



HAL
open science

Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades

Guylaine Poulin-Vittrant

► **To cite this version:**

Guylaine Poulin-Vittrant. Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades. Energie électrique. UNIVERSITE PARIS XI ORSAY, 2004. Français. NNT : . tel-02936864

HAL Id: tel-02936864

<https://hal.science/tel-02936864>

Submitted on 11 Sep 2020

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.



N° D'ORDRE : 7557

UNIVERSITE PARIS XI
UFR SCIENTIFIQUE D'ORSAY

THESE

Présentée

Pour obtenir

Le GRADE DE DOCTEUR EN SCIENCES

DE L'UNIVERSITE PARIS XI ORSAY

PAR

Guylaine POULIN

Sujet :

CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT D'UN GENERATEUR
PIEZOELECTRIQUE POUR APPLICATIONS NOMADES

Soutenue le 30 juin 2004 devant la Commission d'examen

M. BOUILLAULT Frédéric

M. COSTA François

M. CUGAT Orphée

M. DUBUS Bertrand

M. GUYOMAR Daniel

M. SARRAUTE Emmanuel

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au laboratoire SATIE (Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie) de l'ENS Cachan, au sein de l'équipe Electronique de Puissance et Intégration.

Je tiens en premier lieu à remercier très chaleureusement M. François COSTA, co-directeur de thèse et chef d'équipe, pour la confiance qu'il m'a témoignée et le temps qu'il m'a accordé tout au long de ces trois années. Ses encouragements m'ont été précieux pour rebondir dans les moments difficiles.

Je remercie également M. Emmanuel SARRAUTE, à l'initiative de ce sujet de recherche innovant, pour avoir dirigé mon travail et m'avoir aidée à le valoriser.

Par ailleurs, je remercie M. Guy VERNET, Directeur de l'Ecole Doctorale STITS de l'Université Paris-Sud, pour m'avoir attribué une allocation de recherche, en me permettant de réaliser ma thèse au sein du SATIE.

Je remercie également MM. Jean-Paul LOUIS et Sylvain ALLANO, Directeurs successifs du SATIE (anciennement LESiR) de m'avoir accueillie au sein de ce laboratoire, et pour l'intérêt qu'ils ont montré vis à vis de mes travaux de recherche.

Pour le temps consacré à l'examen de cette thèse et pour l'intérêt scientifique qu'ils ont manifesté, j'exprime en outre ma reconnaissance à M. Daniel GUYOMAR (LGEF, Lyon) et à M. Orphée CUGAT (LEG, Grenoble), rapporteurs ; à M. Frédéric BOUILLAUT (LGEP, Gif sur Yvette), Président du jury ; à M. Bertrand DUBUS (IEMN, Lille), examinateur.

Je voudrais de plus souligner le travail de M. Jean-Pierre MADRANGE et de M. Jean-Claude FAUGIERES, qui ont réalisé les deux maquettes expérimentales, pièces essentielles du projet. Je les en remercie sincèrement.

Un grand merci à tous mes collègues de travail, dont la bonne humeur et la sympathie ont énormément compté. Une pensée particulière à Jean-Michel, qui a supporté mes états d'âme et a toujours trouvé les mots justes dans les moments de doute.

Enfin, j'adresse mon dernier remerciement, mais non le moindre, à mes parents et à Matthieu, pour leur indispensable soutien, leur aide et leur patience.

Titre

Contribution au développement d'un générateur piézoélectrique pour applications nomades

Résumé

Avec l'expansion du marché des appareils électroniques portables et la diminution conjointe de leur consommation, l'idée de convertir l'énergie des mouvements humains en énergie électrique suscite un regain d'intérêt.

Dans ce contexte, nous avons conçu et réalisé un générateur piézoélectrique prototype, destiné à alimenter des systèmes portables dont la puissance est comprise entre $10 \mu W$ et 1 mW . Les matériaux utilisés sont des céramiques en PZT, fonctionnant en compression sous l'effet d'une contrainte de faible fréquence (régime quasi-statique). Le générateur est constitué de trois parties : le dispositif mécanique d'application (DMA) de la contrainte, le système piézoélectrique (SP) et le système de récupération (SR).

D'une part, nous avons modélisé le SP en régime quasi-statique afin de mettre en évidence ses caractéristiques de fonctionnement, et d'estimer la puissance générée sous l'effet d'une contrainte mécanique de forme, d'amplitude et de fréquence données. D'autre part, nous avons conçu, réalisé et testé deux maquettes expérimentales, afin de démontrer la faisabilité d'un tel générateur. La puissance délivrée atteint $13,2 \mu W$ sur une charge de $100 \text{ k}\Omega$, pour une contrainte à 55 Hz et de 2 N par barreau piézoélectrique. Enfin, nous avons mis au point un circuit électronique de récupération, permettant d'accroître l'énergie électrique générée. Ce circuit a été spécialement conçu pour le SP, dont les caractéristiques d'impédance et de courants sont particulières. En outre, l'utilisation de composants à faible consommation est indispensable dans l'optique de réaliser un générateur autonome.

Mots-clés

Générateur piézoélectrique portable, Conversion électromécanique, Céramique PZT, Dispositif mécanique d'application, Système de récupération.

Title

Contribution to the development of a piezoelectric generator dedicated to portable applications

Abstract

Since the market of portable electronic devices has been expanding for the last ten years, and their energy consumption has been decreasing in parallel, the idea of harvesting the energy of human movements is arousing a renewed interest.

In this context, we conceived and made a prototype piezoelectric generator, in order to supply portable devices consuming between $10\ \mu W$ and $1\ \text{mW}$. The piezoelectric materials that we used are PZT ceramics, working in compression under a low frequency constraint (quasi-static mode). The generator consists in three conversion stages: the mechanical application device (MAD), the piezoelectric device (PD) and the harvesting system (HS).

On the one hand, we modelled the PD in quasi-static mode, in order to highlight its working characteristics and estimate the delivered power, knowing the shape, amplitude and frequency of the mechanical constraint. On the other hand, we conceived, made and tested two different experimental devices, in order to demonstrate the feasibility of the concept. The delivered power reaches $13,2\ \mu W$ for a $100\ \text{k}\Omega$ load, with a $55\ \text{Hz}$ constraint of $2\ \text{N}$ per piezoceramic. At last, we designed a harvesting electronic circuit, allowing to increase the converted energy. This circuit is dedicated to the PD, whose characteristics of impedance and current are special. Moreover, the use of low consumption components is necessary, with a view to carry out an autonomous generator.

Keywords

Portable piezoelectric generator, Electromechanical conversion, PZT ceramic, Mechanical application device, Harvesting system.

Table des matières

1	Génération d'énergie électrique à base de matériaux piézoélectriques - Etat de l'art	9
1.1	Généralités sur la piézoélectricité	9
1.1.1	Historique et définition	9
1.1.2	Equations de la piézoélectricité	11
1.1.3	Coefficient de couplage électromécanique	12
1.1.4	Matériaux piézoélectriques	16
1.1.4.1	Monocristaux	16
1.1.4.2	Céramiques massives	17
1.1.4.3	Polymères (PVDF)	18
1.1.4.4	Couches épaisses de céramique	19
1.1.4.5	Piézocomposites	19
1.1.4.6	Conclusion	19
1.2	Récupération de l'énergie dissipée par l'homme	21
1.2.1	Problématique	21
1.2.2	Différents types de convertisseurs électromécaniques	22
1.3	Générateurs piézoélectriques existants	24
1.3.1	Le M.I.T. Media Lab	24
1.3.1.1	Les touches piézoélectriques	24
1.3.1.2	Les chaussures piézoélectriques	25
1.3.2	The Electric Shoe Company	27
1.3.3	Conclusion	27
1.4	Principe du générateur récupérateur d'énergie mécanique	28
1.5	Choix technologiques	28
1.5.1	Régime de fonctionnement du générateur piézoélectrique	29
1.5.1.1	Régime dynamique	29
1.5.1.2	Régime quasi-statique	31
1.5.1.3	Performances comparées des deux régimes de fonctionnement	31
1.5.1.4	Conclusion	32
1.5.2	Dimensionnement du système piézoélectrique	32
1.5.2.1	Dimensions géométriques du système piézoélectrique	33
1.5.2.2	Mode de déformation	33

1.5.2.3	Matériau piézoélectrique	34
1.5.2.4	Conclusion	34
1.5.3	Exemples de dispositifs mécaniques d'application	35
1.5.4	Système de récupération	39
1.6	Conclusion	39
2	Modélisation du système piézoélectrique en régime quasi-statique	42
2.1	Description du système piézoélectrique	42
2.2	Choix des équations piézoélectriques selon le mode de déformation et la géométrie du système piézoélectrique	43
2.3	Evolution des circuits équivalents depuis le modèle de Mason	44
2.3.1	Mise en équation en régime dynamique	44
2.3.2	Analogie électromécanique	45
2.3.3	Evolution des circuits équivalents	46
2.4	Circuit équivalent en régime quasi-statique	47
2.4.1	Barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 33	47
2.4.2	Barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 31	49
2.4.3	Pertes mécaniques et diélectriques à basse fréquence	51
2.4.4	Conclusion	51
2.5	Etude théorique pour une contrainte de forme exponentielle	52
2.5.1	Calcul des grandeurs électromécaniques dans le cas d'une charge RC	52
2.5.2	Bilan d'énergie dans le cas d'une charge RC avec redresseur	53
2.5.3	Conclusion	57
2.6	Conclusion	58
3	Dispositif mécanique d'application de la contrainte : maquettes d'expérimentation	60
3.1	Problématique	60
3.2	Principe du dispositif mécanique d'application de la contrainte	61
3.3	Dimensionnement du système piézoélectrique	62
3.3.1	Choix du matériau	62
3.3.2	Dimensionnement des barreaux	62
3.4	Maquette linéaire	64
3.4.1	Description	64
3.4.1.1	Support des barreaux	65
3.4.1.2	Mobile	67
3.4.1.3	Motorisation	69
3.4.2	Mesures	70
3.4.2.1	Tension générée sur charge résistive	71
3.4.2.2	Forme de la contrainte appliquée	72
3.4.2.3	Validation du modèle quasi-statique	73
3.4.2.4	Puissance électrique délivrée à une charge RC via un redresseur	74

3.4.2.5	Cycle mécano-électrique expérimental	75
3.4.2.6	Variation de la puissance générée avec la force appliquée	75
3.4.3	Utilisation de la maquette avec d'autres barreaux et électrodes	76
3.4.3.1	Céramique piézoélectrique de surface $1cm \times 2cm$	76
3.4.3.2	Réflexions sur la contrainte à appliquer	77
3.4.3.3	Perspectives d'évolution de la maquette	78
3.4.4	Conclusion	79
3.5	Maquette rotative	80
3.5.1	Description	80
3.5.2	Mesures	82
3.5.2.1	Formes de tension pour différentes résistances de charge	82
3.5.2.2	Puissance électrique délivrée à une charge résistive	84
3.5.3	Perspectives d'évolution de la maquette	86
3.6	Conclusion et perspectives	88
4	Système de récupération	90
4.1	Etat de l'art	90
4.2	Description de la technique SSHI	93
4.2.1	Etude théorique pendant un cycle mécanique	94
4.2.2	Bilan d'énergie	98
4.2.3	Conséquence sur les cycles de conversion	100
4.2.3.1	Cycles mécanique et électrique	100
4.2.3.2	Cycle mécano-électrique	102
4.2.4	Conclusion	103
4.3	Générateur d'effort piézoélectrique	104
4.3.1	Etude théorique du générateur d'effort piézoélectrique	105
4.3.1.1	Principe de fonctionnement	105
4.3.1.2	Forme de la tension appliquée au primaire du GEP	106
4.3.1.3	Forme de la contrainte générée	108
4.3.1.4	Influence de la taille des barreaux sur l'énergie électrique générée	110
4.3.1.5	Influence de la fréquence sur l'énergie et la puissance générées	111
4.3.1.6	Conclusion	113
4.3.2	Mise en oeuvre du générateur d'effort piézoélectrique	113
4.3.2.1	GEP constitué d'un seul barreau piézoélectrique : Effets parasites dus aux capacités entre électrodes primaires et secondaires	113
4.3.2.2	GEP constitué de 2 barreaux distincts	115
4.3.2.3	Facteurs diminuant l'énergie mécanique transmise du barreau primaire au barreau secondaire	116
4.3.2.4	Conclusion	118
4.4	Précautions nécessaires pour la mesure des tensions en sortie du GEP	119

4.5	Mise en oeuvre de la technique SSHI	120
4.5.1	Présentation du circuit électronique	120
4.5.2	Elaboration de la commande des transistors	121
4.5.2.1	Commande externe	121
4.5.2.2	Commande interne par les tensions de capteurs piézoélectriques	121
4.5.3	Choix des fonctions électroniques et des composants utilisés	126
4.5.3.1	Composants discrets	126
4.5.3.2	Circuits intégrés	127
4.5.3.3	Choix de l'inductance	127
4.5.4	Conclusion	130
4.6	Performances de la technique SSHI en régime quasi-statique	132
4.6.1	Charge résistive	132
4.6.1.1	Influence de la charge	132
4.6.1.2	Influence de la fréquence	133
4.6.1.3	Influence de l'amplitude de la contrainte	135
4.6.2	Charge capacitive	136
4.6.3	Conclusion	137
4.7	Application de la technique SSHI à la maquette rotative	138
4.8	Conclusion et perspectives	139

Introduction générale

Introduction générale

Le marché des appareils électroniques portables connaît une croissance exceptionnelle depuis ces dix dernières années. En même temps que leurs dimensions, leur consommation n'a cessé de diminuer, même s'ils réalisent un nombre de plus en plus grand de fonctions. Cette tendance fait ressurgir la question de leur autonomie énergétique. En effet, les accumulateurs, dont le marché n'a pas suivi une évolution aussi rapide, présentent l'inconvénient d'une durée de vie limitée, d'un coût important et d'une pollution pour l'environnement.

Dans ce contexte, les énergies renouvelables produites dans l'environnement humain suscitent un regain d'intérêt. L'énergie solaire, utilisée depuis longtemps pour les calculatrices, permet désormais d'alimenter des ordinateurs portables, au moyen de panneaux photovoltaïques de la taille du clavier. Le corps humain est lui-même source d'énergie sous des formes diverses : la chaleur, la respiration, les mouvements. En particulier, les mouvements de la main ou du pied génèrent une puissance supérieure à 5 W. Même si une partie seulement de cette puissance peut être récupérée, elle suffirait à alimenter des appareils de consommation comprise entre $100 \mu W$ et $100 mW$.

Les dynamos de bicyclette et les montres à énergie cinétique sont les premiers exemples de récupération d'énergie mécanique portable, qui utilisent des convertisseurs électromagnétiques. Un autre type de conversion, cette fois directe, de l'énergie mécanique, est réalisée par les matériaux piézoélectriques. Depuis la fin des années quatre-vingt dix, l'amélioration de la qualité des matériaux (céramiques PZT) a étendu leur champ d'applications (capteurs, actionneurs, transducteurs ultrasonores) à la génération électrique. Comme en témoigne la diversité des travaux et publications sur le sujet, la recherche concernant les générateurs piézoélectriques portables est en pleine émergence.

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte. L'objectif est de démontrer la faisabilité d'un générateur piézoélectrique destiné à alimenter des appareils nomades, et basé sur la récupération de l'énergie de mouvements humains. Pour ce faire, une étude théorique du système complète les observations expérimentales réalisées sur un démonstrateur. L'ensemble du travail met en évidence le fonctionnement particulier de ce type de générateur, ses performances en énergie électrique générée et les moyens technologiques à mettre en oeuvre pour augmenter cette énergie.

Le mémoire est divisé en quatre parties.

Le premier chapitre est consacré au contexte scientifique et technologique de la génération portable de l'énergie électrique à l'aide de matériaux piézoélectriques. Tout d'abord, nous rappellerons les principes fondamentaux de la piézoélectricité et les propriétés des divers matériaux existants. Puis, à travers des exemples de réalisations et publications récentes, nous mettrons en évidence le schéma structurel d'un générateur piézoélectrique (GP). Il est généralement constitué de trois sous-systèmes : le dispositif mécanique d'application (DMA), le système piézoélectrique (SP) et le système de récupération (SR). Les trois chapitres suivants concernent chacun des sous-systèmes, que nous avons étudiés et mis en oeuvre.

Le second chapitre présente le système piézoélectrique (SP), qui est la partie active du générateur piézoélectrique. Il est constitué d'un ensemble de céramiques PZT, fonctionnant en compression, sous l'effet d'une contrainte de faible fréquence. Il s'agit donc d'un fonctionnement en régime quasi-statique, pour lequel nous avons établi un circuit électrique équivalent. Cet outil de simulation nous a permis d'anticiper les formes de tensions générées par le système piézoélectrique, ainsi que la puissance délivrée à une charge RC.

