Figure V-65. Modélisation du système complet

Le système est alors simplement régi par le système d'équations obtenu à partir de l'équation mécanique et de l'équation électrostatique :

$$\begin{cases} \frac{dQ_2}{dt} = \frac{V}{R} - \left(\frac{d}{\epsilon\epsilon_0} + \frac{g}{\epsilon_0} \right) \frac{Q_2}{A(t)R} \\ m\ddot{x} + b_m\dot{x} + kx + f_{elec} = -m\ddot{y} \end{cases} \quad (V-24)$$

La force électrostatique de ce type de système électrostatique n'est *a priori* pas simplement modélisable par une force de frottement de type visqueux $f_{elec} = b_e\dot{x}$ ou par une force de

frottement élastique $f_{elec} = k_e x$. Cependant, nous allons montrer que dans certains cas, la force électrostatique peut être exprimée simplement, permettant de simplifier l'inversion du modèle.

B. Modélisation de la force électrostatique et modèle inverse

De nombreuses simulations ont montré que tant que le potentiel de surface de l'électret est relativement faible (ne bloque pas le déplacement de la masse mobile), les effets de la force électrostatique peuvent être approximés par une force de frottement visqueux : $b_e \dot{x}$.

La figure V-66 compare le déplacement de la masse mobile en fonction du temps lorsque la force électrostatique est calculée à partir de la dérivée de l'énergie électrostatique et lorsqu'elle est modélisée par une force de frottement visqueux. Elle prouve que les résultats sont identiques et qu'une modélisation simple de la force électrostatique est envisageable.

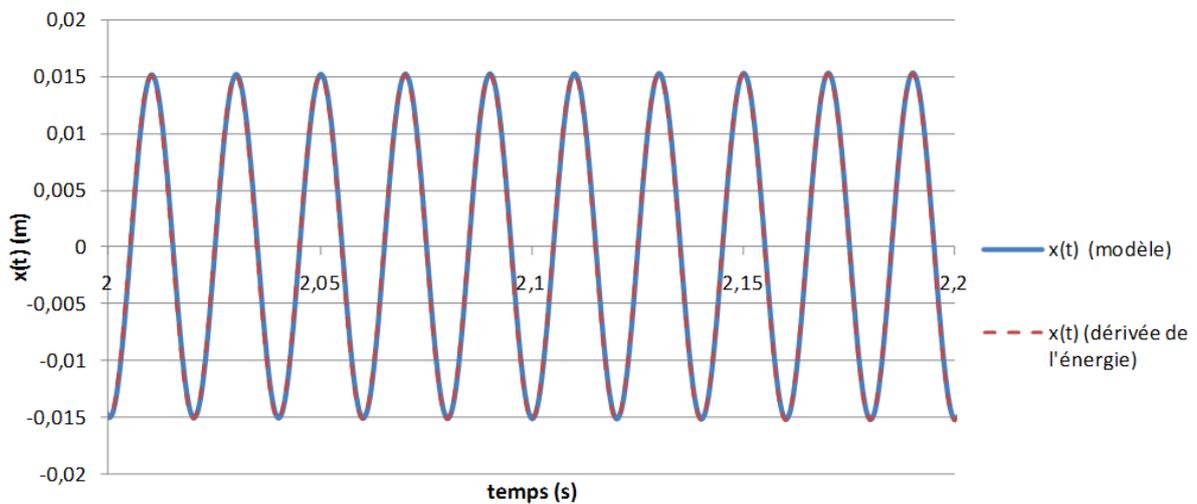


Figure V-66. Déplacement de la masse mobile en fonction du temps

En étudiant la valeur de la tension aux bornes de la résistance de charge, les conclusions sont identiques.

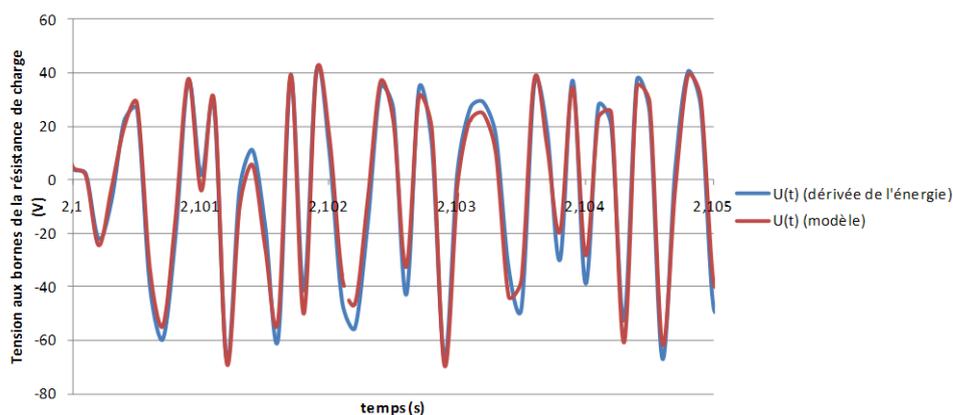


Figure V-67. Tension aux bornes de la résistance de charge en fonction du temps

Cela confirme qu'en première approximation, nous pourrions supposer que les effets de la force électrostatique sont comparables à ceux d'une force de frottement visqueux.

La force électrostatique pouvant être approximée par une force de frottement visqueux, le modèle inverse permettant de remonter à l'accélération de la masse mobile est simple :

Le modèle mécanique du système est obtenu en appliquant la seconde loi de Newton :

$$m\ddot{x} + (b_m + b_e)\dot{x} + kx = -m\ddot{y} \quad (\text{V-25})$$

Le système déphasé permet de déterminer la valeur de \dot{x} . En supposant que les vibrations sont sinusoïdales, on en déduit que :

$$x(t) = X \sin(\omega t + \varphi)$$

$$y(t) = Y \sin(\omega t)$$

$$\text{D'où : } |Y| = |X| \frac{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (b\omega)^2}}{m\omega^2} \quad (\text{V-26})$$

A partir de la mesure de \dot{x} et de la pulsation $\omega = \left| \frac{\dot{x}}{x} \right| = \left| \frac{\ddot{x}}{\dot{x}} \right|$, et grâce à un bon calculateur, il est donc théoriquement possible de retrouver la valeur temporelle des accélérations ambiantes. Cette étude sera prochainement approfondie et appliquée à nos structures de récupération d'énergie à fonctionnement dans le plan.

Conclusion

Nous avons étudié un circuit électronique de conversion DC/DC : le flyback. Nous avons également développé une électronique de gestion basse consommation et notamment un comparateur basse consommation qui pourra être utilisé avec d'autres structures de conversion, comme par exemple les systèmes piézoélectriques. Ces résultats ont été appliqués au cas de la poutre simple. Nous avons récupéré $37\mu\text{W}$ avec des vibrations de $0.1\text{G}@50\text{Hz}$. Nous avons finalement montré l'intérêt des structures à plusieurs phases, et plus particulièrement dans le développement d'accéléromètres autonomes.

CONCLUSION GENERALE

Bilans techniques

Ce travail de thèse avait pour but d'étudier et d'optimiser les structures de récupération d'énergie à électrets. Nous avons travaillé sur 4 thématiques différentes mais complémentaires et nécessaires pour traiter le problème dans sa globalité.

Nous avons modélisé les structures de récupération d'énergie à électrets. Grâce à des procédés d'optimisation, nous avons cherché les paramètres à appliquer à nos structures pour maximiser l'extraction d'énergie. Ces résultats nous ont aiguillés sur le choix des matériaux à utiliser pour réaliser les électrets.

Dans la partie 'matériau', nous avons focalisé notre étude sur la décharge corona, mis en place des bancs de chargement et étudié la stabilité des électrets en polymère (téflon) et à base d'oxyde de silicium. Nous avons développé des traitements thermiques et des traitements de surface pour améliorer la stabilité des charges implantées. Ces procédés ont été utilisés dans la réalisation d'électrets texturés à base d'oxyde de silicium qui seront utilisés dans les structures MEMS. Les résultats sont encourageants (peu de chute du potentiel de surface observée après un mois).

Les électrets développés ont été utilisés dans trois structures de récupération d'énergie vibratoire : une poutre encastrée-libre, une structure in-plane macroscopique et finalement une structure in-plane en silicium réalisée en salle blanche. Nos résultats sur la structure de type poutre sont au-dessus de l'état de l'art selon nos figures de mérite. Les puissances récupérées grâce aux structures in-plane sont quant à elles au niveau de l'état de l'art.