Dans le troisième chapitre, nous présenterons le principe du dispositif mécanique d'application (DMA), que nous avons mis en oeuvre sous la forme de deux maquettes expérimentales. La première maquette démontre la faisabilité du principe : le dispositif permet d'appliquer aux barreaux piézoélectriques une contrainte variable d'amplitude élevée, à partir d'un effort d'amplitude et de fréquence faibles, fourni intentionnellement par l'utilisateur. Les résultats obtenus avec la première maquette ont guidé nos choix technologiques pour la conception de la seconde maquette. Nous en présenterons les performances, et donnerons des perspectives pour les améliorer.

Enfin, le quatrième et dernier chapitre est consacré au dernier étage de conversion du générateur piézoélectrique : le système de récupération (SR). Il s'agit de convertir l'énergie électrique générée par le système piézoélectrique en énergie stockable ou utilisable par l'appareil portable ciblé. Etant donné les caractéristiques particulières du système piézoélectrique en régime quasi-statique, les convertisseurs statiques courants et les composants électroniques habituels ne sont pas adaptés. Nous décrirons la démarche suivie pour la conception du convertisseur et sa mise en oeuvre, en veillant à minimiser l'énergie nécessaire à la commande des interrupteurs, dans l'optique finale de réaliser un générateur portable autonome.

Chapitre 1 : Génération portable de l'énergie électrique à base de matériaux piézoélectriques - Etat de l'art

Chapitre 1

Génération d'énergie électrique à base de matériaux piézoélectriques - Etat de l'art

L'utilisation des matériaux électroactifs de type piézoélectrique dans les systèmes électromécaniques n'est pas nouvelle mais elle est surtout restée cantonnée dans des applications de type actionneur ou capteur (moteurs linéaires ou rotatifs, émetteurs acoustiques, microphones, capteurs d'effort, etc.). En terme de génération électrique, peu d'applications ont véritablement vu le jour, si ce n'est pour des systèmes de polarisation sous haute tension ou des générateurs d'arcs électriques. Cependant, depuis quelques années, et notamment grâce à l'amélioration de la qualité des matériaux (céramiques de type PZT), quelques groupes de recherche s'intéressent à nouveau à ce mode de conversion directe de l'énergie pour concevoir des générateurs compacts pour applications portables.

Ce premier chapitre est consacré au contexte technologique dans lequel s'inscrit cette thèse. Tout d'abord, nous rappellerons quelques généralités sur la piézoélectricité. Puis nous verrons que l'idée de récupérer l'énergie dissipée dans l'environnement humain est en pleine émergence. Nous décrirons ensuite les générateurs piézoélectriques qui ont été mis au point en 2000 et 2001 par deux groupes de recherche. Cette étude bibliographique nous a permis de dégager le schéma de principe d'un générateur piézoélectrique, constitué de trois étages de conversion. Pour chaque étage, nous présenterons les choix technologiques possibles, en soulignant leurs inévitables interactions.

1.1 Généralités sur la piézoélectricité

1.1.1 Historique et définition

L'observation qualitative du phénomène piézoélectrique a été faite par un minéralogiste français, l'Abbé R. Haüy en 1817. Cependant, c'est aux frères Pierre et Jacques Curie que l'on attribue la découverte expérimentale de l'effet direct de la piézoélectricité en 1880. Ils travaillaient initialement sur la relation entre structure cristalline et pyroélectricité, qui traduit le couplage entre effets thermiques et électriques. De même, l'effet piézoélectrique traduit le couplage entre effets mécaniques et électriques. Les frères Curie observèrent l'effet piézoélectrique direct dans un grand nombre de cristaux tels que

le quartz, la tourmaline et le sel de Rochelle. A partir d'une étude systématique des propriétés de symétrie de ces cristaux, ils énoncèrent des lois. L'existence de l'effet inverse fut suggérée par Lippman l'année suivante et vérifiée par les frères Curie.

Piezo signifie en grec serrer ou presser. Certains matériaux ont la propriété de se polariser sous l'effet d'une contrainte mécanique : c'est l'effet piézoélectrique direct (Fig. 1.1 a). Cette polarisation est proportionnelle à la contrainte, et change de signe avec elle. L'effet piézoélectrique est réversible : ces mêmes matériaux se déforment sous l'effet d'une polarisation électrique, résultant de l'application d'un champ électrique (Fig. 1.1 b).

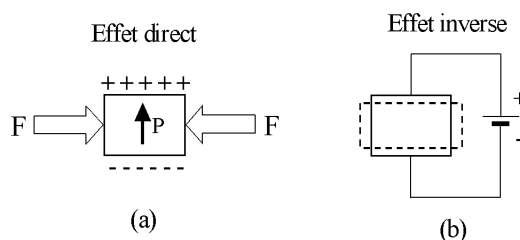


FIG. 1.1 – Illustration de l'effet piézoélectrique direct et inverse

L'effet piézoélectrique ne peut s'observer que dans certains corps non conducteurs, possédant une anisotropie cristalline. Ainsi, le déplacement des charges a lieu dans une direction privilégiée sous les efforts de traction ou de compression. Cet axe de polarisation résulte de la création de dipôles à l'échelle cristalline, par séparation du barycentre des charges positives et négatives, sous l'effet de la déformation (Fig. 1.2).

En réalité, les grandeurs mécaniques, électriques et thermiques sont thermodynamiquement couplées [IKE]. Mais sous certaines conditions, l'effet pyroélectrique peut être négligé. Cependant, on conçoit qu'une élévation de la température tende à détruire l'alignement des dipôles élémentaires avec l'axe de polarisation. A une température dite température de Curie (T_c), il n'existe plus de moment diélectrique macroscopique.

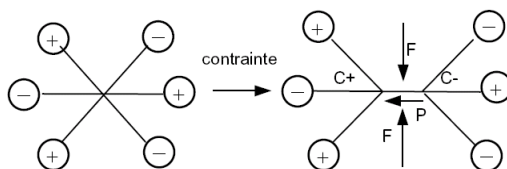


FIG. 1.2 – Représentation schématique de la polarisation à l'échelle cristalline

1.1.2 Equations de la piézoélectricité

Les milieux piézoélectriques sont par définition anisotropes. Afin d'étudier leurs propriétés il est donc nécessaire de définir précisément les directions. On choisit en général l'axe 3 dans la direction du champ de polarisation. Les axes 1, 2 et 3 forment un trièdre direct (cf. figure 1.3). Six types de mouvements sont possibles : trois mouvements en translation, le long des axes 1, 2 et 3 ; trois mouvements en rotation numérotés 4, 5 et 6, respectivement autour des axes 1, 2 et 3.

Dans toute la suite de l'étude, L_i désigne la dimension selon l'axe i d'un échantillon piézoélectrique. Sa section orthogonale à l'axe i présente une surface notée $A_i = L_j L_k$, $i \neq j \neq k$. Lorsque la surface est circulaire, A_i est remplacée par D_i .

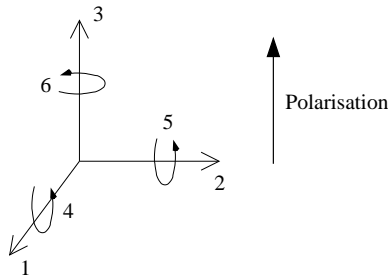


FIG. 1.3 – Axes de référence utilisés pour l'étude d'une céramique de champ de polarisation P

Les équations statiques de la piézoélectricité relient les trois composantes du champ électrique E et de l'induction D aux six composantes des tenseurs mécaniques de déformation S et de contrainte T (Tab. 1.1). Trois types de coefficients interviennent : électriques, mécaniques ou piézoélectriques, ces derniers traduisant le couplage électromécanique. Les définitions, les unités et les dimensions des termes sont résumées dans le tableau 1.2.

$()^t$ indique une transposée de la matrice considérée.

$()^X$ précise que la grandeur considérée est définie à X constant ou nul.

Rappelons la définition de l'induction électrique D en fonction du champ E et de la polarisation P :

$$D = \epsilon_0 E + P$$

avec $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} F/m$, permittivité du vide.

	T	S
E	$S = s^E \cdot T + d^t \cdot E$ $D = \epsilon^T \cdot E + d \cdot T$	$T = c^E \cdot S - e^t \cdot E$ $D = \epsilon^S \cdot E + e \cdot S$
D	$S = s^D \cdot T + g^t \cdot D$ $E = \beta^T \cdot D - g \cdot T$	$T = c^D \cdot S - h^t \cdot D$ $E = \beta^S \cdot D - h \cdot S$

TAB. 1.1 – Equations statiques de la piézoélectricité

Type	Nom	Signification	Unité	Dimensions
Electrique	D	déplacement électrique ou induction	C/m ²	3 × 1
	E	champ électrique	V/m	3 × 1
	ε	permittivité diélectrique	F/m	3 × 3
	β	inverse de la permittivité électrique	m/F	3 × 3
Mécanique	S	déformation relative		6 × 1
	T	contrainte	N/m ²	6 × 1
	c	rigidité	N/m ²	6 × 6
	s	souplesse ou compliance	m ² /N	6 × 6
Piézoélectrique	h	coefficient reliant S et E à D constant	N/C ou V/m	3 × 6
	e	coefficient reliant S et D à E constant	N/Vm ou C/m ²	3 × 6
	g	coefficient reliant T et E à D constant	m ² /C ou Vm/N	3 × 6
	d	coefficient reliant T et D à E constant	m/V ou C/N	3 × 6

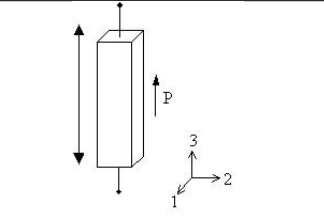
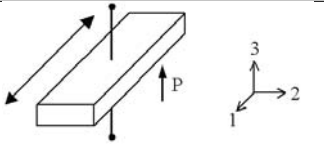
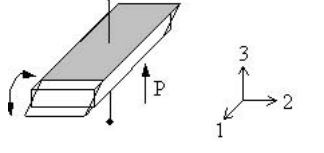
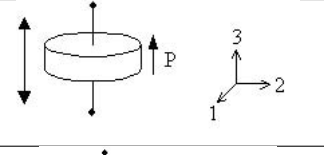
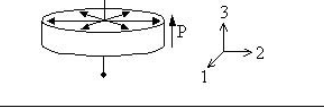
TAB. 1.2 – Grandeurs et coefficients mis en jeu dans les équations piézoélectriques

1.1.3 Coefficient de couplage électromécanique

Modes de déformation d'un échantillon piézoélectrique

On distingue trois modes de déformation fondamentaux d'un échantillon piézoélectrique : les modes 33, 31 et 15 (Tab. 1.3). Ces modes correspondent à des échantillons de dimensions particulières. Par exemple, le mode 33, appelé aussi mode longitudinal, correspond à un barreau long de faible section transversale. Mais nous parlerons de mode épaisseur (et non longitudinal) dans le cas d'un disque mince de grand diamètre, fonctionnant en épaisseur (et soumis à un champ \vec{E} dans la même direction). De même, le mode radial doit être distingué du mode transversal. Le tableau 1.3 n'est pas exhaustif, puisque Ikeda distingue 13 modes différents [IKE], selon les dimensions de l'échantillon et la direction du champ électrique appliqué \vec{E} par rapport à la polarisation \vec{P} . Par un choix convenable de ces grandeurs, un mode de déformation particulier peut être privilégié.

Cette classification n'est pas purement formelle : le mode de déformation détermine le couple de variables parmi les quatre possibilités (T,E), (S,E), (T,D) et (S,D). Ce choix s'effectue à partir des conditions aux limites électriques ($\frac{\partial D}{\partial x_3} = 0$ ou $\frac{\partial E_3}{\partial x_1} = 0$) et mécaniques ($T_i = 0$ ou $S_i = 0$). Un seul des quatre jeux d'équations (Tab. 1.1) régit le fonctionnement du système piézoélectrique. Ce jeu d'équations fait apparaître 3 coefficients électromécaniques (dans le cas d'un problème unidimensionnel) qui constituent les coefficients de référence. Leurs valeurs sont fournies par le fabricant. Les 9 autres coefficients doivent être calculés à partir des 3 premiers. Pour éviter toute confusion, nous avons choisi de nommer les 3 premiers, les coefficients "intrinsèques", et les 9 autres, les coefficients "effectifs". L'annexe 2 détaille ainsi le cas des modes longitudinal, épaisseur et transversal.

Mode de déformation	Schéma	Dimensions
Longitudinal (mode 33)		$L_1, L_2 \ll L_3$
Transversal (mode 31)		$L_2, L_3 \ll L_1$
Cisaillement (mode 15)		$L_1 \gg L_3$
Epaisseur		$D_3 \gg L_3$
Radial		$D_3 \gg L_3$

TAB. 1.3 – Principaux modes de déformation selon les dimensions de l'échantillon et la direction de polarisation

Coefficient de couplage électromécanique

L'effet piézoélectrique traduit le couplage entre effets mécaniques et électriques. Il semble donc naturel d'introduire un coefficient de couplage, afin de traduire l'efficacité de la conversion mécano-électrique.

Pour expliquer le sens du coefficient de couplage, une analogie intéressante est présentée dans [GER] : supposons un bloc (B) qui glisse sur un plan (P) sans frottement (Fig. 1.4 a). B est rattaché à un mur (W) par l'intermédiaire d'un ressort (S). Une fourmi (A) tire B, tendant S, donc y stockant de l'énergie. Toute l'énergie fournie par A est stockée dans S. A est parfaitement couplée à S. Le coefficient de couplage vaut donc 1.

Malheureusement, lors d'une conversion électromécanique, l'énergie fournie est généralement stockée sous deux formes, l'une souhaitée et l'autre pas. Ceci est illustré sur la figure 1.4 (b) par un second ressort S' entre A et B. A essaie de stocker de l'énergie dans S en tirant sur S'. Si la raideur de S' est grande, A est couplé fortement à S. Si au contraire S' est souple, S' est très allongé mais S est peu modifié. Le couplage entre A et S est alors faible.

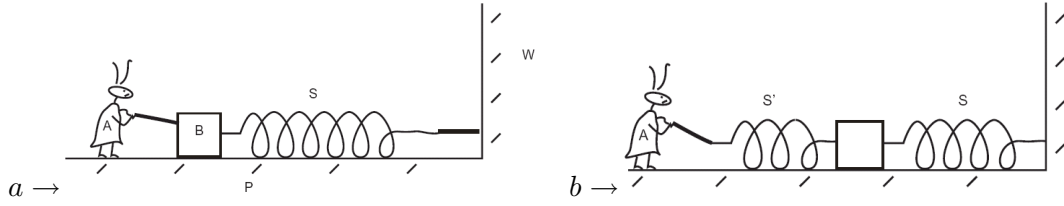


FIG. 1.4 – Analogie avec deux systèmes couplés A et S [?]

Généralement, le coefficient de couplage est défini par :

$$k^2 = \frac{\text{Energie stockee dans } S}{\text{Energie stockee dans } S + \text{Energie stockee dans } S'}$$

Ainsi, un matériau piézoélectrique se polarise sous l'effet d'une contrainte mécanique. L'énergie mécanique apportée se répartit en énergie mécanique stockée dans le matériau déformé, et en énergie électrique stockée sous forme de charges :

$$\text{Energie mecanique apportee} = \text{Energie mecanique stockee} + \text{Energie electrique stockee}$$

D'où le coefficient de couplage électromécanique défini par :

$$k^2 = \frac{\text{Energie electrique stockee}}{\text{Energie mecanique apportee}} \quad (1.1)$$

Notons que, lorsque le matériau piézoélectrique est utilisé comme actionneur, la définition du coefficient de couplage est duale de (1.1), mais conduira à la même valeur de k :

$$k^2 = \frac{\text{Energie mecanique stockee}}{\text{Energie electrique apportee}}$$

La valeur de k dépend des cycles mécanique (T_3, S_3) et électrique (E_3, D_3) suivis par les grandeurs du système. Ainsi, nous distinguons le coefficient de couplage intrinsèque et le coefficient de couplage effectif.

Le coefficient de couplage intrinsèque est défini par la norme ANSI/IEEE [IEE87]. Il permet de comparer les performances des matériaux, pour chaque mode de déformation. Les cycles mécanique et électrique considérés, que nous appellerons "cycles de référence", sont parcourus en régime quasi-statique (Fig. 1.5). Ils permettent le calcul de k en fonction des constantes électromécaniques intrinsèques du matériau. Avec les céramiques piézoélectriques actuelles, k est compris entre 0,3 et 0,8 selon le mode de déformation. Nous allons détailler ci-après le cas du mode longitudinal. Dans le cas d'un système de géométrie quelconque et soumis à plusieurs composantes de déformation, le coefficient de couplage résultant est toujours inférieur au coefficient intrinsèque de chaque composante.

Le coefficient de couplage est appelé effectif - nous le notons k_e - lorsque les cycles de fonctionnement

sont quelconques, que ce soit en régime quasi-statique ou en régime dynamique. k_e peut être supérieur à k , c'est d'ailleurs toujours le cas en régime dynamique, où il est calculé à partir des fréquences de résonance et d'anti-résonance [IEE87]. Dans l'objectif de convertir le maximum d'énergie mécanique en énergie électrique, il faut chercher un fonctionnement pour lequel k_e est le plus élevé possible.

Calcul du coefficient de couplage intrinsèque pour le mode 33

Calculons le coefficient de couplage intrinsèque d'un barreau long piézoélectrique fonctionnant en mode longitudinal (Fig. 1.3). Pour cela, considérons les cycles de référence présentés figure 1.5, au cours duquel le barreau est successivement comprimé et relâché.

Avant de poursuivre, il est important de justifier pourquoi on a choisi de faire varier T et non S . Cela vient de la distinction fondamentale entre grandeurs intensives (T et E) et extensives (S et D). Les grandeurs intensives sont contrôlables par une action extérieure, tandis que les grandeurs extensives sont caractéristiques de l'état physique du système et ne peuvent pas être contrôlées directement. Cependant, il est possible d'imposer la condition limite $D=0$, correspondant au circuit ouvert. De même, $E=0$ est la condition de court-circuit.

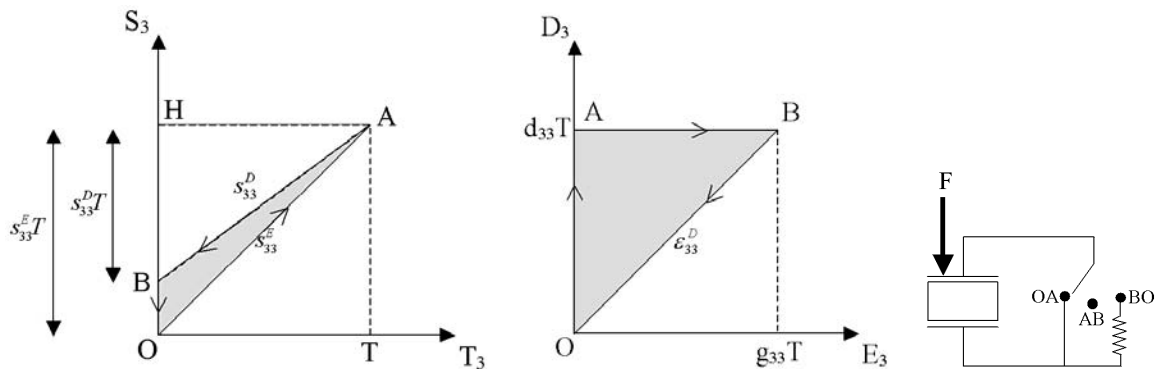


FIG. 1.5 – Cycles mécanique et électrique de référence pour le mode 33

- Etape 1 (OA) : on applique progressivement une contrainte (valeur finale T) au barreau court-circuité ($E=0$). D'après les équations du tableau 1.1, la déformation relative croît jusqu'à la valeur $S = s_{33}^E T$. L'induction croît jusqu'à la valeur $D = d_{33} T$.

- Etape 2 (AB) : en A, on ouvre le circuit, donc D est constant au cours de cette phase. De A à B, on supprime progressivement la contrainte. Simultanément, la déformation diminue - selon la loi $S_{33} = s_{33}^D \cdot T_{33}$ - et un champ $E = g_{33} T$ apparaît. A la fin de cette étape, il reste une déformation résiduelle, ce qui nécessite une étape 3.

- Etape 3 (BO) : une charge résistive est connectée au barreau, qui se décharge complètement, et revient à sa taille initiale.

Exprimons maintenant les différentes énergies en fonction des coefficients. Attention, ce sont des énergies volumiques, étant donné la définition des grandeurs électromécaniques. (Tab. 1.2).

L'énergie mécanique apportée, correspondant à l'aire OAH du cycle mécanique :

$$w_M = \int_{(OAH)} S_3 \partial T_3 = \frac{1}{2} \cdot s_{33}^E T^2$$

L'énergie mécanique stockée, correspondant à l'aire BAH du cycle mécanique :

$$w_P = \int_{(BAH)} S_3 \partial T_3 = \frac{1}{2} \cdot s_{33}^D T^2$$

L'énergie électrique stockée, correspondant à l'aire OAB du cycle électrique, égale à l'aire OAB du cycle mécanique :

$$w_C = \int_{(OAB)} D_3 \partial E_3 = \frac{1}{2} \cdot g_{33} d_{33} T^2$$

D'où le carré du coefficient de couplage intrinsèque en mode 33 :

$$k_{33}^2 = \frac{w_C}{w_M} = \frac{g_{33} d_{33}}{s_{33}^E} \quad (1.2)$$

En suivant le même type de raisonnement, les coefficients intrinsèques peuvent être exprimés pour chaque mode de déformation. Ainsi, pour les 5 modes mentionnés précédemment (longitudinal, transversal, cisaillement, épaisseur et radial) :

$$k_{33}^2 = \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T} \quad k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \epsilon_{33}^T} \quad k_{15}^2 = \frac{e_{15}^2}{c_{55}^D \epsilon_{11}^S} \quad k_t^2 = \frac{e_{33}^2}{c_{33}^D \epsilon_{33}^S} \quad k_p^2 = \frac{2k_{31}^2}{1 - \sigma^E}$$

où σ^E est le coefficient de Poisson.

Notons que l'expression présentée pour k_{33}^2 diffère de (1.2). En effet, les coefficients effectifs d_{33} et s_{33}^E doivent être calculés en fonction des coefficients intrinsèques qui sont dans ce cas g_{33} , s_{33}^D et β_{33}^T .

1.1.4 Matériaux piézoélectriques

Nous allons détailler les divers matériaux existants et leurs applications.

1.1.4.1 Monocristaux

Le plus connu existant à l'état naturel est le quartz. Ses qualités de stabilité en température ($T_c = 573^\circ C$), de grande linéarité et de grande acuité mécanique en font d'excellents résonateurs et

capteurs de pression.

Des monocristaux sont synthétisés en laboratoire, comme le niobate de lithium ($LiNbO_3$) et le tantalate de lithium ($LiTaO_3$), qui présente aussi une température de Curie élevée ($> 500^\circ C$), de faibles permittivités diélectriques ($\epsilon_r < 45$) mais un très faible coefficient d_{33} (2,3 à 8 pC/N). Les monocristaux PMN-NT présentent de forts coefficients d_{33} (2500pC/N) et k_{33} ($> 0,9$). Si les efforts de recherche dans leurs procédés d'élaboration se révèlent fructueux, ils pourraient remplacer les céramiques PZT dans des applications d'actionneurs et de capteurs [FRA01].

Certains cristaux, comme le quartz, sont naturellement piézoélectriques. D'autres (de nombreux sels ayant comme lui la structure cristalline de la perovskite $CaTiO_3$) présentent des propriétés ferroélectriques : ils acquièrent des propriétés piézoélectriques après un cycle de polarisation grâce auquel est créé un moment dipolaire électrique. C'est en fait l'existence de la ferroélectricité qui conduit à d'excellentes caractéristiques piézoélectriques [QUA].

1.1.4.2 Céramiques massives

Description

Les céramiques piézoélectriques de synthèse apparaissent dans les années quarante, ils sont alors utilisés dans les sonars. Grâce à leurs coefficients piézoélectriques bien supérieurs à ceux des cristaux, elles permettent d'étendre considérablement les applications des matériaux piézoélectriques. Les plus répandues sont les céramiques PZT, composées d'oxyde de plomb, de zirconium et de titanate. Elles sont obtenues sous des formes géométriques simples (barreaux, disques, anneaux) par des procédés de frittage de poudres mélangées à un liant. Leur cycle de fabrication par voie solide est illustré figure 1.6. La céramique simplement frittée est constituée de microcristaux élémentaires ferroélectriques, donc doués d'une polarisation spontanée. Cet agrégat désordonné présente un moment dipolaire nul à l'échelle macroscopique. En soumettant la céramique à un champ électrique intense, on obtient l'alignement des moments élémentaires dans la direction du champ appliqué. Après cette étape de polarisation, la céramique est ferroélectrique, donc piézoélectrique.

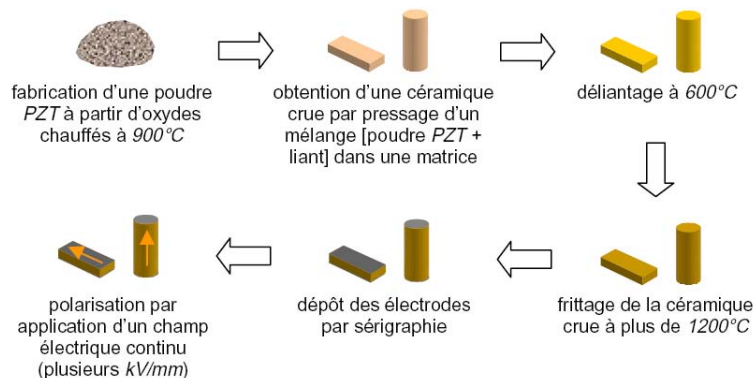


FIG. 1.6 – Cycle de fabrication des céramiques PZT par voie solide

Fonctionnement

Le respect de certaines limites de champ et de contrainte est nécessaire, sans quoi les céramiques risquent une détérioration :

- Rigidité diélectrique : Comme tout matériau isolant, la céramique possède une rigidité diélectrique qui conduit naturellement à une valeur limite de la tension appliquée.
- Champ coercitif : De part leur propriétés ferroélectriques, les céramiques présentent un cycle d'hystérésis $P(E)$. Celui-ci fait apparaître une valeur limite (champ coercitif $E_c \approx 1500V/mm$), au delà de laquelle le matériau se dépolairise.
- Contrainte maximale acceptée : Les céramiques supportent des valeurs extrêmement élevées de contraintes, jusqu'à 20MPa. Cependant, elles résistent moins bien aux chocs.
- Déformation relative maximale : Une déformation supérieure à $S_{max} \approx 3.10^{-4}$ peut causer des fissures et des cassures au sein des céramiques. De plus, ces poudres compactées et frittées supportent moins bien la dilatation que la compression. C'est pourquoi une précontrainte leur est souvent appliquée en cas de sollicitation alternative.
- Echauffement : Lors d'un fonctionnement en haute fréquence, les pertes diélectriques et mécaniques causent un échauffement de la structure. Pour éviter tout risque de dépolairisation, il est souvent conseillé de ne pas dépasser la moitié de la température de Curie, même si cela laisse une marge conséquente.

Applications

Deux familles de céramiques massives sont distinguées, selon l'ampleur des pertes générées lors des fortes sollicitations électriques ou mécaniques, et selon la propension à se dépolairiser :

- Céramiques douces : elles ont tendance à se dépolairiser facilement, présentent des pertes importantes mais un couplage électromécanique et une permittivité élevée. Elles sont intéressantes pour leur large bande de réponse en fréquence. Elles sont utilisées pour les applications à bas niveau d'excitation, notamment comme détecteurs (sondes médicales, hydrophones...).
- Céramiques dures : elles présentent de faibles pertes mécaniques et diélectriques. Elles sont donc utilisées dans les applications de puissance (piézomoteurs, transducteurs...).

1.1.4.3 Polymères (PVDF)

Découverts en 1969, les films polymères piézoélectriques de type polyfluorure de vinilydène (PVF_2 ou PVDF) sont apparus sur le marché au début des années quatre-vingt. Son élaboration nécessite une phase d'étirement mécanique avant l'étape de polarisation, afin de disposer les chaînes macromoléculaires dans une seule direction. Son faible facteur de couplage électromécanique (0.2 à 0.3) et sa faible tension de claquage sont compensés par quelques propriétés remarquables [FRA01] :

- Découpage facile en formes complexes ;
- Flexibilité, appréciée en cas de surfaces non planes ;
- Haute résistance mécanique ;
- Epaisseur possible de quelques micromètres à une centaine de micromètres ;
- Activité piézoélectrique équilibrée dans le plan du film.

Ses applications concernent plutôt le domaine acoustique : capteurs de vitesses vibratoires, de déformations, de pressions acoustiques.

1.1.4.4 Couches épaisses de céramique

Des épaisseurs d'une centaine de micromètres peuvent être atteints à partir d'usinages de céramiques massives. Pour atteindre de plus faibles épaisseurs (plusieurs dizaines de micromètres), une technique consiste à déposer le matériau actif sur un substrat (alumine), puis l'électrode d'alimentation, et enfin de réaliser la polarisation [FRA01].

Le coefficient d_{33} est inférieur à celui du même matériau massif. Les performances du système sont limitées pour l'instant par des problèmes de diffusion de l'électrode d'alimentation et de porosité du matériau actif. Ils sont utilisés en tant qu'actionneurs de faible puissance, dans des applications de transformateur ou de filtre à onde de surface.

1.1.4.5 Piézocomposites

Il existe deux types de piézocomposites. Les premiers (phase 0-3) sont réalisés en mélangeant une poudre de céramique piézoélectrique et une matrice polymère (Fig. 1.7 a). Pour les seconds (phase 1-3), la phase céramique se trouve sous forme de barreaux verticaux répartis de façon périodique dans une matrice polymère (Fig. 1.7 b). Moins dure que les bâtonnets en céramique, la matrice permet à ces derniers de se mouvoir plus facilement par rapport à une configuration dite massive.

Les caractéristiques diélectriques, piézoélectriques et mécaniques de l'ensemble dépendent de la proportion et de la nature des constituants neutre et actif. La conversion électromécanique s'effectue avec un bon coefficient de couplage (de 0,5 à 0,7) et sur une large bande de fréquence (quelques mégahertz).

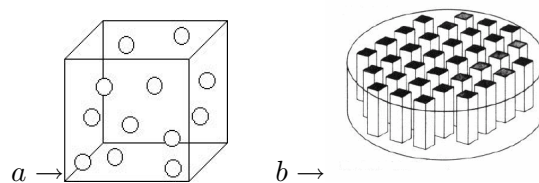


FIG. 1.7 – Piézocomposites de type 0-3 (a) et 1-3 (b)

1.1.4.6 Conclusion

Le tableau 1.4 résume, à travers des exemples, les propriétés et applications des différents matériaux que nous venons de présenter. Les résultats concernant les couches épaisses de céramiques et les piézocomposites sont à considérer avec précaution, car la recherche sur ces matériaux est en cours. Les propriétés électromécaniques des échantillons réalisés dépendent fortement du procédé de fabrication et des caractéristiques des matériaux choisis : par exemple, la nature du substrat sur lequel est déposée la couche épaisse et l'épaisseur de celle-ci, ou encore la proportion de matériau piézoélectrique dans la matrice du piézocomposite.