Nous avons finalement travaillé sur l'électronique de gestion et sur le convertisseur DC/DC permettant de transférer la puissance récupérée par la structure vers une batterie ou une capacité-buffer permettant d'alimenter un capteur ou un microprocesseur par la suite. Nous avons développé une électronique très basse consommation dédiée à notre application grâce à laquelle la puissance récupérée par la poutre et utilisable par un circuit électronique atteint $37\mu\text{W}$. Nous avons finalement étudié une méthode permettant de mesurer l'accélération des vibrations ambiantes en modifiant légèrement la structure (aspect multiphase) et en travaillant sur un modèle inverse.

Nous avons finalement montré que les systèmes de récupération d'énergie à base d'électrets sont une solution viable permettant de simplifier grandement l'électronique de gestion des structures de récupération d'énergie électrostatiques (sans électret). Bien que moins développées que les structures de récupération d'énergie piézoélectriques ou électromagnétiques, les systèmes de récupération d'énergie à électrets peuvent se révéler aussi compétitifs que ces autres solutions, surtout pour des dimensions réduites (< quelques cm^3).

Avancées par rapport à l'état de l'art

Ce travail de thèse a permis de faire progresser la recherche sur les systèmes de récupération d'énergie à électrets et se démarque de l'état de l'art par ces 4 résultats :

1. Un modèle précis de la récupération d'énergie à électrets, validé expérimentalement.
2. Une méthode permettant de fabriquer des électrets texturés stables en silicium.

3. Une structure simple (la poutre encastree-libre) permettant cependant d'atteindre d'excellents résultats en termes de densité de puissance, au-dessus de l'état de l'art selon notre figure de mérite.
4. Une électronique de gestion d'un circuit flyback très basse consommation.

Perspectives

De nombreuses voies d'amélioration de nos structures sont envisageables et seront étudiées par la suite. Nous citerons par exemple une réduction de la largeur des ressorts des structures silicium, un fonctionnement sous vide permettant de limiter les problèmes de claquage de l'air,... Il sera également intéressant de travailler sur des circuits de conversion pour les 2 structures in-plane afin de déterminer l'énergie disponible après la conversion DC/DC.

Finalement, d'autres tests sur les électrets texturés devront être effectués afin d'étudier la stabilité des charges dans le temps (1 an) et la validité de notre méthode.

Je conclue ce mémoire en remerciant le lecteur, l'étudiant, le thésard ou le professeur pour le temps qu'il aura passé à lire ce rapport, en espérant que, novice ou expert dans le domaine, il aura découvert de nouvelles choses sur les électrets et sur les systèmes de récupération d'énergie vibratoire.

Je tiens de nouveau à exprimer ma profonde gratitude à mes deux encadrants, Ghislain et Alain, pour le temps qu'ils m'ont accordé et pour leur support technique, ainsi qu'à ma famille, à mes amis et à tous ceux qui ont été présents durant ces trois années.

BIBLIOGRAPHIE

- [AKT2010] E.E.Aktakka, R.L.Peterson, and K.Najafi, *A CMOS Compatible Piezoelectric Vibration Energy Scavenger Based on the Integration of Bulk PZT Films on Silicon* IEEE International Electron Devices Meeting, 2010.
- [AMI1998] R. Amirtharajah, A.P. Chandrakasan, *Self-powered signal processing using vibration-based power generation*, IEEE J. Solid-State Circuits, 1998.
- [AMJ1999] H. Amjadi, *Charge storage in double layers of thermally grown silicon dioxide and APCVD silicon nitride*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 6, pp.852-857, 1999.
- [AMM2007] Y. Ammar, *Conception de systèmes de gestion d'énergie pour microsystèmes autonomes*, Thèse, Université Joseph Fourier Grenoble, France, 2007.
- [ANA2009] A. S. Joshi, I. Dincer, B. V. Reddy, *Performance analysis of photovoltaic systems: A review*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 13, pp.1884 - 1897, 2009.
- [ARA2004] Y. Arakawa, Y. Suzuki and N. Kasagi, *Micro Seismic Power Generator Using Electret Polymer Film*, Proc. Power MEMS, pp.187-190, 2004.
- [ATA2007] P. Atanassov, C. Apblett, S.Minteer, *Enzymatic Biofuel Cells*, The Electrochemical Society, 2007.
- [BAR2001] Y. Bar-Cohen, *Electroactive polymer actuators as artificial muscles: reality, potential, and challenges*, SPIE Press, 2001
- [BAR2009] U. Bartsch, J. Gaspar, O. Paul, *A 2D Electret-Based Resonant Micro Energy Harvester*, Proc. MEMS, pp.1043-1046, 2009.
- [BAS2009] P. Basset, D. Galayko, A. Paracha, F. Marty, A. Dudka, T. Bourouina, *A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester*, Journal of Micromechanics and Microengineering, vol. 19, 115025, 2009.
- [BEE2004] S. Beeby *et al.*, *Micromachined silicon generator for harvesting power from vibrations*, Proc. PowerMEMS, pp.104-107, 2004.
- [BEE2005] S. Beeby *et al.*, *Design and performance of a microelectromagnetic vibration powered generator*, Proc. Transducers, vol. 1, pp.780-783, 2005.
- [BEE2006] S. Beeby, M. J. Tudor, N. M. White, *Energy harvesting vibration sources for microsystems applications*, Measurement Science and Technology, vol.17, pp.175-195, 2006
- [BEE2007] S. Beeby *et al.*, *A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting*, Journal of Micromechanics and microengineering, vol.17, pp.1257-1265, 2007
- [BOI2010a] S. Boisseau, G. Despesse, A. Sylvestre, *Optimization of an electret-based energy harvester*, Smart Materials and Structures, vol. 19, 2010
- [BOI2010b] S. Boisseau, G. Despesse, A. Sylvestre, *Electret-based cantilever energy harvester: design and optimization*, Proc. PowerMEMS, 2010
- [BOI2010c] S. Boisseau *et al.*, *Microstructures électrostatiques de récupération d'énergie vibratoire pour les microsystèmes*, Techniques de l'ingénieur, RE160, 2010
- [BOI2011] S. Boisseau *et al.*, *Cantilever-based electret energy harvesters*, Smart Materials and Structures, vol. 20, 2011
- [BOL2003] J. Boland, Y.Chao, Y. Suzuki, Y. Tai, *Micro electret power generator*, Proc. MEMS, pp.538-541, 2003.
- [BOL2005] J. Boland, J. Messenger, K. Lo, Y. Tai, *Arrayed liquid rotor electret power generator systems*, Proc. MEMS, pp.618-621, 2005.
- [BRU2008] J. Brufau-Penella, M. Puig-Vidal, P. Giannone, S. Graziani, S. Strazzeri, *Characterization of the harvesting capabilities of an ionic polymer metal composite device*, Smart Material Structures, 2008.
- [CAN2006] E. Cantatore, M. Ouwerkerk, *Energy scavenging and power management in networks of autonomous microsensors*, Microelectronics Journal, vol. 37, pp.1584-1590, 2006.
- [CAR2008] F. Carpi, G. Gallone, F. Galantini, D. De Rossi, *Dielectric elastomers as electromechanical transducers*, Elsevier, 2008.
- [CAS2008] G. Casati, C. Meja-Monasterio, T. Prosen, *Increasing Thermoelectric Efficiency: A Dynamical Systems Approach*, Physical Review Letters, APS, vol. 101, 016601, 2008.
- [CHA2008a] S. Chalasani, J. Conrad, *A survey of energy harvesting sources for embedded systems*, Proc. IEEE Southeastcon, pp.442-447, 2008.
- [CHA2008b] I.Chartier, *Energy scavenging, storage and management for SFIT-wearable systems*, Smart Fabric & Interactive Textile Concertation Workshop and Consultation on Future R&D Challenges and opportunities, 2008.
- [CHI2001] N. Ching, H.Wong, Z. Wen, *A laser-micromachined vibrational to electrical power transducer for wireless sensing systems*, Proc. Sensors Actuators, 2001.
- [CHI2002] N.Ching, H.Wong, W. Li, P.Leong, Z. Wen, *A laser micromachined multi-modal resonating power transducer for wireless sensing systems*, Sensors and actuators A, pp.685-690, 2002
- [COE1988] R. Coelho, N. Bouguila, *Sur le contact métal-isolant*, Revue Phys. Appl. 23 pp.1467-1474, 1988
- [COL2009] M. Collins, S. Behrens, S. McGarry, *Evaluation of flexible transducers for motion energy harvesting*, Proc. SPIE, 2009

- [CUA2006] A. Cuadras, M. Gasulla, A. Ghisla, V. Ferrari, *Energy Harvesting from PZT Pyroelectric Cells*, Proc. IMTC, pp.1668-1672, 2006.
- [DES2005] G. Despesse, *Etude des phénomènes physiques utilisables pour alimenter en énergie électrique des micro-systèmes communicants*, Thèse, INPG, 2005
- [DES2005b] G. Despesse *et al.*, *High damping electrostatic system for vibration energy scavenging*, Proc. sOc-EUSAI, pp.283-286, 2005.
- [DES2006] G. Despesse, T. Jager, J.-J. Chaillout, *Procédé et dispositif de conversion d'énergie mécanique en énergie électrique*, brevet n°06 50234 du 23/01/2006
- [DES2007] G. Despesse, J.J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, A. Hoogerwerf, *Innovative structure for mechanical energy scavenging*, Proc. Transducers, pp.863-874, 2007
- [DIE2004] C. Dieppedale, B. Desloges, H. Rostaing, J. Delamare, O. Cugat, J. Meunier-Carus, *Magnetic bistable micro-actuator with integrated permanent magnets*, IEEE Sensors, 2004.
- [DON2008] J. M. Donelan, Q. Li, V. Naing, J. A. Hoffer, D. J. Weber, A. D. Kuo, *Biomechanical Energy Harvesting: Generating Electricity During Walking with Minimal User Effort*, Science, vol. 319, pp.807-810, 2008.
- [DUG2004] R. Duggirala *et al.*, *Radioisotope micropower generator for CMOS self-powered sensor microsystems*, Proc. PowerMEMS, pp.133-136, 2004
- [EGU1925] M Eguchi, *On the Permanent Electret*, Philosophical Magazine, vol. 49, pp.178, 1925.
- [ELF2009] R. Elfrink *et al.*, *First Autonomous Wireless Sensor Node Powered by a Vacuum-Packaged Piezoelectric MEMS Energy Harvester*, International Electron Devices Meeting, pp. 543-546, 2009
- [ELH2001] M. El-hami *et al.*, *Design and fabrication of a new vibration-based electromechanical power generator*, Sensors and Actuators A, vol. 92, pp.335-342, 2001
- [ERI2005] M. Ericka, D. Vasic, F. Costa, G. Poulin, S. Tliba, *Energy harvesting from vibration using a piezoelectric membrane*, J. Phys. IV France, vol. 128, pp.187–193, 2005
- [FAN2006] Hua-Bin Fang, Jing-Quan Liu, Zheng-Yi XU, Lu DONG, *A MEMS-based piezoelectric power generator for low frequency vibration energy harvesting*, Chin. Phys. Lett., vol. 23, no. 3, pp.732-734, 2006
- [FEN2007] G.-H. Feng, J.-C. Hung, *Optimal FOM designed piezoelectric microgenerator with energy harvesting in a wide vibration bandwidth*, IEEE Conference on Nano/Micro Engineered Molecular Systems, Bangkok, 2007
- [FOS2008] D. Fossati-Doloy, *Caractérisation par la méthode Corona de diélectriques à faible et très faible permittivité*, Thèse, INPG, 2008
- [FOU2007] J-M. Fournier, C. Salvi, *Thermoélectricité : le renouveau grâce aux nanotechnologies*, NM5100, Techniques de l'ingénieur, 2007.
- [FRA2006] J. Frank, *Low-cost vibration power harvesting for industrial wireless sensors*, DOE Sensors & Automation Annual Portfolio Review, 2006
- [GEN2003] T. Genda, S. Tanaka, M. Esashi, *High power electrostatic motor and generator using electrets*, Proc. Transducers, vol. 1, pp.492-495, 2003.
- [GIA1990] J. A. Giacometti, J. S. C. Campos, *Constant current corona triode with grid voltage control. Application to polymer foil charging*, Review of Scientific Instruments, AIP, vol. 61, pp.1143-1150, 1990.
- [GIA1999] J. A. Giacometti, S. Fedosov, M. M. Costa, *Corona Charging of Polymers: Recent Advances on Constant Current Charging*, Brazilian Journal of Physics, 29, pp.269-279, 1999
- [GIL2008] J. Gilbert, F. Balouchi, *Comparison of energy harvesting systems for wireless sensor networks*, International Journal of Automation and Computing, vol. 5, pp.334-347, 2008.
- [GLY2000] P. Glynne-Jones *et al.*, *A vibration-powered generator for wireless microsystems*, 2000.
- [GLY2001] P. Glynne-Jones, S. P. Beeby, N. M. White, *Towards a piezoelectric vibration-powered microgenerator*, Proc. Science, Measurement and Technology, vol. 148, pp.68-72, 2001.
- [GLY2004] P. Glynne-Jones, *An electromagnetic vibration-powered generator for intelligent sensor systems*, Sensors and Actuators A, vol.110, pp.344-349, 2004
- [GOL2007] F. Goldschmidtboing, B. Müller, P. Woias, *Optimization of resonant mechanical harvesters in piezopolymer-composite technology*, Proc. PowerMEMS2007, pp.49-51, 2007
- [GRA2007] J. Granstrom, J. Feenstra, H.A. Sodano, K. Farinholt, *Energy harvesting from a backpack instrument with piezoelectric shoulder straps* Smart. Mater. Struc. 16, pp.1810-1820, 2007
- [GUI2008-a] R. Guigon, J.J. Chaillout, T. Jager, G. Despesse, *Harvesting raindrop energy : theory*, Smart Mater. Struc. 17 015038, 2008
- [GUI2008-b] R. Guigon, J.J. Chaillout, T. Jager, G. Despesse *Harvesting raindrop energy : experimental study*, Smart Mater. Struc. 17 015039, 2008
- [GUN1989] P. Gunther, *Charging, long-term stability and TSD measurements of SiO₂ electrets.*, Transactions on Electrical Insulation Vol. 24, N° 3, 1989

- [GUN1991] P. Gunther, *Determination of charge density and location of the charge centroid in electrets with semiconducting substrates*, Proc. Electrets, pp.33-38, 1991.
- [GUN1993] P. Gunther, H. Ding, R. Gerhard-Multhaupt, *Electret properties of spin-coated Teflon-AF films*, Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, pp.197-202, 1993.
- [GUY2004] D. Guyomar *et al.*, *Piezoelectric energy harvesting circuit using a synchronized switch technique*, Proc. SMEBA, 2004
- [HAM2005] K. Hammond, E. Lai, P. Wright, *An integrated node for energy-scavenging, sensing, and data-transmission: Applications in medical diagnostics*, Proc. Workshop Wearable Implantable Body Sensor Networks, 2005
- [HEC2003] E. Hecht, *Physique*, Thomson Publishing Inc., 2003
- [HIC1993] L. D. Hicks, M. S. Dresselhaus, *Effect of quantum-well structures on the thermoelectric figure of merit*, Phys. Rev. B, American Physical Society, vol. 47, pp.12727-12731, 1993.
- [HOL2004] A. S. Holmes, G. Hong, K. R. Pullen, K. R. Buffard, *Axial-flow microturbine with electromagnetic generator: design, CFD simulation, and prototype demonstration*, Proc. MEMS, pp.568-571, 2004.
- [HUA2003] W.S. Huang, K.E. Tzeng, M.C. Cheng, R.S. Huang, *Design and fabrication of a vibrational micro-generator for wearable MEMS*, Proc. Eurosensors, pp.695-697, 2003
- [HUA2007] M. Huang, K.E. Tzeng, R.S. Huang, *A silicon MEMS micro power generator for wearable micro devices*, J. Chin. Inst. Eng. 30, pp.133-140, 2007
- [HUL2008] R. Hull, R. M. Osgood, J. Parisi, H. Warlimont, *Piezoelectricity*, Springer, 2008
- [ICH2001] M. Ichiki, K. Ashida, T. Kitahara, M. Tanaka, *Piezoelectric transducer properties and its application to the micro power generator*, IMF-10, 2001.
- [IEE1987] IEEE Standard On Piezoelectricity, ANSI/IEEE Standard, 1987
- [IKE1981] K. Ikezaki, M. Miki et J.-i. Tamura, *Thermally Stimulated Currents from Ion-Injected Teflon-FEP Film Electrets*, Japanese Journal of Applied Physics, 20, pp.1741-1747, 1981
- [IKE1990] T. Ikeda, *Fundamentals of piezoelectricity*, Oxford University Press, 280p, 1990
- [ISK2009] Y.H. Iskandarani, R.W. Jones, E. Villumsen, *Modeling and experimental verification of a dielectric polymer energy scavenging cycle*, Proc. SPIE , 2009
- [ISU2009] www.isuppli.com
- [JEA2008] C. Jean-Mistral, *Récupération d'énergie mécanique par polymères électroactifs pour microsystèmes autonomes communicants*, thèse, UJF, 2008
- [JEF1972] O. Jefimenko, C.Sun, Meet. Dielectrics and Insulation Division, pp.462, 1972.
- [JEF1978] O.Jefimenko, D. K. Walker, *Electrostatic Current Generator Having a Disk Electret as an Active Element*, Transactions on Industry Applications , IA-14, pp.537-540, 1978
- [KIN] Kinetron, "www.kinetron.nl"
- [KOT2008] P. Kotrappa, *Long term stability of electrets used in electret ion chambers*, Journal of Electrostatics, vol. 66, pp.407-409, 2008.
- [KOV2007] G. Kovacs, P. Lochmatter, M. Wissler, *An arm wrestling robot driven by dielectric elastomer actuators*, Smart Mater. Struc. 16 pp.306-317, 2007
- [KRE1996] R. Kressmann, G. Sessler et P. Gunther, *Space-charge electrets*, Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 3, pp.607-623, 1996
- [KRI2009] K. Krishen, *Space applications for ionic polymer-metal composite sensors, actuators, and artificial muscles*, Acta astronautica 64 1160-1166, 2009
- [KUL2004] H. Kulah, K. Najafi, *An electromagnetic micro power generator for low-frequency environmental vibrations*, Proc. MEMS, pp.237-240, 2004
- [KUL2007] S. Kulkarni *et al.*, *Fabrication and test of integrated micro-scale vibration based electromagnetic generator*, Proc. Transducer, pp.863-870, 2007
- [KWO2010] D. Kwon and G.A. Rincon-Mora, *A Single-Inductor AC-DC Piezoelectric Energy-Harvester/Battery-Charger IC Converting $\pm(0.35$ to $1.2V)$ to $(2.7$ to $4.5V)$* , ISSCC Dig. Tech. Papers, pp.494-496, 2010.
- [KYM2000] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso and N. Gershenfeld, *Parasitic power harvesting in shoes*, Proc. Int. Conference on Wearable Computing, 2000.
- [LAU1999] C. Laurent, *Diélectriques solides et charge d'espace*, Techniques de l'Ingénieur, vol. D 2 305, pp. 1-13, 1999.
- [LEE2003] J.M.H. Lee, *Development of an AA size energy transducer with micro resonators*, Symposium on Circuits and Systems, 2003
- [LEF2005] E. Lefevre *et al.*, *A comparison between several approaches of piezoelectric energy harvesting* , Journal of Physics 128, pp.177-186, 2005