Matériau piézoélectrique	Quartz : SiO_2	PZT doux : P188 (Quartz & Silice)	PZT dur : P189 (Quartz & Silice)	PVDF	Céramique en couche épaisse [LED00]	Piézocomposite
Densité ($10^3 kg/m^3$)	2,65	7,7	7,65	1,78	4,5 (céramique massive : 7,3)	3,5 à 4
Permittivité relative ϵ/ϵ_0	4,5	1850	1150	12	650 (2140)	200 à 600
d_{33} ($10^{-12} C/N$)	2	425	240	-33	129 (406)	-
g_{33} ($10^{-3} Vm/N$)	50	26	23,4	-330	-	-
Coefficient de couplage k_{33}	0,1	0,74	0,75	0,15	0,28 (0,53)	0,5 à 0,7 (>céramique massive)
Pertes diélectriques $\tan\delta$	0,0003	0,02	0,02	0,25	0,011 (0,008)	-
Facteur de qualité mécanique Q_m	50 000 à 500 000	80 (radial)	>1000	10	- (400)	-
Température de Curie T_c (°C)	573	340	320	180	= céramique massive	-
Applications	Capteurs de pression, résonateurs, applications haute température	Sondes médicales, capteurs pour l'industrie automobile, allume-gaz, hydrophones	Sonars de puissance, soudage, applications médicales de puissance	Filtres à ondes de surface, applications acoustiques (mesure de vitesse vibratoire, de déformation, de pression)	Actionneurs faible puissance, transformateurs, filtres à ondes de surface	Contrôle non destructif (sondes d'échographie), capteurs 200kHz < f < 20MHz, capteurs en immersion, capteurs haute température
Précisions		Microstructure très fine et faible porosité	Microstructure fine, faibles pertes mécaniques	Faible champ électrique de claquage $E_c = 45V/\mu m$	Dépôt par sériographie sur substrat d'alumine. Couche épaisse de $70\mu m$, comparée à la même céramique PZT massive (épaisseur 1mm, diamètre 9mm)	Large bande passante

TAB. 1.4 – Propriétés et applications des différents matériaux piézoélectriques

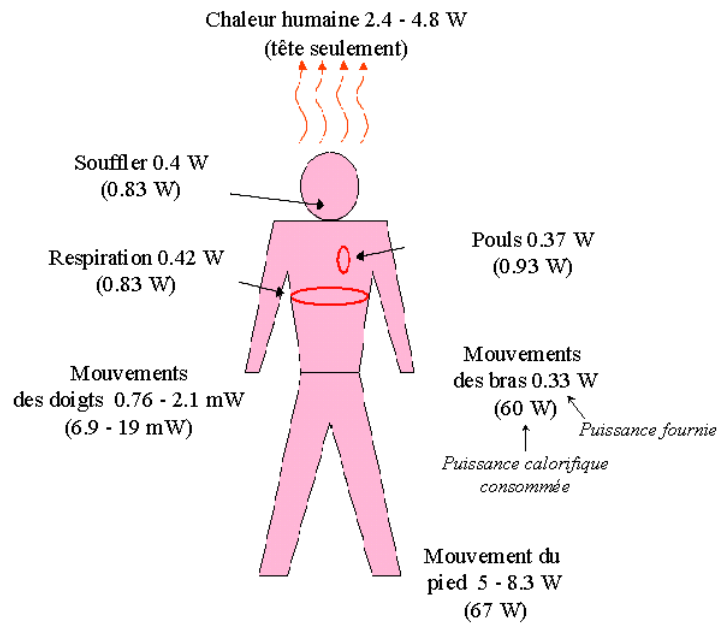


FIG. 1.8 – Quelques valeurs de puissances produites par le corps humain [STA96]

1.2 Récupération de l'énergie dissipée par l'homme

1.2.1 Problématique

Au cours de ces dix dernières années, le marché des appareils électroniques portables s'est développé de façon fulgurante, et ces équipements occupent une place grandissante dans la vie quotidienne. Heureusement, parallèlement leur consommation n'a pas cessé de diminuer. Ainsi, l'énergie nécessaire à la commutation d'une porte MOS est passée de 1mJ en 1940 à 1pJ en 1980, et ne dépasse pas 1fJ actuellement [MOL00]. Dans ce contexte, le concept de récupérer l'énergie dissipée par l'homme suscite un regain d'intérêt. Cette énergie, directement sous forme de chaleur, ou issue du souffle ou des mouvements, présente l'avantage d'être gratuite, non polluante et de durée de vie élevée [TUR02, GON02]. Elle offre donc une alternative possible aux batteries habituellement utilisées, qui ne remplissent pas ces critères.

En particulier, la puissance développée par l'homme sous forme mécanique présente des valeurs significatives, notamment plus de 5W pour les mouvements du pied (Fig. 1.8) ou de la main (Tab. 1.5). Même si seulement une faible partie de cette puissance peut être récupérée, les applications potentielles sont nombreuses, dans la gamme [$10\mu W$; 1mW]. Citons par exemple les appareils auditifs, les émetteurs GPS, les puces de badges d'identification, les capteurs de grandeurs biologiques...

En outre, la récupération de l'énergie humaine intéresse particulièrement les chercheurs qui travaillent actuellement sur le concept du vêtement intelligent, équipé de capteurs et d'émetteurs afin de connaître en permanence le lieu ou l'état de santé de la personne [MAR03]. Les utilisateurs pourraient être militaires (suivi sur le terrain des soldats munis d'une armure intelligente) ou civils (prévention

Action	Puissance (W)
Appui sur un bouton avec le pouce	0.3
Serrer / desserrer avec la main	6
Tourner une manivelle	21
Faire du vélo à 25km/h	100

TAB. 1.5 – Puissance mécanique de quelques activités musculaires [TUR02]

des troubles de santé, ex : contrôle du rythme cardiaque, de la respiration ou de la température corporelle). A long terme, la perspective d'un ordinateur incorporé au vêtement n'est pas exclue. Dans le cadre du projet STRETCH, financé en partie par la DARPA (Defense Advanced Research Project Agency, département R&D du Ministère de la Défense des Etats-Unis), des chercheurs du Virginia Tech ont mis au point un prototype de gant capteur de forme [EDM02], et cherchent à intégrer des films piézoélectriques dans les textiles [JON02].

Les mouvements humains exploités peuvent être intentionnels ou non [TUR02]. Les mouvements naturels présentent l'avantage d'être peu contraignant pour l'utilisateur, mais délivrent une énergie qui est généralement plus difficile à récupérer que celle des mouvements intentionnels. Ces derniers demandent une mobilisation de l'utilisateur pendant la charge de l'appareil. Cette gêne est tolérable si le générateur est performant.

1.2.2 Différents types de convertisseurs électromécaniques

Le convertisseur électromécanique utilisé pour transformer cette énergie mécanique en énergie électrique peut être piézoélectrique [SHE01], électromagnétique [WIL96] ou électrostatique [CHA99]. Ces trois solutions ont été rarement comparées, d'autant plus que cet exercice est difficile : l'estimation rapide de l'énergie délivrée ne donne que des valeurs indicatives (Fig. 1.6), qui peuvent être contredites par l'étude précise d'un exemple. En effet, les performances d'un générateur dépendent de ses dimensions et de ses propriétés électromécaniques. De plus, le critère de comparaison choisi (niveaux de tension, de puissance ou d'énergie ; rendement de la conversion ; fréquence de fonctionnement ; charge résistive pour laquelle la puissance délivrée est maximale...) est spécifique à l'application ciblée (puissance nécessaire, volume...).

Source d'énergie	Convertisseur	Puissance délivrée
Marche (conversion directe)	Système piézoélectrique	5W
Solaire	Cellule photovoltaïque	20mW
Marche (vibrations)	Générateur électromagnétique	400μW
Vibrations haute fréquence	Microgénérateur électromagnétique	100μW
Champ RF	Antenne	5μW

TAB. 1.6 – Exemples de puissances récupérées, en fonction du convertisseur et de la nature de la source [CHA99]

Dans [WIL96], Williams et Yates ont modélisé un générateur électrique résonant, pouvant être piézoélectrique, électromagnétique ou électrostatique. Nous avons souhaité approfondir cette approche théorique, et avons réalisé l'étude comparative de deux systèmes résonants, destinés à récupérer l'énergie mécanique (Fig. 1.9) :

- un système électromagnétique linéaire, constitué d'un aimant en translation dans une bobine, sous l'effet d'une force.
- un système piézoélectrique, constitué d'un barreau polarisé selon la hauteur, encastré d'un côté et comprimé de l'autre par une force.

L'étude complète est placée en annexe 1.

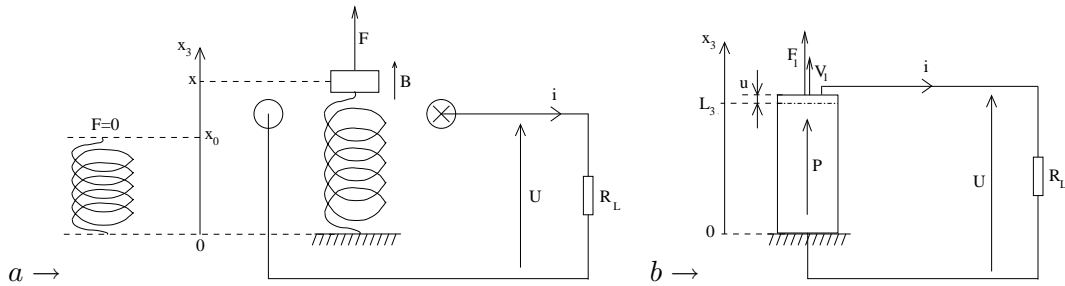


FIG. 1.9 – Système électromagnétique linéaire et système piézoélectrique étudiés pour la récupération d'énergie mécanique (Annexe 1)

Les deux systèmes résonants présentent bien sûr des circuits équivalents similaires. Nous avons calculé la puissance délivrée par chacun à une charge résistive, pour une force appliquée sinusoïdale. En nous basant sur deux exemples concrets de systèmes, nous avons pu mener une étude qualitative réaliste. Des résultats intéressants sont alors apparus : les caractéristiques de fonctionnement des deux systèmes sont identiques, mais dans des plages de variables tout à fait complémentaires (Tab. 1.7).

Il est important de souligner que les valeurs obtenues pour le système piézoélectrique sont imposées par les propriétés des céramiques PZT, tandis qu'une certaine plage de réglage est possible pour le système électromagnétique, via la raideur du ressort, la masse de l'aimant, les caractéristiques du bobinage. Cependant, cette plage de réglage est plus limitée qu'en apparence : par exemple, les ressorts de forte (resp. faible) raideur ont en général une elongation maximale faible (resp. élevée). Or la puissance maximale générée est proportionnelle au carré de la course de l'aimant. Cette étude souligne l'importance des contraintes technologiques sur les performances réelles du système. Pour la conception de celui-ci, on ne saurait se contenter d'une étude théorique.

En résumé, cette étude a permis de mettre en évidence la dualité des deux systèmes. Les valeurs comparées de puissance et de puissance volumique suggèrent d'utiliser la conversion piézoélectrique pour les microsystèmes, et la conversion électromagnétique pour les systèmes macrométriques. Cependant, il ne faut pas en faire un résultat général, d'autant plus que cette étude porte sur des systèmes simples. Ceux-ci devront être intégrés au sein d'un dispositif complet, qui comprend en outre un circuit

électronique de conversion. Une étude de faisabilité complète est indispensable afin de répondre à un cahier des charges donné.

Système	Electromagnétique	Piézoélectrique
Force	32mN	
Déplacement	2,5cm	1,7nm
Tension	2,9V	4,7V
Courant	1,7mA	3,3 μ A
Fréquence de résonance	2Hz	95kHz
Impédance	résistive $R \simeq 1\Omega$	capacitive $C \simeq 7pF$
Puissance maximale	2,5mW	7,7 μ W
Puissance volumique maximale	71W/m ³	86W/m ³
Charge adaptée	1,7k Ω	1,4M Ω

TAB. 1.7 – Eléments de comparaison entre les deux systèmes, électromagnétique et piézoélectrique

Néanmoins, nous allons voir dans le paragraphe suivant que les générateurs piézoélectriques actuels n'atteignent pas encore les performances des générateurs électromagnétiques : une dynamo de bicyclette délivre 3W (sous une tension de 6V avec un rendement de 20 à 30%) ; un générateur piézoélectrique génère au mieux quelques mW. Dans le cadre de cette thèse, nous avons mené une étude prospective afin de quantifier les performances d'un générateur piézoélectrique prototype, obtenu à partir de choix technologiques particuliers.

1.3 Générateurs piézoélectriques existants

Deux groupes de recherche travaillent sur des dispositifs capables de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique, par effet piézoélectrique.

1.3.1 Le M.I.T. Media Lab

Au sein du M.I.T. (Massachusetts Institute of Technology, Cambridge), une unité appelée MIT Media Laboratory est dirigée par J. Paradiso. Une collaboration active existe entre le MIT Media Lab et la DARPA. Les activités de recherche de ce laboratoire sont caractérisées par le développement conjoint d'un ensemble inhabituel de disciplines (cognition, musique électronique, conception graphique, vidéo, holographie...). Les chercheurs du MIT Media Lab travaillent également sur les interfaces hommes-machines, et sur la génération portable de l'énergie.

Dans ce cadre, deux types de dispositifs piézoélectriques ont été mis au point : un prototype de touche et une chaussure piézoélectriques.

1.3.1.1 Les touches piézoélectriques

Un prototype de touches piézoélectriques a été réalisé suite au brevet déposé en 1999 par la société Compaq Computer Corporation à Houston [PAR01]. Ce brevet concerne la récupération de l'énergie

mécanique dissipée lors de la frappe des touches du clavier de l'ordinateur. Chaque touche est munie à sa base d'un aimant qui, lorsqu'on appuie sur la touche, s'enfonce dans une bobine (Fig. 1.10 a) et joue le rôle de mini-générateur de courant permettant la charge d'un condensateur.

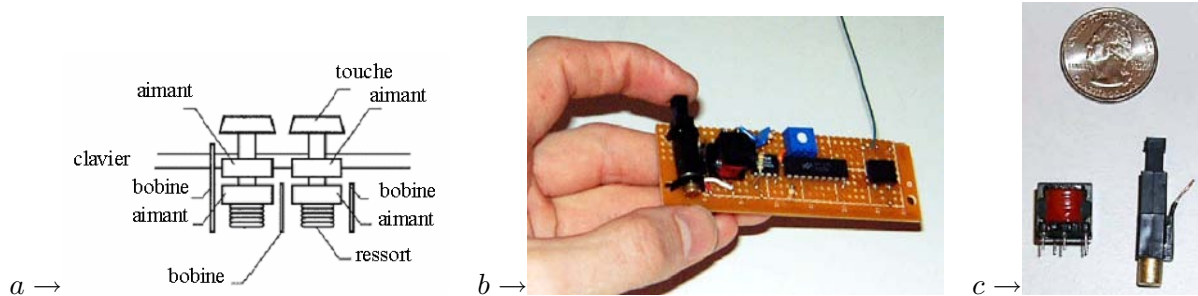


FIG. 1.10 – Schéma des touches du clavier Compaq (a) [CRI99] et prototype de touches piézoélectriques du MIT (b et c) [PAR01]

De la même façon, ne pourrait-on pas associer à chaque touche un barreau piézoélectrique, dont les avantages sont, rappelons-le, la compacité, la simplicité et le faible coût ? Dans un 1er temps, les chercheurs du MIT ont réalisé un démonstrateur simple : un bouton-poussoir alimentant un émetteur destiné à l'identification par radiofréquence (RFID) (Fig. 1.10 b et c).

L'élément piézoélectrique, après l'impact, vibre à la résonance, afin de maximiser le rendement de la conversion mécano-électrique. Un transformateur abaisse la tension et joue le rôle de self d'accord. A ce stade de conversion, le rendement est de 7%, pour 2 mJ générées à chaque pression. En sortie du régulateur de tension, il reste 0,5 mJ sous 3 V pour alimenter l'ensemble encodeur-transmetteur, qui consomment 150 μ J pendant la transmission de 20 ms.

Même si ce démonstrateur simple fonctionne, il reste à améliorer le rendement, mais aussi à étudier le vieillissement des barreaux piézoélectriques, soumis à des impacts répétés qui peuvent entraîner des micro-craquelures du matériau.

Cependant, les perspectives sont nombreuses et alléchantes, d'autant plus que les appareils à touches sont légion !

1.3.1.2 Les chaussures piézoélectriques

L'équipe du M.I.T. a comparé deux dispositifs du point de vue de la puissance générée lors de la marche (fréquence 0,9 Hz) (Fig. 1.11) :

- Une feuille de PVDF flexible, placée dans la semelle, récupère l'énergie des mouvements de flexion pendant chaque pas . L'énergie récupérée sur charge adaptée de 250k Ω est de 1,3 mW.
- Un dispositif formé de 2 rubans précontraints et incurvés de céramique PZT, appelé « dimorphe », placé dans le talon. L'énergie récupérée sur charge adaptée de 500k Ω s'élève à 8,4 mW.

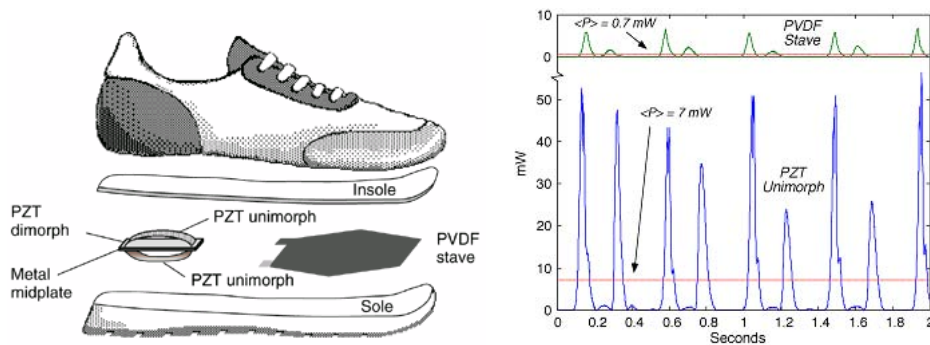


FIG. 1.11 – Schéma de la feuille de PVDF et du dimorphe insérés dans la chaussure - Puissances électriques instantanées [SHE01]

Le dimorphe a donc été choisi pour réaliser un démonstrateur, un émetteur RFID, travail sur lequel N. S. Shenck a réalisé sa thèse [SHE99] (Fig. 1.12 a).