- [LEL2004] E. S. Leland, Elaine M. Lai, Paul K. Wright, *A self-powered wireless sensor for indoor environmental monitoring*, Symposium, 2004
- [LEL2006] E. S. Leland, P. K. Wright, *Resonance tuning of piezoelectric vibration energy scavenging generators using compressive axial preload*, Smart Mater. Struct. vol. 15, pp.1413–1420, 2006
- [LEL2007] E.S. Leland, P.K. Wright, R.M. White, *Design of a MEMS passive, proximity-based AC electric current sensor for residential and commercial loads*, Proc. PowerMEMS, pp.77-80, 2007
- [LEO2006] V. Leonov, P. Fiorini, C. Van Hoof, *Stabilization of positive charge in SiO₂/Si₃N₄ electrets*, IEEE Trans. on Diel. and El. Ins. 13, 2006
- [LEO2008] V. Leonov, R. van Schaijk, *Patterning of SiO₂/Si₃N₄ electret*, Proc. electrets, 2008
- [LEO2009] V. Leonov and R. J. M. Vullers, *Wearable electronics self-powered by using human body heat: The state of the art and the perspective*, J. Renewable Sustainable Energy, 2009
- [LI2000] W.J. Li, Z. Wen, P.K. Wong, G.M.H. Chna, P.H.W. Leong, *A micromachined vibration-induced power generator for low power sensors of robotic systems*, Proc. Symposium on robotics with Applications, 2000.
- [LI2000] W. Li, T. Ho, G. Chan, P. Leong and H. Y. Wong, *Infrared signal transmission by a laser-micromachined, vibration-induced power generator*, Proc. Circuits and Systems, vol. 1, pp.236-239, 2000.
- [LO2007] H. wen Lo, R. Whang, Y.-C. Tai, *A simple micro electret power generator*, Proc. MEMS, pp.859-862, 2007.
- [LO2008] H. wen Lo, Y.-C. Tai, *Parylene-HT-based electret rotor generator*, Proc. MEMS, pp.984-987, 2008
- [LOR2004] M. Loreto, M. Sáez, *Energy Harvesting from Passive Human Power*, 2004.
- [MAC1992] B. A. MacDonald, B. G. Fallone, L. N. Ryner, *Feasibility study of an electric dosimetry technique*, Physics in Medicine and Biology, vol. 37, pp.1825, 1992.
- [MAR2005] M. Marzencki *et al.*, *Design and fabrication of piezoelectric micro power generators for autonomous microsystems*, Proc. DTIP, pp.299-302, 2005.
- [MAR2007] M. Marzencki, *Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes*, Thèse, UJF, 2007
- [MAT1962] R. E. Matthew, *Electret electrostatic generators for use in electric propulsion devices in space travel*, Electrical Engineering, vol. 81, 1962.
- [MAT2005] L. Mateu *et al.*, *Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics*, Proc. SPIE, pp.359-373, 2005.
- [MEN2001] S. Meninger *et al.*, *Vibration-to-Electric Energy Conversion*, IEEE Transactions On Very Large Scale Integration Systems, vol. 9, pp.64-76, 2001.
- [MEN2009] C. Menon, F. Crapi, D. De Rossi, *Concept design of novel bio-inspired distributed actuators for space applications*, Acta astronautica 4329, pp.148-156, 2009
- [MIA2006] P. Miao *et al.*, *Mems inertial power generators for biomedical applications*, Microsyst. Technol.,Springer-Verlag, vol. 12, pp.1079-1083, 2006.
- [MIC2007] F. Micheron, *Electrets*, Techniques de l'ingénieur, 1987
- [MIC] microbialfuelcell.org
- [MIT2004] P. Mitcheson, T.C. Green, E. M. Yeatman, A. S. Holmes, *Architectures for vibration-driven micropower generators*, J. of Microelect. Systems vol.13, pp.429-440, 2004
- [MIT2007] P. Mitcheson, E.K. Reilly, P.K. Wright, E.M. Yeatman, *Performance limits of the three MEMS inertial energy generators transduction types*, Journal of Micromechanics and Microengineering, vol.17, pp.211-216, 2007
- [MIT2008] P. Mitcheson, E. Yeatman, G. Rao, A. Holmes, T. Green, *Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices*, Proceedings of the IEEE, vol. 96, pp.1457-1486, 2008.
- [MIZ2003] M. Mizunoi, D. Chetwynd, *Investigation of a resonance microgenerator*, Journal of micromechanics and Microengineering, vol.13, pp.209-216, 2003
- [MOL2000] F. Moll, A. Rubio, *An approach to the analysis of wearable body-power systems*, Proc. MIXDES, 2000.
- [NAR2008] Y. Naruse, N. Matsubara, *Electrostatic micro power generator from low frequency vibration such as human motion*, Proc. PowerMEMS, 2008
- [NAR2009] Y. Naruse, N. Matsubara, K. Mabuchi, M. Izumi, S. Suzuki, *Electrostatic micro power generation from low-frequency vibration such as human motion*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 19, 094002, 2009
- [NAZ1954] V. Nazarov, *Elektrichestvo*, vol. 7, pp.60, 1954.
- [NG2005] T. H. Ng and W. H. Liao, *Sensitivity analysis and energy harvesting for a self-powered piezoelectric sensor*, Journal of Intelligent Material Systems and Structures, vol. 16, pp.785-797, 2005
- [NIK2008] Naoshige Shimizu, Omron Prototypes Compact, Simple Vibration-powered Generator, Nikkei Electronics, Nov 18, 2008, http://techon.nikkeibp.co.jp/english/NEWS_EN/20081117/161303/, 2008
- [NIK2009] Naoshige Shimizu, Omron, Sanyo Prototype Mini Vibration-Powered Generators, Nikkei Electronics Asia, Feb 16, 2009, <http://techon.nikkeibp.co.jp/article/HONSHI/20090119/164257/>, 2009