Un convertisseur statique de type forward réalise une conversion de puissance et d'impédance. La tension générée par le matériau piézoélectrique charge, via le convertisseur forward, une capacité de stockage (Fig. 1.12 b). La commande des interrupteurs est réalisée de telle sorte que les charges apparues à chaque cycle de pas sont recueillies à chaque maximum (ou minimum) de déformation du dispositif mécanique, ce qui garantit un fonctionnement optimal. Le rendement global atteint alors 17,6%, et la puissance fournie, 1,3 mW pour une fréquence de marche de 0,8 Hz.

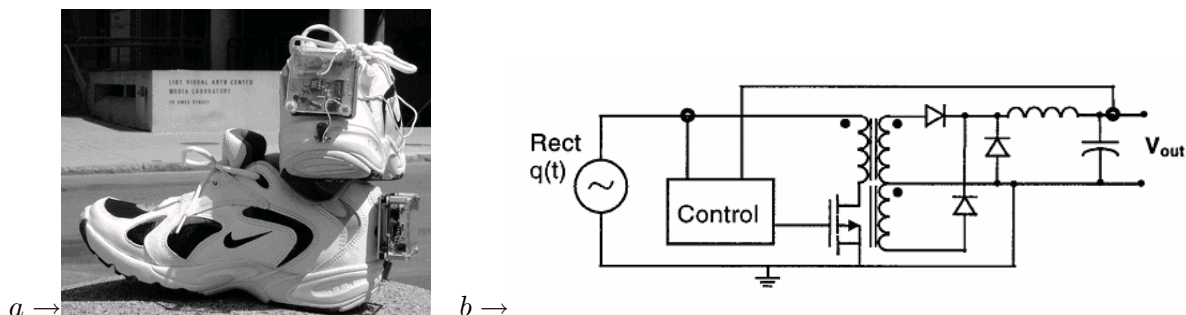


FIG. 1.12 – Photo de la chaussure équipée du démonstrateur (a) et schéma du convertisseur forward hybride (b) [SHE01]

Des améliorations sont nécessaires, concernant l'intégration des composants, ce qui diminuerait les pertes, mais aussi l'adaptation mécanique entre la chaussure et l'élément piézoélectrique. L'objectif consiste à élaborer des dispositifs efficaces et modulables : l'utilisateur achèterait le convertisseur piézoélectrique et l'électronique associée en 2 modules séparés, et remplaçables par des modules neufs ou plus performants.

1.3.2 The Electric Shoe Company

The Electric Shoe Company [TES] a été créée par T.G. Baylis (l'inventeur de la radio "à ressort" Freeplay) en collaboration avec la DERA (Defense Evaluation and Research Agency, département R&D du Ministère de la Défense de Grande-Bretagne) et Texon International (J. Grantham), un fabricant mondial de matériaux pour les chaussures.

Comme les chercheurs du M.I.T., ils ont mis au point un dispositif piézoélectrique, inséré dans le talon des chaussures, qui génère assez d'électricité pour recharger la batterie d'un téléphone portable. Des chaussures expérimentales (Fig. 1.13) ont été testées en juin 2000 lors d'une marche de 120 km à travers le désert de Namibie, au terme de laquelle une communication à partir du portable rechargé a été un succès. L'efficacité du dispositif reposerait sur un système d'amplification mécanique, par lequel la force est appliquée sur l'axe maximum de conversion du matériau piézoélectrique (mode longitudinal). A l'aide d'une électronique passive miniaturisée, l'énergie électrique est conditionnée, ce qui permet d'atteindre des puissances bien supérieures aux 2 mW habituels.



FIG. 1.13 – Chaussures expérimentales mises au point par Electric Shoe Company [TES]

The Electric Shoe Company envisage également de consacrer des recherches autour de dispositifs inductif, magnétostrictif et biomécanique. A terme, le but est de mettre au point des vêtements intelligents, où diverses fonctions augmenteraient la force et l'endurance de l'utilisateur, grâce à des systèmes portables autonomes (positionnement, éclairage, chauffage). Cela explique que les études ont commencé dans le domaine militaire, mais visent déjà un autre public, comme en témoigne la création de la société The Electric Shoe Company.

1.3.3 Conclusion

Les chercheurs du M.I.T. et de The Electric Shoe Company semblent avancer vers un même but et ont déjà obtenu des résultats encourageants. Cependant il est évident que leurs prototypes doivent être améliorés, tant au niveau du convertisseur mécano-électrique que du convertisseur statique, afin d'augmenter le rendement global du générateur piézoélectrique.

1.4 Principe du générateur récupérateur d'énergie mécanique

Au terme de cette étude bibliographique, il nous est apparu que tous les générateurs récupérateurs d'énergie mécanique, quel que soit le mode de conversion électromécanique choisi, ont tous la même structure. Nous allons la présenter à travers l'exemple du générateur piézoélectrique, qui est le sujet de cette thèse.

Le générateur piézoélectrique (GP) est généralement constitué de trois étages de conversion (Fig. 1.14) :

- Le système piézoélectrique (SP) : c'est l'étage central de conversion mécano-électrique, formé d'un ensemble de céramiques ou de films piézoélectriques ;

- Le dispositif mécanique d'application (DMA) : ce premier étage de conversion purement mécanique a pour rôle de transformer la force F_{mot} délivrée par la source mécanique en une force F de forme et d'amplitude adaptées au SP ;

- Le système de récupération (SR) : ce dernier étage de conversion purement électrique est un convertisseur statique. Il est indispensable pour convertir l'énergie "brute" délivrée par le SP en énergie utilisable par l'appareil portable ciblé, ou éventuellement en énergie stockée dans un élément de type condensateur ou accumulateur électrochimique.

Dans le paragraphe suivant, nous allons décrire les solutions technologiques possibles pour chacun des sous-systèmes du GP.

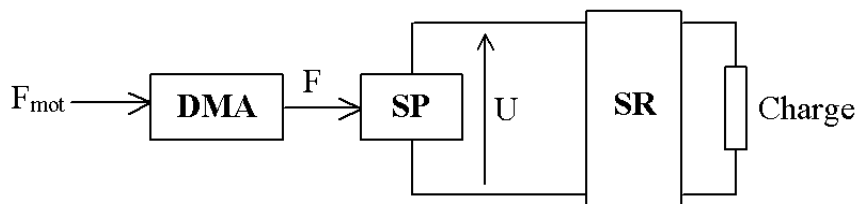


FIG. 1.14 – Schéma de principe du générateur piézoélectrique

1.5 Choix technologiques

La génération électrique à partir de matériaux piézoélectriques est un domaine émergent. Comme le montrent les prototypes de touches et de chaussures, il n'y a pas une solution unique pour mettre en oeuvre un GP. Les choix technologiques sont nombreux, tant au niveau du système piézoélectrique, que du dispositif mécanique d'application ou du système de récupération. Les choix relatifs aux trois étages ne peuvent être effectués indépendamment. A défaut d'une méthode systématique de conception, nous

allons évoquer les choix technologiques possibles, illustrés par divers travaux de recherche. Le premier choix concerne le régime de fonctionnement, et va déterminer ensuite la conception des 3 sous-systèmes du GP.

1.5.1 Régime de fonctionnement du générateur piézoélectrique

La première étape dans la conception d'un GP est le choix du régime de fonctionnement, qui peut être dynamique ou quasi-statique. La distinction entre ces deux régimes n'est pas nouvelle. Elle est issue des deux types de systèmes d'allumage piézoélectriques [GAR02]. Le premier type fonctionne à partir d'une compression extrêmement brève (choc), le second, à partir d'une compression lente, appelée "squeeze". Suite à un choc, le SP se met à vibrer à sa fréquence de résonance. Sous l'effet d'une compression lente, le SP ne vibre pas. Bien sûr, comme nous le verrons au chapitre 2, le modèle équivalent du SP est différent dans les deux cas : en régime dynamique, une source associée à un circuit RLC ; en régime statique, une source associée à une capacité.

1.5.1.1 Régime dynamique

Système piézoélectrique fonctionnant en compression

Dans le cas des touches piézoélectriques mis au point par le MIT [PAR01], les barreaux piézoélectriques sont directement percutés par les touches. "L'élément est soumis à un choc de courte durée et relâché, lui permettant d'osciller librement à sa fréquence de résonance." Le moyen utilisé pour relâcher le barreau est probablement un ressort. Mais même avec celui-ci, il est peu probable que la durée de la compression soit suffisamment faible pour constituer une impulsion.

Une véritable impulsion peut être obtenue grâce la chute d'une bille sur le barreau. Le calcul théorique de la tension générée alors par la céramique est détaillé dans [OHA81], dans le cas où la céramique charge un condensateur via un redresseur.

L'application typique d'un SP comprimé par choc est l'alimentation de l'électronique embarquée sur les missiles [SEG97].

Système piézoélectrique fonctionnant en flexion

Les SP en flexion sont constitués d'une ou deux couches minces de céramique piézoélectrique, fixées à une structure de type lame ou membrane en substrat isolant (Fig. 1.15). Dans le premier cas, lors de la flexion de la lame, la céramique piézoélectrique est soumise à une contrainte T_1 selon l'axe 1 :

$$T_1 = c_{33}^D \frac{L_3}{2R}$$

où R est le rayon de courbure de la lame.

Sous l'effet de T_1 , la céramique piézoélectrique génère des charges électriques. Il existe un rayon de courbure minimal, correspondant à une valeur limite de déformation $S_{1max} \simeq 3 \cdot 10^{-4}$ au delà de laquelle il y a rupture de la céramique.

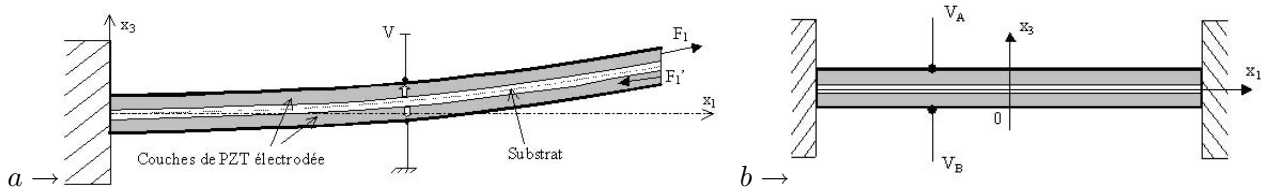


FIG. 1.15 – Couches minces piézoélectriques fixées à une lame (a) ou à une membrane (b) en substrat isolant

En régime dynamique, la céramique subit une contrainte de fréquence f , imposée par le support. La fréquence f doit être la plus proche possible de la fréquence de résonance f_0 de la céramique. En effet, c'est à la fréquence f_0 que la céramique piézo délivre le maximum de puissance électrique (Annexe 1). Notons que cette fréquence f_0 dépend des conditions d'encastrement de la céramique avec le support [VAS03]. En outre, les pertes mécaniques liées à cet encastrement ont pour effet de diminuer de 25% le coefficient de couplage électromécanique de la céramique piézo.

Le régime dynamique du SP peut être libre ou forcé :

- Régime libre : Sous l'effet d'une contrainte impulsionnelle, le SP se met à vibrer à la fréquence f .
- Régime forcé : Sous l'effet d'une contrainte entretenue de fréquence f , le SP vibre à la fréquence f .

Dans l'optique d'exploiter les mouvements humains, il peut être difficile de générer des vibrations suffisamment élevées pour le SP, de faibles dimensions si l'on souhaite l'intégrer à un générateur portable et compact. Le régime libre semble donc mieux adapté à ce type d'application.

Cependant, pour contourner ce problème, il est possible de concevoir un GP portable, destiné à récupérer l'énergie des vibrations d'un véhicule ou d'une machine. L'utilisateur n'aurait qu'à mettre le GP en contact (posé ou fixé par un système adéquat) avec la machine, le temps de la charge. Ainsi, les SP décrits dans [OTT02, KAS02, WHI01, LEFmars04, FUN98] résonnent à des fréquences allant de 54Hz [OTT02] à 4,75kHz [FUN98], et délivrent de 2uW [WHI01] à 18mW [OTT02]. La puissance générée augmente avec l'amplitude de la vibration.

Le fonctionnement du SP en régime libre correspond à l'essai de lâcher : la lame vibrante est fléchie dans une position initiale (par la main ou, dans les dispositifs de test, grâce à un électro-aimant) puis relâchée. Elle se met alors à vibrer à la fréquence de résonance de la structure, avec un amortissement. Dans le cas du SP fixé à une membrane, le régime libre est obtenu suite au choc d'une bille. Néanmoins, le régime libre peut être interrompu si la bille rebondit avant que l'oscillation de tension ne soit totalement amortie. Si le SP charge un condensateur C via un pont de diodes, l'énergie stockée dépend de la valeur de C et du nombre de rebonds [UME97].

Il est difficile de comparer les résultats des articles portant sur ces SP : les conditions expérimentales diffèrent, de même que les informations fournies, qui concernent tantôt la puissance, tantôt le

rendement. Celui-ci qualifie le SP seul ou le générateur complet. Les SP de [KAS02, FUN98] présentent respectivement un rendement de 22% et 55%. Le rendement est déterminé par le facteur de qualité mécanique de la structure, et par les pertes dues à l'encastrement imparfait de celle-ci avec le support [FUN98].

1.5.1.2 Régime quasi-statique

En régime quasi-statique, le SP est soumis à une contrainte graduelle, de fréquence très inférieure à la résonance. Le moyen le plus simple de générer une telle contrainte consiste à utiliser un dispositif à compression graduelle (Fig. 1.16), semblable à ceux utilisés dans les systèmes d'allumage.

Ainsi, Bateman et al. proposent en 1968 une alimentation piézoélectrique pour un télescope à infra-rouge [BAT69]. A chaque mouvement de serrage de la poignée qui équipe le générateur, une charge de $0.8\mu C$ est générée, ce qui suffit à alimenter le tube du télescope.

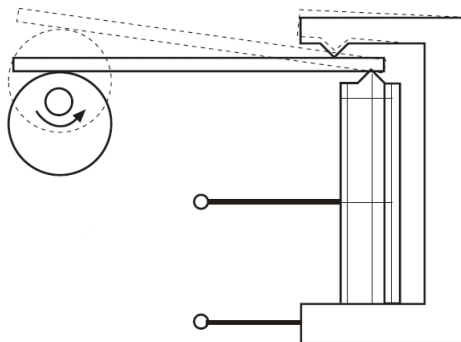


FIG. 1.16 – Schéma d'un dispositif à compression graduelle [MOR]

Un autre exemple de SP en régime quasi-statique est le prototype de chaussure du MIT. La compression est lente, comme le montrent les oscillogrammes de la tension générée (Fig. 1.11). Les fluctuations de tension entre les pics sont dues à la contrainte appliquée pendant que le pied comprime le SP.

1.5.1.3 Performances comparées des deux régimes de fonctionnement

Il est légitime de s'interroger sur les performances des deux régimes de fonctionnement.

L'article de Keawboonchuay et al. [KEA03] présente la comparaison des performances de deux SP soumis l'un à une contrainte "dynamique" (durée $10ms$), l'autre à une contrainte "quasi-statique" (durée $> 100ms$). Cependant, une contrainte qui dure $10ms$ n'est pas dynamique, au sens où nous l'avons présenté dans ce paragraphe. Cette étude concerne plutôt l'influence de la durée d'une contrainte quasi-statique sur l'énergie générée. D'ailleurs, Keawboonchuay et al. utilisent le même circuit équivalent de la céramique, pour vérifier et justifier les deux séries de mesures. Ce modèle, non démontrée et incomplet, a cependant la forme correcte pour une contrainte quasi-statique, puisqu'il ne présente pas

d'inductance. L'étude montre que, plus la variation de la contrainte est rapide, plus l'énergie générée est grande.

L'étude, cette fois réelle, d'une céramique soumise aux deux types de compression, est réalisée dans [GAR02]. Malheureusement, la problématique est différente de la nôtre, car le domaine d'application est la génération d'arcs électriques. En outre, la conclusion sur les performances comparées des deux systèmes est nuancée.