- [OKA2008] H. Okamoto, T. Onuki, K. Mori, H. Kuwano, *Improving an electret energy harvester by redirecting the electric field*, Proc. PowerMEMS, Japan, 2008
- [OMN2006] Observatoire des Micro et Nano Technologies, Séminaire de Synthèse Annuel, 26 janvier 2006, Paris, 2006
- [PEL2001] R. Pelrine *et al.*, *Dielectric elastomer : generator mode fundamentals and applications*, Conference on Electroactive polymer actuators and devices, SPIE vol 4329, 2001
- [PEL2002] R. Pelrine, *Heelstrike generator using Electrostrictive polymers*, 2002.
- [PEN2007] M. Penella, M. Gasulla, *A Review of Commercial Energy Harvesters for Autonomous Sensors*, Proc. IMTC, pp.1-5, 2007.
- [PER2005] A. Perez-Rodriguez *et al.*, *Design of electromagnetic inertial generators for energy scavenging applications*, Proc. Eurosensors, 2005
- [PER2007] M. Pereyma, *Overview of the Modern State of the Vibration Energy Harvesting Devices*, Proc. MEMSTECH, pp.107-112, 2007.
- [PET2007] A. Petitfils, *Propriétés thermoluminescentes du diamant CVD. Applications à la dosimétrie des rayonnements ionisants*, thèse, université de Nice-Sofia Antipolis, 2007
- [PMG] P. Limited, "PMG17 datasheet", 2008.
- [POU2004] G. Poulin, *Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades*, Thèse, Université Paris XI Orsay, France, 2004
- [PRI] http://www.princeton.edu/mae/people/faculty/soboyejo/research_group/research/mems/
- [PRI2009] S. Priya, D. J. Inman, *Energy Harvesting Technologies*, Springer Edition, 2009
- [RAM2002] M.J. Ramsay, W.W. Clark, *Piezoelectric Energy Harvesting for Bio MEMS Applications*, Proc. SPIE 4332, pp.429-438, 2002.
- [RAM2009] Y.K. Ramadass and A.P. Chandrakasan, *An Efficient Piezoelectric Energy Harvesting Interface Circuit Using a Bias-Flip Rectifier and Shared Inductor*, ISSCC Dig. Tech. Papers, pp. 296-297, 2009.
- [REI2009] N.H. Reich, W.G.J.H.M. van Sark, E.A. Alsema, R.W. Lof, R.E.I. Schropp, W.C. Sinke, W.C. Turkenburg, *Crystalline silicon cell performance at low light intensities*, Solar Energy Materials and Solar Cells 93, pp.1471-1481, 2009
- [REN2007] M. Renaud, T. Sterken, A. Schmitz, P. Fiorini, C. Van Hoof, R. Puers, *Piezoelectric harvesters and MEMS technology: Fabrication, modeling and measurements*, Proc. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, pp.863-873, 2007
- [ROU2002] S. Roundy, P. K. Wright, K. S. J. Pister, *Micro-Electrostatic Vibration-to-Electricity Converters*, ASME International Mechanical Engineering Congress & Exposition, 2002.
- [ROU2003] S. Roundy, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*, Thesis, University of California, Berkeley, 2003
- [ROU2003a] S. Roundy, B. P. Otis, Y.-H. Chee, J. M. Rabaey, P. Wright, *A 1.9GHz RF transmit beacon using environmentally scavenged energy*, Dig. IEEE Int. Symposium on Low Power Elec. and Devices, 2003.
- [ROU2003b] S. Roundy, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks with Special Focus on Vibrations*, Hardcover, Springer, 2003.
- [SAK2008] Y. Sakane, Y. Suzuki et N. Kasagi, *The development of a high-performance perfluorinated polymer electret and its application to micro power generation*, Journal of Micromechanics and Microengineering, 18, 104011, 2008
- [SAR2007] I. Sari, T. Balkan, H. Kulah, *A wideband electromagnetic micropower generator for wireless microsystems*, Proc. Transducers and eurosensors, 2007
- [SCH1999] R. Schwodiauer, G. Neugschwandtner, S. Bauer-Gogonea, S. Bauer, W. Wirges, *Cross-linking fluoropolymers with low dielectric constant and excellent charge stability: alternative to Teflon electrets*, Proc. Electrets, pp.309-312, 1999.
- [SCH2000] R. Schwodiauer, G. S. Neugschwandtner, S. Bauer-Gogonea, S. Bauer, T. Rosenmayer, *Dielectric and electret properties of nanoemulsion spin-on polytetrafluoroethylene films*, Applied Physics Letters, AIP, vol. 76, pp.2612-2614, 2000.
- [SEI] Seikowatches, "<http://www.seikowatches.com/technology/kinetic/index.html>", .
- [SES1997] G. Sessler, G. Yang, W. Hatke, *Electret properties of cycloolefin copolymers*, Proc. Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, vol. 2, pp.467-470, 1997.
- [SES1999] G. Sessler, *Electrets [3rd Edition] [in Two Volumes]*, Laplacian Press, Morgan Hill, 1999.
- [SHA2004] M. Shahinpoor, *Smart thin sheet batteries made with ionic polymer metal composites*, Proc. IMECE, 2004
- [SHE1997] C. Shearwood, R.B. Yates, *Development of an electromagnetic microgenerator*, Electronics Letters, vol.33, pp.1883-1884, 1997
- [SHE2001] N. Shenck, J. Paradiso, *Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics*, IEEE Micro, vol. 21, pp.30-42, 2001.
- [SOD2004] H. A. Sodano, G. Park, D.J. Inman, *An investigation into the performance of macro-fiber composites for sensing and structural vibration applications*, Mechanical Systems and Signal Processing, vol.18, pp.683-697, 2004

- [SOD2005] H.A. Sodano, D. J. Inman, G. Park, *Comparison of piezoelectric energy harvesting devices for recharging batteries*, Journal of Intelligent Material Systems and Structures vol.16, pp.799-807, 2005
- [STE2007] T. Sterken, P. Fiorini, G. Altena, C. Van Hoof, R. Puers, *Harvesting Energy from Vibrations by a Micromachined Electret Generator*, Proc. Transducers, pp.129-132, 2007.
- [SUZ2008] Y. Suzuki et al., *Micro electret energy harvesting device with analogue impedance conversion circuit*, Proc. PowerMEMS, 2008
- [SWA2008] L.M. Swallow, J.K. Luo, E. Siores, I. Patel, D. Dodds, *A piezoelectric fibre composite based energy harvesting device for potential wearable applications*, Smart Mater. Struc 17, 025017, 2008
- [TAB2009] M. Tabesh, T. Nguyen, A.M. Modagh, M. Elahinia, *Development of an innovative energy harvesting device using MFC bimorph*, Proc. SPIE , 2009
- [TAD1992] Y. Tada, *Experimental Characteristics of Electret Generator, Using Polymer Film Electrets*, Japanese Journal of Applied Physics, vol.31, pp.846-851, 1992
- [TAK1997] W. Takashima, T. Uesugi, M. Fukui, M. Kaneko, K. Kaneto, *Mechanochemoelectrical effect of polyaniline film*, Synthetic metals 85, pp.1395-1396, 1997
- [TAN2007] M. Tang, Z. An, Z. Xia, X. Zhang, *Electret properties and chemical modification of cellular polypropylene films*, Journal of Electrostatics, vol. 65, pp.203-208, 2007.
- [TAS2002] R. Tashiro, N. Kabei, K. Katayama, E. Tsuboi, K. Tsuchiya, *Development of an electrostatic generator for a cardiac pacemaker that harnesses the ventricular wall motion*, Journal of Artificial Organs, vol. 5, pp.239-245, 2002
- [TAY2001] G. W. Taylor, J. R. Burns, S. M. Kammann, W. B. Powers, T. R. Welsh, *The energy harvesting Eel: a small subsurface ocean/river power generator*, IEEE Journal of Oceanic Engineering vol.26, pp.539-547, 2001
- [TOR2006] R. Torah, S. P. Beeby, M. J. Tudor, T. O'Donnell, S. Roy, *Development of a Cantilever Beam Generator Employing Vibration Energy Harvesting*, Proc. PowerMEMS, pp.181-184, 2006.
- [TOR2007] R.N. Torah, P. Glynne-Jones, M.J. Tudor, S.P. Beeby, *Energy aware wireless microsystem powered by vibration energy harvesting*, Proc. PowerMEMS, pp.323-326, 2007
- [TOR2008] E.O. Torres, G. A. Rincón-Mora, *Energy-Harvesting System-in-Package Microsystem*, Journal of Energy Engineering, ASCE, vol. 134, pp.121-129, 2008.
- [TSU2006] T. Tsutsumino, Y. Suzuki, N. Kasagi, Y. Sakane, *Seismic Power Generator Using High-Performance Polymer Electret*, Proc. MEMS, pp.98-101, 2006
- [TUR1975] J. V. Turnhout, *The Use of Polymers for Electrets*, Journal of Electrostatics, vol. 1, pp.147-163, 1975.
- [VON2007] T. von Büren, G. Tröster, *Design and optimization of a linear vibration-driven electromagnetic micro-power generator*, Sensors and actuators A/Physical, vol.135, pp.765-775, 2007
- [WAN2008] Z. L. Wang, *Energy harvesting for self-powered nanosystems*, Nano Research, vol.1, pp.1-8, 2008.
- [WIE1953] H. H. Wieder, S. Kaufman, *Plastic electrets and their applications*, Electrical Engineering, vol. 72, pp.511, 1953.
- [WIL1995] C. B. Williams, R. B. Yates, *Analysis Of A Micro-electric Generator For Microsystems*", Proc. Eurosensors, vol. 1, pp.369-372, 1995.
- [WIL1996] C.B. Williams, R.B. Yates, *Analysis of a micro-electric generator for Microsystems*, Sensors and Actuators A, vol. 52, pp.8-11, 1996
- [WIN1972] H.J. Wintle, *Surface-Charge Decay in Insulators with Nonconstant Mobility and with Deep Trapping*, J. Appl. Phys., Vol. 43, No. 7, pp. 2927-2930, 1972.
- [YAN2008] J. Z. Zhaohui Yang, Jing Wang, *A micro power generator using PECVD SiO₂/Si₃N₄ double layer as electret*, Proc. PowerMEMS, 2008
- [YAN2009] Y. Yang, L. Tang, H. Li, *Vibration energy harvesting using macro_fiber composites*, Smart Materials and Structures vol.18, 115025, 2009
- [YE02005] Y.B. Yeon, *MEMS power generator with transverse mode thin film PZT*, Sensors and Actuators A, vol.122, pp.16-22, 2005
- [YEA2007] E. Yeatman, *Energy scavenging for wireless sensor nodes*, Advances in Sensors and Interface, pp.1-4, 2007.
- [YEN2005] B. Chih-Hsun Yen, *Vibration-to-electric conversion using a mechanically-varied capacitor*, Master of Science thesis document, MIT, 2005
- [YOL2008] <http://www.yole.fr/>
- [YUE2007] S.Yuen, J.Lee, W.Li and P.Leong, *An AA-Sized Vibration-Based Microgenerator for Wireless Sensors*, IEEE Pervasive Computing, vol. 6, pp.64-72, 2007
- [ZHA2001] X. Zhang, G. M. Sessler, *Charge dynamics in silicon nitride/silicon oxide double layers*, Applied Physics Letters, AIP, vol. 78, pp.2757-2759, 2001.
- [ZHA2008] Z. L. Jinwen Zhang, *A fruit jelly mems electret power generator*, Proc. PowerMEMS, 2008.

FIGURES ET TABLEAUX

Figures

Figure 1. Accéléromètre (Université de Princeton) [PRI]	3
Figure 2. Evolution du marché des MEMS par applications de 2007 à 2012 (Yole Développement [YOL2008])	4
Figure 3. Marché des MEMS par secteur (ISuppli [ISU2009])	4
Figure 4. Chiffre d'affaires des MEMS lié aux nouvelles applications (ISuppli [ISU2009])	5
Figure 5. Fabricants de MEMS dans le monde classés selon le CA en 2008 (30 plus importants [YOL2008])	5
Figure 6. WSN et smart dusts	6
Figure 7. Puissances de sortie de différentes sources en fonction du temps [ROU2003]	7
Figure 8. Maturité des technologie MEMS	8
Figure 9. Eléments de base d'un nœud consommateur d'énergie	8
Figure 10. Consommation d'un nœud	9
Figure 11. Diagramme Puissance-Energie-Fréquence (PWF)	10
Figure 12. Consommation d'applications courantes	11
Figure 13. Cycle de fonctionnement	11
Figure 14. Structure macroscopique de récupération d'énergie vibratoire	12
Figure 15. Récupération de l'énergie des gouttes de pluie	13
Figure 16. Interrupteur autoalimenté	13
Figure 17. Récupération d'énergie par polymères électroactifs	13
Figure 18. Projet VPE	14
Figure 19. Projet HBS	14
Figure I-1. Cellule photovoltaïque [BGS]	19
Figure I-2. Rendement des cellules photovoltaïques [NRE]	20
Figure I-3. Rendement des cellules photovoltaïques en fonction de l'ensoleillement [REI2009]	21
Figure I-4. Utilisation du rayonnement nucléaire [DUG2004]	22
Figure I-5. Thermocouple [DUG2004]	22
Figure I-6. Thermocouples en série [DUG2004]	22
Figure I-7. Élément thermoélectrique [THE] ($6\mu\text{W}/^\circ\text{C}$)	23
Figure I-8. Récupération d'énergie thermique au niveau du poignet [SEI1998] ($22\mu\text{W}$)	23
Figure I-9. Montre Citizen CTY ($13,8\mu\text{W}/^\circ\text{C}$)	23
Figure I-10. Oxymètre communicant ($200\mu\text{W}$) [LEO2009]	23
Figure I-11. Super-réseaux [FOU2007]	23
Figure I-12. Biopile microbienne (www.microbialfuelcell.org)	25
Figure I-13. Biopile développée par Sony [SON]	25
Figure I-14. Biopile enzymatique [ATA2007]	25
Figure I-15. Energie mécanique disponible selon la source – diagramme PWF	26
Figure I-16. Convertisseur piézoélectrique	28
Figure I-17. Cantilever piézoélectrique	28
Figure I-18. Structure de récupération d'énergie à base d'une poutre piézoélectrique [MAR2005]	28
Figure I-19. Structure de récupération d'énergie à base d'une poutre piézoélectrique [GLY2001]	28
Figure I-20. Loi de Faraday	29
Figure I-21. Poutre [TOR2006]	29
Figure I-22. Poutre [BEE2005]	29
Figure I-23. Membrane [WIL1996]	29
Figure I-24. Convertisseur dans le plan à entrefer variable (In plane gap closing) [Type E.i]	30
Figure I-25. Convertisseur dans le plan à chevauchement variable (In plane overlap) [Type E.ii]	30
Figure I-26. Convertisseur hors plan à entrefer variable (Out of plane gap closing) [Type E.iii]	30
Figure I-27. Convertisseur dans le plan à surface variable [Type E.iv]	30
Figure I-28. Cycles de fonctionnement des structures électrostatiques [MEN01]	31
Figure I-29. Convertisseur électrostatique - Cycle à charge constante	31
Figure I-30. Convertisseur électrostatique - Cycle à tension constante	32
Figure I-31. Principe de fonctionnement des structures à électrets	32
Figure I-32. Récupération de l'énergie de la marche [SHE2001]	34
Figure I-33. Interrupteurs sans fil développés par EnOcean	34
Figure I-34. Montre à rotor excentrée – Seiko	35
Figure I-35. Shaker électromagnétique – Nightstar Flashlight	35
Figure I-36. Interrupteurs à convertisseurs électromagnétiques – EnOcean	35

Figure I-37. Conversion des flux continus [HOL04]	35
Figure I-38. Conversion des flux continus – Kinetron.....	35
Figure I-39. Récupération des rotations [BOL2003]	39
Figure I-40. Structure à base de cantilever [MIZ2003]	40
Figure I-41. Structure développée par l'IMEC [STE2007]	40
Figure I-42. Structure développée à l'Université de Tokyo [31].....	40
Figure I-43. Utilisation des effets non linéaires et du multiphasage dans un système de récupération d'énergie à électrets [MIK2010].....	40
Figure I-44. Ressorts en parylène [SUZ2008].....	41
Figure I-45. Structure sur billes [NAR2009]	41
Figure I-46. Electrets dipolaires neutres.....	43
Figure I-47. Electrets neutres à charges d'espace – Hétérocharges	44
Figure I-48. Electrets neutres à charges d'espace – Homocharges.....	44
Figure I-49. Dispositif de décharge Corona.....	44
Figure I-50. Electrets à excès de charge obtenus par décharge Corona	44
Figure I-51. Electrets à excès de charge obtenus par implantation électronique	45
Figure I-52. Electrets à excès de charge obtenus par contact liquide [IKE1981]	45
Figure I-53. Film électret.....	45
Figure I-54. Schéma électrique équivalent.....	45
Figure I-55. Courbes de décroissance de potentiel pour différents polymères [SES1998]	46
Figure II-1. Modèle de base des structures résonantes de récupération d'énergie.....	51
Figure II-2. Puissance de sortie en fonction de Ω et de ξ_e ($\xi_m=0$).....	53
Figure II-3. Déplacement de la masse mobile en fonction de Ω et de ξ_e ($\xi_m=0$).....	53
Figure II-4. Accélération temporelle sur un cœur.....	55
Figure II-5. Spectre en fréquence associé.....	55
Figure II-6. Accélération temporelle sur un câble électrique	55
Figure II-7. Spectre en fréquence associé.....	55
Figure II-8. Modèle Simulink permettant de déterminer la puissance de sortie du système de récupération d'énergie	56
Figure II-9. Puissance de sortie en fonction de la fréquence propre du système et de l'amortissement électrostatique (cas du cœur).....	56
Figure II-10. Puissance de sortie en fonction de la fréquence propre du système et de l'amortissement électrostatique (cas du câble)	56
Figure II-11. Système en position initiale	57
Figure II-12. La contre-électrode s'écarte	58
Figure II-13. La contre-électrode se rapproche.....	58
Figure II-14. Modèle équivalent de la capacité variable polarisée	58
Figure II-15. Ajout d'une charge Z.....	59
Figure II-16. Charge résistive avec prise en compte des capacités parasites	59
Figure II-17. Modélisation du système complet.....	60
Figure II-18. Modèle Simulink – Charge résistive.....	60
Figure II-19. Modèle électrique équivalent du système mécanique	61
Figure II-20. Modèle électrique équivalent du système global.....	61
Figure II-21. Système mécanique.....	62
Figure II-22. Système électrostatique	62
Figure II-23. Couplage par felec	62
Figure II-24. Calcul de C et C' à partir de x.....	62
Figure II-25. Structure out-of-plane	63
Figure II-26. Structure in-plane.....	63
Figure II-27. Modèle de la structure.....	65
Figure II-28. Courbes typiques – Tension aux bornes de la résistance de charge	66
Figure II-29. Structure in-plane texturée	67
Figure II-30. Paramètres géométriques de la structure	68
Figure II-31. Conditions aux limites.....	68
Figure II-32. Champ électrique – Effets de bords.....	68
Figure II-33. Calcul de la capacité du système en fonction de x – Comparaison entre le calcul théorique en négligeant les effets de bord et le calcul par éléments finis. ($g=5\mu\text{m}$, $d=1\mu\text{m}$, $b=10\mu\text{m}$, $e=15\mu\text{m}$)	68
Figure II-34. Validation de la formule analytique avec différents paramètres	69
Figure II-35. Résultats de notre simulation.....	70
(e, b)=($72\mu\text{m}$, $38\mu\text{m}$)	70
Figure II-36. Résultats selon Boland	70
(e, b)=($72\mu\text{m}$, $38\mu\text{m}$)	70