1.5.1.4 Conclusion

Deux régimes de fonctionnement ont été présentés et illustrés. Les divers résultats sont difficiles à comparer, car il concernent des SP de dimensions diverses et constitués de matériaux différents. Néanmoins, il est possible de conclure sur les conditions permettant d'augmenter, voire de maximiser la puissance délivrée :

- En régime dynamique, elle est maximale à la fréquence de résonance du SP.
- En régime statique, elle augmente d'autant plus que la contrainte varie rapidement.

En outre, en régime dynamique, les SP choisis fonctionnent en général en flexion. En régime quasi-statique, ce sont plutôt des SP en compression. Ces choix sont liés à la facilité de mise en oeuvre des deux types de régimes.

Les SP en flexion et fonctionnant en régime dynamique sont les exemples les plus nombreux. On ne peut pourtant pas certifier qu'ils sont plus performants que les SP en compression fonctionnant en régime statique. En effet, ces derniers offrent l'avantage de supporter des valeurs très élevées de contraintes, bien supérieures à celles acceptées par les SP en flexion.

Ainsi, il est possible d'appliquer une force très élevée au SP en compression, tout en limitant l'effort exigé de l'utilisateur. C'est le rôle du DMA, qui doit être conçu judicieusement en fonction d'un cahier des charges précis. Un compromis sera probablement nécessaire, entre un effort élevé appliqué au SP et un effort limité demandé à l'utilisateur. En outre, le dispositif mécanique permet éventuellement d'améliorer la vitesse de variation de la contrainte quasi-statique, et d'augmenter sa fréquence.

1.5.2 Dimensionnement du système piézoélectrique

Le premier choix à effectuer concerne naturellement les dimensions géométriques du SP, le type de matériau et le mode de déformation. Les performances recherchées peuvent porter sur l'énergie électrique générée et/ou sur le coefficient de couplage électromécanique.

Nous nous intéressons ici uniquement aux SP fonctionnant en régime quasi-statique. En effet, nous avons vu au paragraphe précédent qu'il est difficile de solliciter un SP à une fréquence proche de la résonance à partir d'un mouvement humain de faible fréquence. Nous avons donc choisi le régime

quasi-statique pour notre prototype de générateur.

En outre, le dimensionnement d'un SP en régime dynamique nécessiterait une étude de faisabilité complète. Celle-ci pourrait débiter par la modélisation que nous avons réalisée pour l'étude comparative d'un système électromagnétique et d'un système piézoélectrique (Annexe 1). En particulier, nous y avons montré l'influence du coefficient g_{33} sur la puissance volumique générée.

1.5.2.1 Dimensions géométriques du système piézoélectrique

Dans la partie 1.1.3, lors du calcul du coefficient de couplage intrinsèque, nous avons déterminé l'énergie électrique volumique générée par un barreau fonctionnant en mode longitudinal (Fig. 1.3). Il est facile d'en déduire l'énergie électrique totale générée, en fonction de la force $F = T \cdot L_1 L_2$ appliquée :

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot g_{33} d_{33} \frac{L_3}{L_1 L_2} \cdot F^2$$

A partir de cette expression, une réflexion peut être menée sur le moyen de maximiser cette énergie. Pour cela, le barreau doit être très long et de petite section. La réalisation d'un dispositif mécanique adapté à des barreaux de cette dimension peut poser problème. En outre, l'application d'une force élevée sur une petite surface peut s'avérer difficile, surtout si le GP complet doit être compact.

La même démarche d'optimisation des dimensions géométriques peut être effectuée pour les autres modes de déformation.

1.5.2.2 Mode de déformation

Le choix du mode de déformation est déterminant lorsque l'on cherche à maximiser l'énergie générée. En effet, pour une même énergie mécanique apportée, l'énergie électrique générée est d'autant plus grande que le coefficient de couplage intrinsèque est élevé. Pour un même matériau, les coefficients de couplage se classent de la manière suivante :

$$k_{33} > k_p \geq k_{15} \geq k_t > k_{31}$$

A priori, il est préférable de choisir le mode 33. Cependant, le mode 31 est souvent préféré au mode 33, pour plusieurs raisons.

D'une part, ce choix peut être lié à des contraintes de mise en oeuvre. Lorsque le SP doit être inséré dans un espace limité en hauteur, par exemple le talon d'une chaussure [SHE01], le mode 31 est mieux adapté à ce cahier des charges.

D'autre part, à cause de la rigidité très élevée des céramiques (parfois supérieure à $10^{11} N/m^2$), une contrainte très élevée est nécessaire pour obtenir un déplacement suffisant. Un coefficient de couplage élevé ne conduit pas forcément à une énergie générée élevée, si l'énergie mécanique apportée reste faible. De ce point de vue, les systèmes fonctionnant en mode 31 et en flexion sont intéressants car ils conduisent naturellement à un déplacement plus élevé, ce qui facilite l'apport d'énergie mécanique au SP.

1.5.2.3 Matériau piézoélectrique

Le choix du matériau est bien sûr essentiel. Considérons la céramique de type PZT-5A et le polymère PVDF, qui ont été comparés par les chercheurs du MIT pour l'application des chaussures piézoélectriques. Le dimorphe en PZT a généré une puissance de 8,4mW, contre 1,3mW pour le film de PVDF. Le choix du PZT est donc clair. Cependant, les caractéristiques des deux matériaux suggèrent une réflexion plus approfondie (Tab. 1.8).

Les valeurs des coefficients k_{31} confirment le choix du PZT. Or k_{31}^2 est proportionnel à la compliance mécanique, donc au module d'Young, qui est très différent pour les deux matériaux. Ceci explique que, malgré la supériorité du PZT en terme de couplage, le PVDF est supérieur en ce qui concerne le produit $g_{31}d_{31}$. A priori, pour une même contrainte appliquée, l'énergie volumique générée par le film de PVDF est donc supérieure à celle générée par la céramique PZT. En réalité, ça n'est pas si simple, car d'autres paramètres entrent en jeu :

- le volume de matériau utilisé, dont dépend l'énergie totale générée ;
- la contrainte maximale acceptée : celle du PZT-5A est 20 fois supérieure à celle du PVDF ;
- la forme de la contrainte appliquée par le DMA : le dimorphe en PZT réalise une amplification mécanique, tandis que le PVDF est simplement fixé à un substrat en plastique.

Ces paramètres vont déterminer les valeurs effectives de couplage et d'énergie électrique générée. L'expérience montre que le PZT est alors plus performant.

Propriété	Unité	PZT-5A	PVDF
Densité	$10^3 kg/m^3$	7,5	1,78
Permittivité relative	ϵ/ϵ_0	1200	12
Module d'Young	GPa	62	3
Contrainte maximale	MPa	19	$\simeq 1$
Déformation maximale	10^{-6}	300	200
d_{31}	$10^{-12} C/N$	-171	23
g_{31}	$10^{-3} Vm/N$	-11,4	216
$g_{31}d_{31}$	$10^{-12} CVm/N^2$	1,95	4,97
k_{31}	10^{-2}	34,4	12
k_{31}^2	10^{-2}	11,8	1,4

TAB. 1.8 – Caractéristiques du matériau céramique PZT-5A et du film en polymère PVDF

1.5.2.4 Conclusion

Nous avons présenté les différents points importants pour le dimensionnement d'un SP en régime quasi-statique :

- Premièrement, il est possible d'optimiser les dimensions géométriques du SP afin d'augmenter l'énergie électrique générée.

- Deuxièmement, pour un même matériau piézoélectrique, le choix du mode de déformation est guidé par les valeurs des coefficients de couplage, qui déterminent l'efficacité de la conversion mécano-électrique.

- Troisièmement, le choix du matériau peut être effectué en fonction des deux critères précédents (énergie électrique générée et/ou coefficient de couplage). Ceux-ci peuvent aboutir à des conclusions contradictoires. De plus, ces critères portent sur des grandeurs intrinsèques, calculées à partir d'un cycle mécanique de référence, différent du cycle mécanique réel. Pour pouvoir trancher, il est indispensable de réaliser des essais expérimentaux dans les conditions de fonctionnement imposées par le cahier des charges.

Le problème est donc plus complexe qu'en apparence. Néanmoins, dans l'optique de récupérer une énergie mécanique renouvelable et gratuite, ne faut-il pas privilégier l'énergie électrique générée, plutôt que l'efficacité de la conversion mécano-électrique ? Un impératif à respecter est bien sûr de minimiser l'effort requis de la part de l'utilisateur. C'est le rôle du DMA, dont la conception est aussi importante que celle du SP.

1.5.3 Exemples de dispositifs mécaniques d'application

Le DMA assure la fonction d'amplificateur d'effort, et éventuellement de multiplicateur de fréquence. Quatre exemples sont donnés ci-après. La plupart sollicitent le SP en régime quasi-statique, sauf dans un cas, où le SP est percuté par des billes.

Dispositifs amplificateurs d'effort

Tout d'abord, le prototype de chaussures du MIT récupère l'énergie de la marche grâce à un dispositif amplificateur formé de deux rubans piézoélectriques incurvés et précontraints (Fig. 1.17). La version simple de cet amplificateur (un seul ruban) a été initialement mis au point par la NASA. Baptisé THUNDER (Thin-Layer Composite Unimorph Ferroelectric Driver and Sensor), il est désormais commercialisé (Fig. 1.9). Son procédé de réalisation est décrit dans [SHE99] : chaque lame est constituée d'une couche de PZT 5A en sandwich entre plusieurs couches d'aluminium et de film adhésif diélectrique. Les deux lames sont incurvées et fixées de part et d'autre d'une lame-ressort métallique, et fonctionnent en mode 31. Le coefficient de couplage électromécanique du dispositif résultant est supérieur à celui des films PVDF classiques. Le coefficient de couplage effectif s'élève à 20% pour le dimorphe seul, et 12% pour le dimorphe placé dans le talon de la chaussure. Cela souligne en outre l'importance de l'adaptation mécanique du SP à son support.

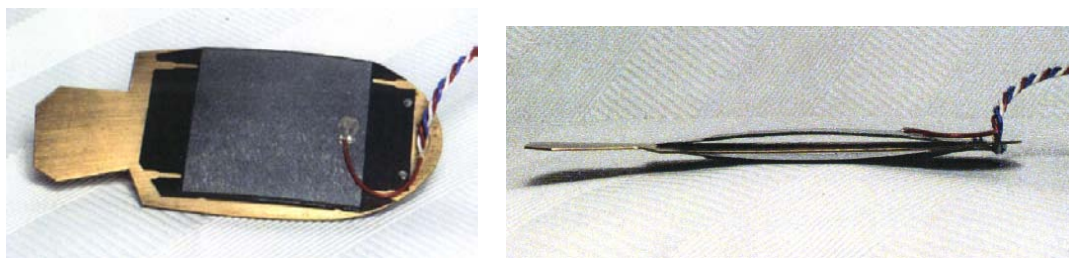


FIG. 1.17 – Photo du dimorphe destiné à être inséré au talon de chaussure [SHE99]

Poids (g)	16,3
Dimensions (mm)	76,2 × 50,8 × 0,635
Épaisseur de PZT (mm)	0,381
Capacité (nF)	76
Tension de claquage (V)	320
Fréquence de résonance (Hz)	47
Déplacement vertical (mm)	4,8

TAB. 1.9 – Propriétés du THUNDER (type 6R) [SHE99]

Le pendant de cet amplificateur est développé par les Technologies CEDRAT [CED], spécialisées dans les applications des matériaux actifs en génie électrique. Ils ont mis au point des Actionneurs Piézoélectriques Amplifiés (APA) performants (Fig. 1.18) : le principe est un barreau piézoélectrique précontraint et encastré dans une carcasse symétrique (pas de couples de torsion) déformable, permettant une amplification mécanique de 10, et ce avec une durée de vie excellente (1000 cycles). Cette gamme d'actionneurs peut être utilisée pour la génération d'énergie, et améliorer le rendement global de conversion.

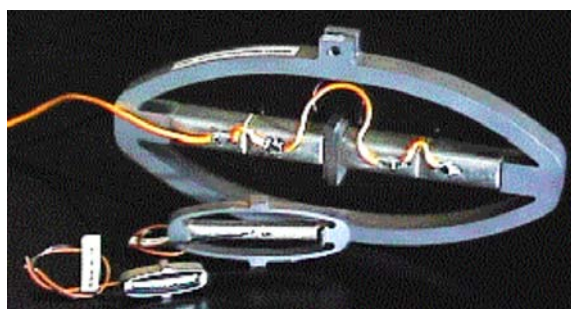


FIG. 1.18 – Photo d'Actionneurs Piézoélectriques Amplifiés (APA) développés par CEDRAT Technologies [CED]

Dispositifs amplificateurs d'effort et multiplicateurs de fréquence

Les dispositifs suivants, plus complexes, ont été brevetés et rivalisent d'originalité...

Le GP décrit dans un brevet américain, datant de septembre 2002 [GHA02], utilise un dispositif

rotatif actionné à la main par une manivelle ou au pied par une pédale. Les deux versions correspondantes du dispositif sont présentées figure 1.19. La vue éclatée du dispositif à manivelle (Fig. 1.20) fait apparaître divers éléments circulaires. La partie active du GP est un disque muni de lames constituées d'une couche piézoélectrique et de deux électrodes métalliques. Lors du mouvement rotatif, les lames, appuyées contre un disque à profil sinusoïdal (Fig. 1.21), sont fléchies et subissent une force sinusoïdale. Le dispositif permet une multiplication de fréquence : la fréquence de la force est égale à celle du mouvement de l'utilisateur, multipliée par le nombre de motifs du profil sinusoïdal. Cette multiplication de fréquence permet d'accroître l'énergie électrique générée, mais n'est probablement pas suffisante pour atteindre la fréquence de résonance du SP.

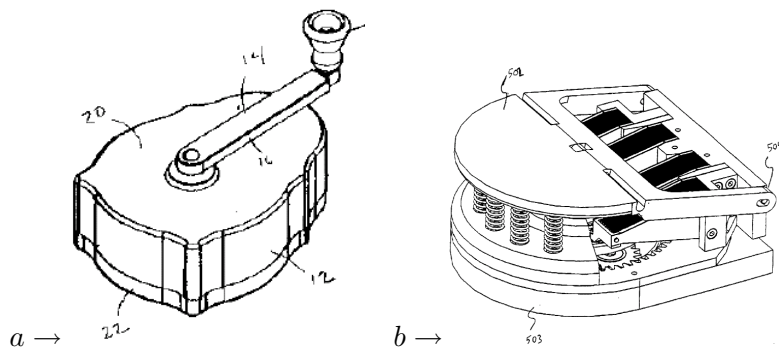


FIG. 1.19 – Schémas des dispositifs rotatifs à manivelle (a) et à pédale (b)

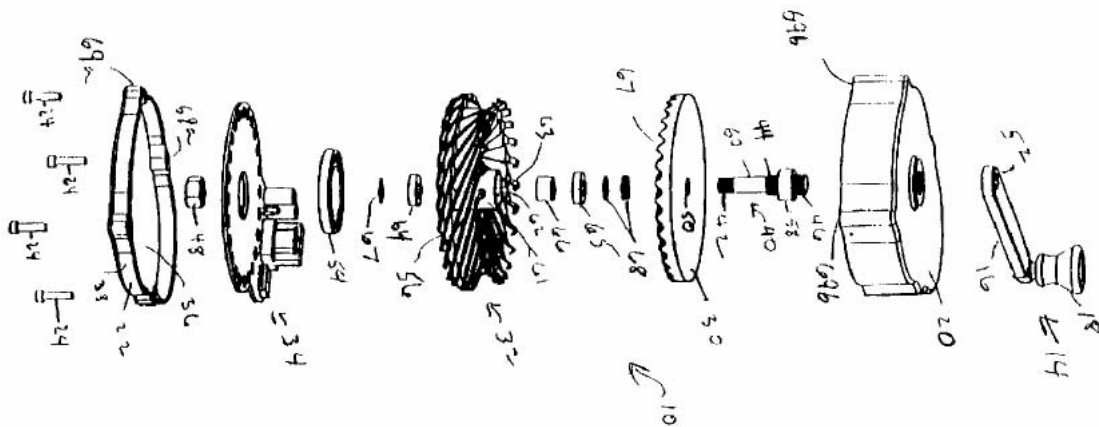


FIG. 1.20 – Vue éclatée du dispositif rotatif à manivelle

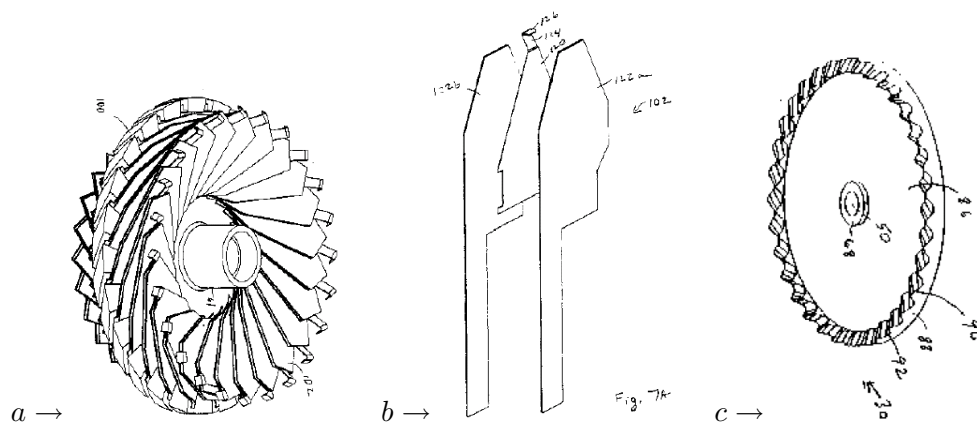


FIG. 1.21 – Assemblage de lames électroactives (a), lame seule (b) et bande d'application à profil sinusoïdal (c)

Un brevet japonais publié simultanément propose également une structure rotative [ATS02]. Cette fois, la partie centrale est munie de masselottes qui, une fois mises en mouvement, percutent des barreaux piézoélectriques répartis à l'intérieur d'un cylindre (Fig. 1.22 a). Une version inversée est proposée, avec les barreaux positionnés sur la partie centrale, dont le profil peut être triangulaire (Fig. 1.22 b). Aucune donnée numérique n'est mentionnée dans le brevet, mais nous pouvons supposer que ce dispositif permet un fonctionnement dynamique du SP, qui est soumis à des chocs. Une hélice ou une roue peuvent être ajoutés au système, qui devient un générateur héolien ou hydraulique. D'autres applications, pour le moins surprenantes, sont proposées (Fig. 1.23) : des boucles d'oreilles, une ceinture et une touche qui rappelle celle du télégraphe !