Figure II-39. Résultats de notre simulation.....	71
(g, d)=(5 μ m, 1 μ m)	71
Figure II-40. Résultats selon Boland	71
(g, d)=(5 μ m, 1 μ m)	71
Figure II-41. Paramètres géométriques optimaux pour (g,d)=(5 μ m,1 μ m).....	71
Figure II-42. Effets de V et R sur la puissance en sortie du système complet	72
Figure III-1. Paramètres du diélectrique	77
Figure III-2. Représentation spatiale des charges présentes dans le matériau	77
Figure III-3. Représentation énergétique d'un isolant.....	78
Figure III-4. Localisation des pièges.....	78
Figure III-5. Potentiel de surface identique \nrightarrow répartition des charges identiques	78
Figure III-6. Schéma d'une sonde Kelvin.....	79
Figure III-7. Appareil de mesure utilisant ce principe.....	79
Figure III-8. Cas à 1 isolant (N=1)	80
Figure III-9. Cas à 2 isolants (N=2)	80
Figure III-10. Décalage de la caractéristique C-V de la capacité MIS due au chargement [ZHA2001]	80
Figure III-11. Première mesure : caractéristique C-V.....	80
Figure III-12. Deuxième mesure : potentiel de surface	80
Figure III-13. Troisième mesure : caractéristique C-V.....	80
Figure III-14. TSC standard (sans gap d'air).....	82
Figure III-15. Cycle du TSC.....	82
Figure III-16. Type de courbe obtenue [SES1997].....	82
Figure III-19. Exemple de TSD	84
Figure III-20. Mécanismes expliquant le déclin du potentiel de surface.....	84
Figure III-21. Conduction purement volumique	86
Figure III-22. Injection des charges dans le volume.....	86
Figure III-23. Phénomène de cross-over.....	86
Figure III-24. Piégeage de charges à l'aide d'un MEB	88
Figure III-25. Profondeur de pénétration des charges dans le Mylar en fonction de la vitesse d'accélération des électrons.....	88
Figure III-26. Répartition des électrons dans le mylar	88
Figure III-29. Dispositif de décharge Corona	89
Figure III-30. PTFE de 25 μ m chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux.....	90
Figure III-31. FEP de 25 μ m chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux.....	90
Figure III-32. PFA de 25 μ m chargé pendant 60s à différent potentiel initiaux	90
Figure III-33. Teflon AF de 3 μ m chargé à -100V durant 60s.....	91
Figure III-34. Parylene-C.....	91
Figure III-35. CYTOP de 3 μ m chargé à -100V durant 60s	91
Figure III-36. BCB de 3 μ m	91
Figure III-37. SiCH.....	91
Figure III-38. SiNCH	91
Figure III-39. FSG de 850nm chargé à différents potentiels de surface avec des durées différentes.....	92
Figure III-44. Effet du revêtement et du traitement thermique sur le SiO2(th)	94
Figure III-45. Effet du potentiel initial sur le SiO2(th) + HMDS	95
Figure III-46. Effet du temps de chargement sur le SiO2(th) + TT+HMDS	95
Figure III-47. Convertisseur électrostatique à électrets texturés	96
Figure III-48. Electrets texturés	98
Figure III-51. Electrets texturés – Wafer.....	99
Figure III-56. Rupture de pente de la décroissance du potentiel de surface due à l'humidité	100
Figure IV-1. Structure simple à base de poutre encastree-libre.....	105
Figure IV-2. Modélisation de la structure.....	105
Figure IV-3. Structure en déflexion.....	106
Figure IV-4. Validation du modèle mécanique par éléments finis.....	107
Figure IV-5. Capacité entre les électrodes en fonction du déplacement imposé x. (Lm=2mm, L=30mm, g0=505 μ m, d=100 μ m, w=12.33mm, ϵ_r =2, λ =10mm).....	108
Figure IV-6. Puissance de sortie en fonction de la charge (R).....	109
Figure IV-7. Puissance de sortie en fonction de la longueur de l'électrode (λ).....	109
Figure IV-8. Puissance de sortie en fonction du gap initial (g0)	109
Figure IV-9. Schéma du prototype	110
Figure IV-10. Prototype.....	111
Figure IV-11. Stabilité de l'électret chargé à 1400V.....	111

Figure IV-12. Tension aux bornes de la charge résistive ($R=2.2G\Omega$ et $C_{par}=10pF$).....	111
Figure IV-13. Tension aux bornes de la charge résistive ($R=300M\Omega$ et $C_{par}=5pF$).....	111
Figure IV-14. Schéma de la structure de récupération d'énergie visée.....	112
Figure IV-15. Schéma de la structure mécanique pour $a=4$ et $n=2$	113
Figure IV-16. Poutre élémentaire de constante de raideur k_1	114
Figure IV-17. Modélisation de la poutre – Résistance des matériaux.....	114
Figure IV-18. Calcul des composantes MNV.....	114
Figure IV-19. Structure à ressorts emboîtées.....	116
Figure IV-20. Dimensions de la structure macroscopique.....	117
Figure IV-21. Modélisation de la structure par éléments finis.....	117
Figure IV-22. Structure finale.....	118
Figure IV-23. Vue éclatée.....	118
Figure IV-24. Principe de l'électroérosion.....	118
Figure IV-25. Electroérosion par fil.....	118
Figure IV-26. Structure finale.....	118
Figure IV-27. Tests sur pot vibrant.....	119
Figure IV-28. Tests sur pot vibrant $f_0=50$ et $Q=10$	120
Figure IV-29. Caractérisation en fréquence de la structure.....	120
Figure IV-30. Circuit de mesure de capacité.....	121
Figure IV-31. Structure capacitive.....	121
Figure IV-32. Phénomène de multiplication de la fréquence.....	122
Figure IV-33. Variation de la capacité : passage de 1 bosse.....	122
Figure IV-34. Variation de la capacité : passage de 1 bosse et demie.....	122
Figure IV-35. Tension de sortie en fonction du potentiel de surface.....	123
Figure IV-36. Potentiel de surface et puissance de sortie ($100M\Omega@0,15G@39Hz$).....	123
Figure IV-37. Fréquence d'excitation et puissance de sortie ($100M\Omega@0,15G$).....	124
Figure IV-38. Puissance de sortie en fonction de l'amplitude des vibrations ($100M\Omega@39Hz$).....	125
Figure IV-39. Structure silicium visée.....	125
Figure IV-40. Process LIGA [©Michael Forman].....	127
Figure IV-41. Pièce complexe réalisée par procédé LIGA.....	127
Figure IV-42. Tranchées réalisées par procédé LIGA.....	127
Figure IV-49. Structure mécanique MEMS en résonance.....	131
Figure IV-50. Fréquence de résonance en fonction de la masse de la partie sismique de la structure.....	131
Figure IV-51. Structure complète avec report de plaque.....	132
Figure IV-52. Variation de capacité ($73,9Hz$).....	132
Figure IV-53. Puissance de sortie en fonction du potentiel de surface ($10M\Omega@0,04G@73.7Hz$).....	133
Figure IV-54. Puissance de sortie en fonction de la fréquence d'excitation ($10M\Omega@0,04G@80V$).....	133
Figure IV-55. Accélération et tension de sortie ($10M\Omega@73,7Hz@80V$).....	134
Figure IV-56. Puissance de sortie en fonction de l'accélération ($10M\Omega@73,7Hz@80V$).....	134
Figure V-1. Cycle de fonctionnement.....	139
Figure V-2. Principe de conversion envisagé.....	140
Figure V-3. LDO (régulateur linéaire).....	141
Figure V-4. Convertisseur à capacités commutées.....	141
Figure V-5. Convertisseur Buck.....	142
Figure V-6. Convertisseur Buck-Boost.....	142
Figure V-7. Convertisseur Cuk.....	143
Figure V-8. Convertisseur Flyback.....	143
Figure V-9. Convertisseur Forward.....	144
Figure V-10. Etats des interrupteurs K_p et K_s	145
Figure V-11. Transfert d'énergie au maximum de tension – principe.....	146
Figure V-12. Transfert d'énergie avec préstockage dans une capacité – principe.....	146
Figure V-13. Transfert d'énergie au maximum de tension.....	147
Figure V-14. Stockage dans une capacité et transfert d'énergie à tension constante.....	147
Figure V-15. Etude des courbes courants-tensions.....	148
Figure V-16. Courants et tensions de la structure flyback.....	149
Figure V-17. Pont de diodes.....	149
Figure V-18. Circuit magnétique.....	150
Figure V-19. Dimensionnement du transformateur.....	150
Figure V-20. Géométrie du noyau.....	151
Figure V-21. Largeur de jambe centrale.....	151
Figure V-22. Temps de commutation au primaire et fréquence magnétique.....	152

Figure V-23. Circuit Lp-Cp.....	152
Figure V-24. Pertes capacitives entre les enroulements.....	153
Figure V-25. Transformateur.....	154
Figure V-26. Répartition des charges dans le conducteur à basses fréquences.....	154
Figure V-27. Répartition des charges dans le conducteur à hautes fréquences.....	154
Figure V-28. Modèle du transformateur - pertes.....	155
Figure V-29. Schéma fonctionnel.....	157
Figure V-30. Temps à générer.....	157
Figure V-31. Cellule à retard.....	158
Figure V-32. Entrée-Sortie de la cellule à retard.....	158
Figure V-33. Génération d'une impulsion de durée contrôlée.....	158
Figure V-34. Impulsion de durée contrôlée.....	158
Figure V-35. Inverseur CMOS.....	159
Figure V-36. Entrées-Sorties.....	159
Figure V-37. Inverseur CMOS encapsulé.....	159
Figure V-38. Inverseur CMOS encapsulé.....	160
Figure V-39. Signaux d'entrée et de sortie lors de la commutation.....	160
Figure V-40. Récapitulatif du fonctionnement de l'inverseur CMOS encapsulé.....	160
Figure V-41. Montage de l'inverseur CMOS encapsulé.....	161
Figure V-42. Génération du temps de garde.....	161
Figure V-43. Circuit électronique de génération des 2 temps de commande T1 et T3.....	162
Figure V-44. Détection du maximum de tension.....	162
Figure V-45. Détection d'une certaine valeur de tension aux bornes de Cp.....	162
Figure V-46. Limitation de la tension d'alimentation des composants électroniques.....	164
Figure V-47. Limitation de la tension aux bornes des composants électroniques par un DMOS.....	164
Figure V-48. DMOS cascades.....	164
Figure V-49. Schéma d'un inverseur CMOS.....	165
Figure V-50. Comparateur basse consommation à base de CMOS.....	166
Figure V-51. Circuit de démarrage utilisant 3 transistors.....	167
Figure V-52. Circuit de démarrage utilisant 5 transistors.....	167
Figure V-53. Signaux de commande.....	168
Figure V-54. Courants en tensions observées.....	168
Figure V-55. Tension à la sortie du pont de diode Updd.....	168
Figure V-56. Tensions d'entrée et de sortie du flyback.....	169
Figure V-57. Tensions d'entrée et de sortie du flyback.....	169
Figure V-58. Convertisseur électrostatique.....	170
Figure V-59. Structure à capacités de mesure sur les bords.....	171
Figure V-60. Convertisseur multiphasé avec un déphasage de $\pi/2$	171
Figure V-61. dx/dt théorique.....	172
Figure V-62. dx/dt calculé à partir de Cmax et Cmin.....	172
Figure V-63. Force électrostatique (système monophasé).....	173
Figure V-64. Force électrostatique (système triphasé).....	173
Figure V-65. Modélisation du système complet.....	173
Figure V-66. Déplacement de la masse mobile en fonction du temps.....	174
Figure V-67. Tension aux bornes de la résistance de charge en fonction du temps.....	174

Tableaux

Tableau I-1. Puissance disponible en fonction de l'ensoleillement.....	20
Tableau I-2. Vibrations ambiantes.....	26
Tableau I-3. Figures de mérite des systèmes vibratoires.....	27
Tableau I-4. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes piézoélectriques.....	29
Tableau I-5. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes électromagnétiques.....	30
Tableau I-6. Récupération d'énergie vibratoire – Systèmes électrostatiques.....	32
Tableau I-7. Energies et Puissances récupérables pour 1cm ³ de PZT-5A.....	33
Tableau I-8. Récupération d'énergie – Récapitulatif.....	37
Tableau I-9. Systèmes de récupération d'énergie à électrets.....	42
Tableau I-10. Matériaux possédant de bonnes propriétés d'électrets.....	47
Tableau II-1. Intérêt de la texturation des électrets dans les structures in-plane.....	64
Tableau II-2. Comparaison de notre modèle à celui de William et Yates.....	72
Tableau III-1. Matériaux testés.....	89

Tableau IV-1. Paramètres optimaux pour différentes masses	109
Tableau IV-2. Paramètres de la structure de récupération d'énergie	110
Tableau IV-3. Comparaison de nos résultats à l'état de l'art.....	112
Tableau IV-4. Paramètres imposés	116
Tableau IV-5. Processus Techno	128
Tableau IV-6. Caractéristiques des structures en silicium	131
Tableau IV-7. Récapitulatif de nos résultats expérimentaux.....	135
Tableau IV-8. Rappel de l'état de l'art des structures de récupération d'énergie à électrets.....	135
Tableau V-1. Récapitulatif des convertisseurs DC/DC.....	144
Tableau V-2. Fonctionnement d'une structure de conversion DC/DC flyback.....	145
Tableau V-3. Pertes d'un convertisseur flyback	156
Tableau V-4. Consommation d'un buffer 74HC4050 en fonction de sa tension d'alimentation.....	163
Tableau V-5. Consommation d'un MAX919 en fonction de sa tension d'alimentation	165
Tableau V-6. Consommation de toute l'électronique de gestion (comparateur+retards) en fonction de la tension d'alimentation et de la fréquence de l'entrée.....	166

BREVETS, CONFÉRENCES, PUBLICATIONS

Brevets

1. Résonateur acoustique comprenant un électret, et procédé de fabrication de ce résonateur, application aux filtres commutables à résonateurs couplés, E. Defay, B. Ivira, A. Reinhardt, G. Despesse, S. Boisseau, 2010
2. Dispositif électromécanique à base d'électret, et son procédé de fabrication, E. Defay, S. Boisseau, G. Despesse, 2010
3. Dispositif de conversion d'énergie mécanique en énergie électrique, S. Boisseau, G. Despesse, 2011

Conférences

1. Système de récupération d'énergie à électrets, S. Boisseau, G. Despesse, A. Sylvestre, *JNRDM*, 2010
2. Non-linear and electret based vibration energy scavenging system, G. Despesse, S. Boisseau, *Smart Systems Integration*, 2010
3. Electret-based cantilever energy harvester : design and optimization, S. Boisseau, G. Despesse, A. Sylvestre, *PowerMEMS*, 2010
4. Energy Harvesting System for Cardiac Implant Application, M. Deterre, R. Dalmolin, S. Boisseau, JJ. Chaillout, E. Lefeuvre, E. Dufour-Gergam, DTIP, 2011

Publications

1. Optimization of an electret-based energy harvester, S. Boisseau, G. Despesse, A. Sylvestre, *IOP Smart Materials and Structure*, 2010
2. Microstructures électrostatiques de récupération d'énergie vibratoire pour les microsystèmes, S. Boisseau, G. Despesse, JJ Chaillout, A. Sylvestre, *Techniques de l'ingénieur RE160*, 2010