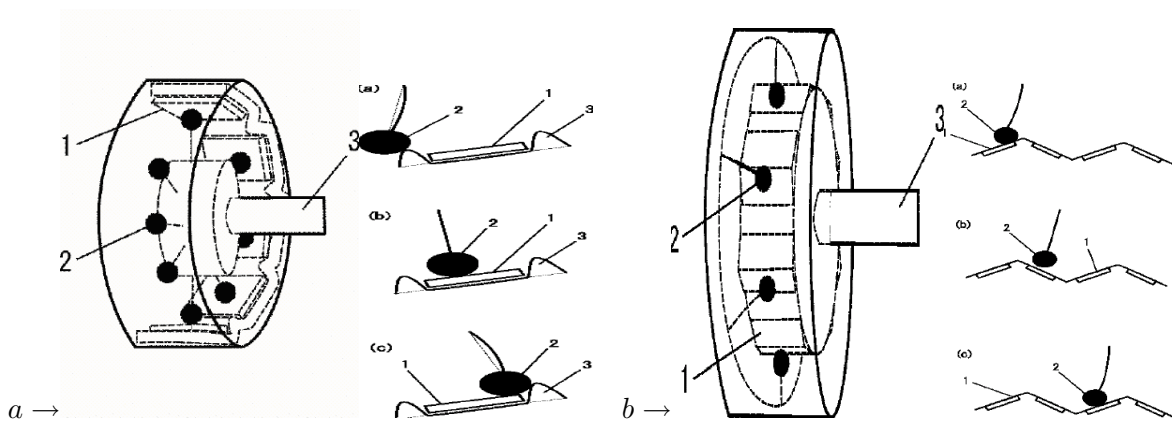


FIG. 1.22 – Dispositifs rotatifs appliquant des chocs aux barreaux piézoélectriques

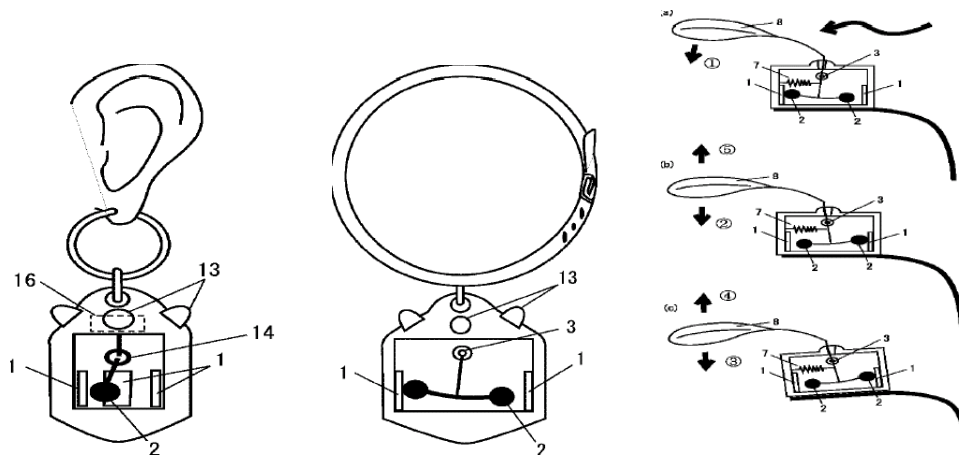


FIG. 1.23 – Exemples de générateurs miniatures

La recherche d'un DMA performant est ouverte, comme le montrent ces exemples. Au delà de l'aspect anecdotique, ces brevets montrent la diversité des solutions et leur ingéniosité. Le champ d'action est libre...

1.5.4 Système de récupération

Un étage important du GP est le convertisseur statique permettant de transformer l'énergie électrique "brute", délivrée par le SP, en énergie utilisable par la charge, ou stockable. Nous allons voir au cours des chapitres 2 et 3 que le SP présente des caractéristiques particulières, spécialement en régime quasi-statique. L'état de l'art sur les convertisseurs statiques utilisés dans les GP sera abordé au début du chapitre 4.

1.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la problématique de la génération d'énergie à l'aide de matériaux piézoélectriques, dans le but d'alimenter des appareils électroniques portables.

Depuis quelques années, de nombreux groupes de recherche s'intéressent à la récupération de l'énergie des mouvements humains, car même si une faible proportion seulement peut être convertie en énergie électrique, celle-ci permettrait d'alimenter certains appareils portables, dont la puissance est comprise entre $10\mu W$ et $1mW$. Pour réaliser la conversion électromécanique, le système utilisé est le plus souvent de type électromagnétique ou piézoélectrique. Les systèmes électromagnétiques sont plus anciens, et pour le moment plus performants que les systèmes piézoélectriques (SP), mais ces derniers suscitent un regain d'intérêt dans la communauté scientifique depuis une dizaine d'années. En effet, même si l'énergie délivrée par un SP est actuellement de quelques mW, ces matériaux offrent l'avantage d'être compacts, donc peuvent s'intégrer facilement dans un générateur portable. Parmi les divers matériaux existants, les plus performants en terme de couplage électromécanique sont les céramiques PZT. En

outre, elles sont très rigides, ce qui leur confère une bonne résistance aux efforts élevés. En contrepartie, elles sont difficiles à déformer, or cette déformation est nécessaire pour pouvoir leur apporter une énergie mécanique suffisante. L'efficacité de la conversion mécano-électrique est jugée d'après le coefficient de couplage. Nous avons insisté sur la distinction entre le coefficient de couplage intrinsèque et le coefficient de couplage effectif. Le premier, calculé à partir d'un cycle mécanique normalisé parcouru à basse fréquence, permet d'estimer et de comparer les performances de matériaux différents. Le second correspond au cycle mécanique réel du SP, et permet une comparaison des matériaux dans les conditions réelles de fonctionnement, quel que soit le régime, quasi-statique ou dynamique.

Divers exemples ont illustré les choix qu'impose la conception d'un générateur portable, au niveau de ses trois étages de conversion :

- Le DMA : Ce dispositif convertit l'effort humain en une contrainte élevée appliquée au système piézoélectrique. Il réalise une amplification de contrainte, et éventuellement une multiplication de fréquence. Les dispositifs mécaniques sont essentiels en fonctionnement quasi-statique et peuvent être très ingénieux. Ce domaine de recherche est en pleine émergence.

- Le SP : C'est l'étage actif du GP. Les dimensions du SP peuvent être optimisées pour générer un niveau d'énergie souhaité. Les matériaux utilisés sont soit des films PVDF, soit des céramiques PZT, les secondes étant pour le moment plus performantes. Les recherches actuelles sur les monocristaux et sur les composites en feront peut-être des concurrents.

- Le SR : Le système de récupération a pour rôle de convertir l'énergie délivrée par le SP en énergie utilisable ou stockable. Cet aspect sera détaillé dans le chapitre 4.

Enfin, le choix du régime de fonctionnement, dynamique ou quasi-statique, détermine les choix techniques cités ci-dessus. Les performances des deux types de SP sont difficiles à comparer, tant les paramètres sont nombreux. En particulier, le DMA détermine entièrement la forme de la contrainte appliquée au SP. Il fixe donc la valeur du coefficient de couplage effectif, et par conséquent la quantité d'énergie électrique générée.

Chapitre 2 : Modélisation du système piézoélectrique en régime quasi-statique

Chapitre 2

Modélisation du système piézoélectrique en régime quasi-statique

Ce chapitre est consacré à l'étude théorique du système piézoélectrique (SP), qui constitue la partie centrale du générateur piézoélectrique (GP). Après la description des deux types de barreaux de PZT choisis, nous aborderons un point important de la modélisation : il concerne le choix des équations de la piézoélectricité, en fonction du mode de déformation, et de la géométrie du SP. Ensuite, nous présenterons l'évolution des circuits équivalents, qui concernent surtout le régime dynamique, qui correspond à la majorité des applications des matériaux piézoélectriques. Nous présenterons alors le modèle du SP en régime quasi-statique, et terminerons par une étude prédictive du fonctionnement du SP sous l'effet d'une contrainte mécanique de forme exponentielle. Cette forme de contrainte est en effet proche de celle appliquée par notre DMA.

2.1 Description du système piézoélectrique

Les SP utilisés pour les deux maquettes de test sont des barreaux parallélépipédiques en céramique PZT (Fig. 2.1). Les barreaux de dimensions $3mm \times 3mm \times 1cm$ sont déformés selon le mode 33. Ceux de dimensions $2mm \times 4mm \times 2cm$ sont déformés selon le mode 31. Les dimensions des barreaux selon les 3 axes sont notées L_i . Les aires des surfaces orthogonales à l'axe i sont notées A_i .

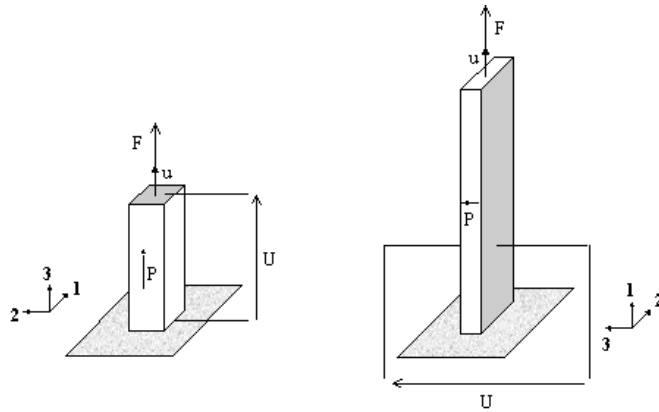


FIG. 2.1 – Barreaux de céramique PZT fonctionnant en mode 33 ou 31

Chaque barreau est encastré d'un côté. Sur la face opposée, il est soumis à une force F de compression, que l'on suppose uniforme sur toute la surface. Comme nous ne connaissons pas la répartition spatiale réelle de la contrainte, nous supposons que F est la valeur moyenne de la contrainte réelle, sur la surface du barreau.

Etant donné les dimensions des barreaux, les autres modes de déformation sont supposés négligeables. Les circuits équivalents présentés ci-après sont donc unidimensionnels : les grandeurs sont supposées uniformes dans le plan orthogonal à l'axe 3 ou à l'axe 1.

Précisons les notations utilisées dans ce chapitre :

F : force appliquée à l'extrémité du barreau

V : vitesse de l'extrémité du barreau

u : déplacement de l'extrémité du barreau

U : tension entre les électrodes du barreau

Q : charge électrique sur les faces du barreau

I : courant à travers le barreau

ρ : masse volumique du matériau

T_i, S_i, E_i, D_i : contrainte, déformation relative, champ électrique et induction électrique, selon l'axe i

2.2 Choix des équations piézoélectriques selon le mode de déformation et la géométrie du système piézoélectrique

Un point essentiel de la modélisation du SP est le choix du couple de variables pour la mise en équation. En effet, selon le mode de déformation et la géométrie du SP, il conviendra de choisir T_i ou S_i d'une part, E_i ou D_i d'autre part.

Prenons l'exemple d'un barreau long fonctionnant en mode 33 (Fig. 2.1 gauche). Si les dimensions du barreau remplissent la norme [IEE87], les autres modes de déformation sont négligeables. Cependant, que l'on parle de "mode de déformation" en régime quasi-statique, ou de "mode de vibration" en régime dynamique, cela désigne un couplage électromécanique. Ainsi, la contrainte T_3 n'entraîne pas l'apparition d'une polarisation selon les axes 1 et 2. Pourtant, sous l'effet d'une compression lente selon l'axe 3, le barreau long se déforme latéralement, et prend l'allure d'un tonnelet. Cette déformation est négligeable si la céramique a la forme d'un disque mince.

En conclusion, si $L_3 \gg L_{i \neq 3}$, les grandeurs $S_{i \neq 3}$ ne sont pas nulles, mais $T_{i \neq 3} = 0$, donc il convient de choisir la variable T_3 .

La variable électrique choisie est D_3 puisque $\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$. En effet, $D_3(x_3) = \frac{Q}{A_3(x_3)}$ est supposée uniforme selon l'axe 3. On retrouve cette condition sur D dans les modes où la déformation a lieu selon le même axe que la polarisation (mode longitudinal et épaisseur). La condition $\frac{\partial E_3}{\partial x_{i \neq 3}} = 0$ est vérifiée lorsque la déformation est perpendiculaire à l'axe de polarisation (mode transversal). Dans ce cas, c'est la variable E_3 qui est choisie.

Pour chaque mode, le couple d'équations choisies fait apparaître un jeu de coefficients électromécaniques, que nous appelons "coefficients intrinsèques", à partir desquels tous les autres coefficients sont calculés. Nous appelons ces derniers "coefficients effectifs", car ils diffèrent des coefficients fournis par le fabriquant. Celui-ci ne fournit que les coefficients intrinsèques. Les mêmes qualificatifs s'appliquent au coefficient de couplage. L'annexe 2 détaille le calcul des coefficients effectifs pour les modes longitudinal, épaisseur et transversal, selon la géométrie du dispositif.

2.3 Evolution des circuits équivalents depuis le modèle de Mason

Les matériaux piézoélectriques ont le plus souvent été utilisés pour leurs propriétés de circuit résonant (émetteurs acoustiques, microphones, filtres, transformateurs). De même, dans les applications dédiées à la génération électrique (générateurs d'arc, ou plus récemment générateurs de puissance à partir de vibrations), le fonctionnement en régime dynamique est le plus souvent rencontré. C'est pourquoi la plupart des modèles mis au point depuis le modèle de Mason, en 1950, présentent des circuits résonants.

2.3.1 Mise en équation en régime dynamique

Ces modèles résonants sont établis à partir des équations statiques de la piézoélectricité, auxquelles s'ajoute la loi de Newton. Par exemple, pour un barreau long fonctionnant en mode 33 :

$$S_3 = s_{33}^D T_3 + g_{33} D_3 \quad (2.1)$$

$$E_3 = -g_{33} T_3 + \beta_{33}^T D_3 \quad (2.2)$$

$$\frac{\partial T_3}{\partial x_3} = -\rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

En outre, quatre relations lient respectivement T_3 , S_3 , E_3 et D_3 à F , u , U et I :

$$T_3 = \frac{F}{A_3} \quad S_3 = \frac{\partial u}{\partial x_3} \quad E_3 = -\frac{\partial U}{\partial x_3} \quad \frac{I}{A_3} = \frac{\partial D_3}{\partial t} \quad (2.3)$$

La résolution de ces équations aboutit au système suivant, exprimé dans le domaine fréquentiel (p : variable de Laplace) :

$$\frac{du}{dx_3} = -p \frac{s_{33}^D}{A_3} \left(F - \frac{g_{33}}{s_{33}^D} \cdot \frac{I}{p} \right) \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dx_3} \left(F - \frac{g_{33}}{s_{33}^D} \cdot \frac{I}{p} \right) = -\rho A_3 p u \quad (2.5)$$

$$U = \frac{g_{33}}{s_{33}^D \cdot p} (u_1 - u_2) + \frac{I}{C_0 p}$$

C_0 est généralement appelée “capacité bloquée”. C’est la capacité d’un condensateur dont le diélectrique, non piézoélectrique, aurait la même permittivité que la céramique piézoélectrique.

$$C_0 = \frac{A_3}{L_3 \beta_{33e}^S} \quad (2.6)$$

$$\text{où } \beta_{33e}^S = \beta_{33}^T \left(1 + \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T} \right).$$

2.3.2 Analogie électromécanique

Les équations 2.4 et 2.5 correspondent à celles d’une ligne sans pertes :

$$\frac{dU}{dx} = -Lp \cdot I$$

$$\frac{dI}{dx} = -Cp \cdot U$$

Elles vérifient l’analogie classique entre grandeurs électriques et mécaniques (Tab. 2.1). Ainsi, un système {masse, ressort, amortisseur} peut être modélisé par une impédance électrique RLC, généralement appelée “branche motionnelle” (Fig. 2.2).

Grandeurs mécaniques	Grandeurs électriques
Déplacement : u (m)	Charge électrique : Q (C)
Vitesse : V (m/s)	Courant : I (A)
Force : F (N)	Tension : U (V)
Masse : M (kg)	Inductance : L (H)
Raideur : k (N/m)	Capacité : C (F)
Amortissement : ρ_m (kg/s)	Résistance : R (Ω)
Extrémité encastree : $V = 0$	$I = 0$
Extrémité libre : $F = 0$	$U = 0$

TAB. 2.1 – Analogie électromécanique

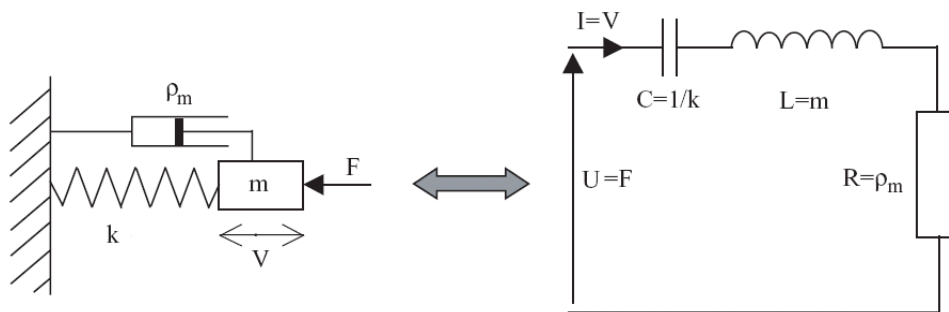


FIG. 2.2 – Système mécanique {masse, ressort, amortisseur} et circuit électrique équivalent

2.3.3 Evolution des circuits équivalents

Le modèle de Mason reste le plus connu [MAS50]. Le circuit, présenté figure 2.3 (a), fait apparaître des impédances Z_1 et Z_2 fonctions de la fréquence et un transformateur représentant le couplage électromécanique. En mode 33, une capacité négative est située en sortie du transformateur, elle s'explique également par le couplage électromécanique. Ce modèle peut être linéarisé au voisinage de la fréquence de résonance (Fig. 2.3 b).

Ce modèle inspire par la suite plusieurs circuits : en 1961, Redwood remplace le réseau d'impédances mécaniques par une ligne de transmission [RED61]; en 1994, Leach modifie le modèle de Redwood en remplaçant le transformateur par des sources commandées, ce qui supprime la capacité négative [LEA94].

Nous avons perfectionné ce modèle en y ajoutant les pertes diélectriques, mécaniques et piézo-électriques (Fig. 2.3 d) [POUsept03]. Ce modèle est intéressant car, tout en étant une représentation mathématique, il est proche des phénomènes physiques :

- il prend en compte le temps de parcours de l'onde d'une extrémité à l'autre du barreau ;
- les pertes apparaissent au niveau intrinsèque (parties imaginaires des constantes mécaniques, électriques et piézoélectriques), et non par l'intermédiaire de résistances équivalentes.

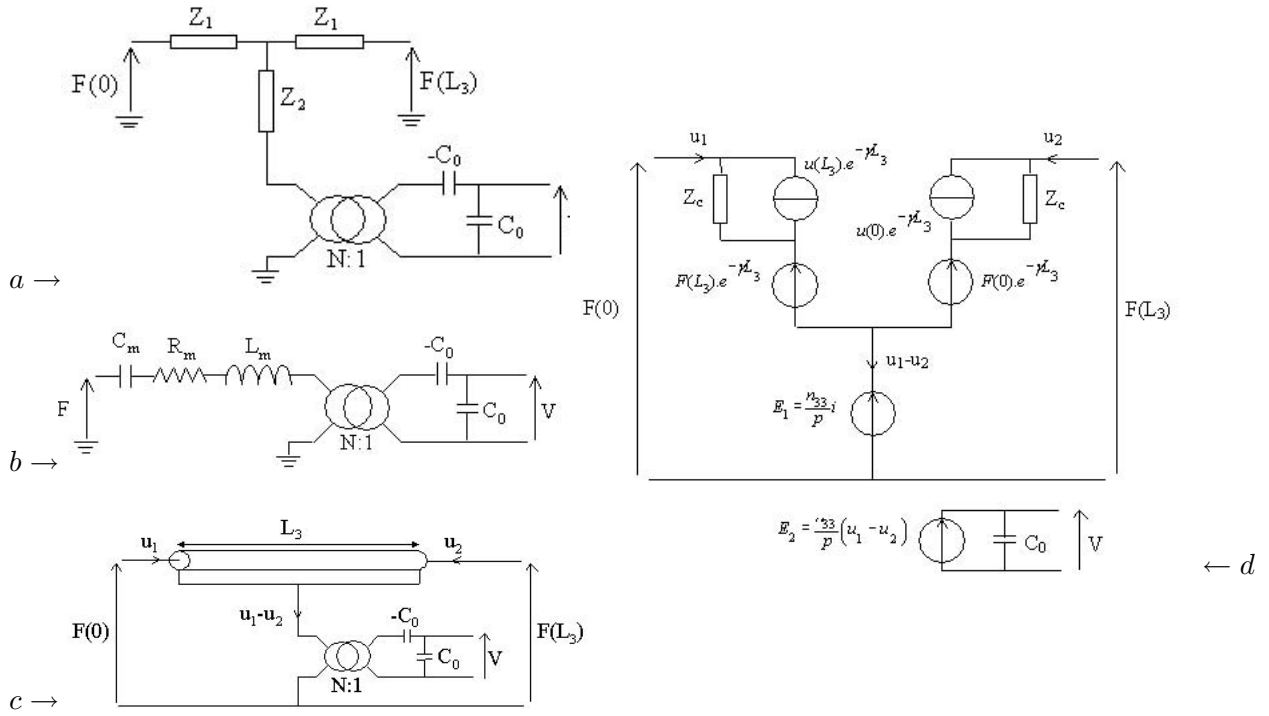


FIG. 2.3 – Evolution des modèles des matériaux piézoélectriques en régime dynamique : a et b [MAS50], c [RED61], d [POUsept03]

2.4 Circuit équivalent en régime quasi-statique

Notre générateur étant destiné à récupérer l'énergie des mouvements humains, la fréquence de la contrainte mécanique appliquée au dispositif piézoélectrique est très faible par rapport à ses modes de résonance. Le modèle utilisé est donc uniquement déterminé à partir des équations statiques de la piézoélectricité. Il est possible d'obtenir ce modèle à partir des modèles établis en régime dynamique, en faisant tendre simplement la fréquence vers 0. Dans ce cas, les éléments inductifs n'interviennent plus, de même que les résistances de pertes mécaniques, car celles-ci sont très faibles à basse fréquence.

2.4.1 Barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 33

En régime quasi-statique, certains termes de l'équation (2.3) se simplifient :

$$T_3 = \frac{F}{A_3} \quad S_3 = \frac{u}{L_3} \quad E_3 = -\frac{U}{L_3} \quad I = A_3 \frac{dD_3}{dt} \quad (2.7)$$

A partir des équations (2.1), (2.2) et (2.7), un calcul détaillé en annexe 3 aboutit au système suivant :

$$\left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right)$$

$$NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt}$$

où C_m est la capacité mécanique équivalente :

$$C_m = s_{33}^D \frac{L_3}{A_3} \quad (2.8)$$

C_0 est la capacité précédemment définie (2.6), et enfin :

$$N = \frac{g_{33}}{s_{33}^D} C_0 = h_{33e} C_0 \quad (2.9)$$

Ces équations, en accord avec l'analogie électromécanique tension - force et courant - vitesse, se traduisent par le circuit présenté figure 2.4 (a). Le coefficient N , tel qu'il pondère force F et vitesse V , suggère d'introduire un transformateur de rapport $N : 1$, reliant ainsi les 2 branches mécanique et électrique (Fig. 2.4 b). Ce transformateur, associé à la capacité négative $-C_0$, modélise la conversion électromécanique due à la piézoélectricité.

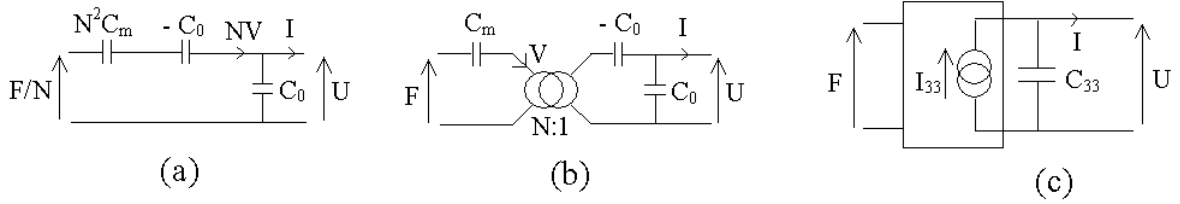


FIG. 2.4 – Circuits équivalents au barreau piézoélectrique en mode 33

Ce circuit peut être mis sous la forme d'un générateur de Norton équivalent, comprenant une source de courant I_{33} et une impédance Z_{33} en parallèle :

$$I_{33} = \frac{F}{N} \cdot \frac{1}{\frac{1}{j\omega N^2 C_m} - \frac{1}{j\omega C_0}}$$

$$Z_{33} = \frac{N^2 C_m}{C_0} \left(\frac{1}{j\omega N^2 C_m} - \frac{1}{j\omega C_0} \right)$$

Dans le domaine temporel, le barreau piézoélectrique est équivalent à une source de courant I_{33} proportionnelle à la dérivée de la force appliquée, en parallèle avec une capacité C_{33} (Fig. 2.4 c) :

$$I_{33}(t) = \Lambda_{33} \cdot \frac{dF}{dt}$$

$$\Lambda_{33} = \frac{N C_m C_0}{C_0 - N^2 C_m}$$

$$C_{33} = \frac{C_0^2}{C_0 - N^2 C_m}$$

Ces expressions se simplifient lorsque l'on remplace C_0 , C_m et N par (2.6), (2.8) et (2.9) :

$$\Lambda_{33} = \frac{g_{33}}{\beta_{33}^T}$$

$$C_{33} = \frac{A_3}{L_3 \beta_{33}^T}$$

Le barreau piézoélectrique, de dimensions $3mm \times 3mm \times 1cm$, est constitué de céramique PZT P188 de Quartz&Silice (Saint-Gobain Quartz). Le tableau 2.2 présente les caractéristiques de ce matériau ainsi que les paramètres du modèle. Le 1er mode de résonance apparaît à 94,4 kHz. La fréquence de la contrainte appliquée est donc très faible par rapport à la fréquence naturelle de vibration du système. La capacité de 12pF, mesurée à 100Hz avec l'analyseur de réseau, est en accord avec la valeur théorique de C_{33} .

Caractéristiques du P188	Paramètres du modèle
$s_{33}^D = 9,09 \cdot 10^{-12} m^2/N$	$\Lambda_{33} = 4,25 \cdot 10^{-10} C/N$
$\varepsilon_{33}^T = 1850 \cdot \varepsilon_0$	$C_{33} = 14,7 pF$
$g_{33} = 26 \cdot 10^{-3} Vm/N$	$C_0 = 6,64 pF$
$\tan\delta \leq 0,02$ (pertes diélectriques)	$C_m = 10,1 nF$
$Q_m = 80$ (1 ^{er} mode)	$N = 19,0 \cdot 10^{-3}$

TAB. 2.2 – Caractéristiques du matériau P188 et paramètres du modèle (mode 33)

2.4.2 Barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 31

Considérons maintenant un barreau long fonctionnant en mode 31 (Fig. 2.1 droite). Les équations régissant le comportement du barreau en régime quasi-statique sont :

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \quad (2.10)$$

$$D_3 = d_{31} T_1 + \varepsilon_{33}^T E_3 \quad (2.11)$$

$$T_1 = \frac{F}{A_1} \quad S_1 = \frac{u}{L_1} \quad E_3 = -\frac{U}{L_3} \quad I = A_3 \frac{dD_3}{dt} \quad (2.12)$$

La résolution de ces trois équations, détaillée dans l'annexe 3, aboutit au système :

$$\frac{1}{N^2 C_m} \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right)$$

$$NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt}$$

faisant apparaître les capacités mécanique et diélectrique :

$$C_m = s_{11}^E \frac{L_1}{A_1} \quad (2.13)$$

$$C_0 = \varepsilon_{33e}^S \frac{A_3}{L_3} = \left(\varepsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \frac{A_3}{L_3} \quad (2.14)$$

ainsi que le rapport N du transformateur de couplage électromécanique :

$$N = \frac{d_{31}L_2}{s_{11}^E} \quad (2.15)$$

Le circuit équivalent correspondant diffère de celui du mode 33, car il ne présente pas de capacité négative dans la branche électrique (Fig. 2.5 b). Ceci est logique dans la mesure où la déformation est perpendiculaire à l'axe de polarisation. La capacité diélectrique effective, qui dépend de la distance entre les électrodes, ne varie donc pas lorsque le barreau est déformé.

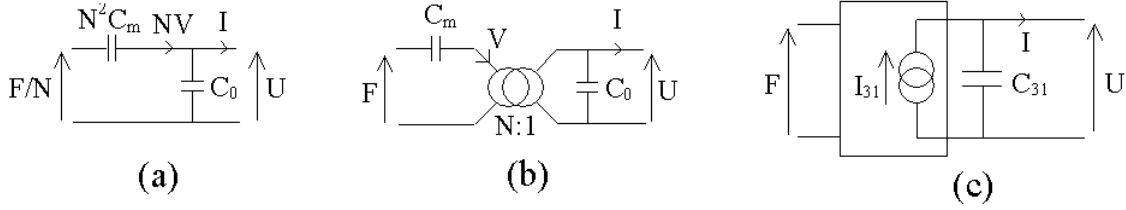


FIG. 2.5 – Circuits équivalents au barreau piézoélectrique en mode 31

Le générateur de Norton, comme celui établi en mode 33, est une source de courant I_{31} proportionnelle à la dérivée de la force appliquée, en parallèle avec une capacité C_{31} (Fig. 2.5 c) :

$$I_{33}(t) = \Lambda_{31} \cdot \frac{dF}{dt}$$

$$\Lambda_{31} = NC_m$$

$$C_{31} = N^2 C_m + C_0$$

En remplaçant C_m , C_0 et N par leurs expressions (2.13), (2.14) et (2.15) on obtient :

$$\Lambda_{31} = d_{31} \frac{L_1}{L_3}$$

$$C_{31} = \varepsilon_{33}^T \frac{A_3}{L_3}$$

Le barreau piézoélectrique, de dimensions $2mm \times 4mm \times 2cm$, est constitué de céramique PZT PIC151 de PI Ceramic (Polytec PI). Le tableau 2.3 présente les caractéristiques de ce matériau ainsi que les paramètres du modèle. Le 1er mode de résonance apparaît à 70 kHz. La fréquence de la contrainte appliquée est donc très faible, comparée à la fréquence naturelle de vibration du système. La capacité de 930pF, mesurée à 100Hz avec l'analyseur de réseau, est proche de la valeur théorique de C_{31} .

Caractéristiques du PIC151	Paramètres du modèle
$s_{11}^E = 15,0 \cdot 10^{-12} m^2/N$	$\Lambda_{31} = -2,10 \cdot 10^{-9} C/N$
$\varepsilon_{33}^T = 2400 \cdot \varepsilon_0$	$C_{31} = 1,04 nF$
$d_{31} = -210 \cdot 10^{-12} m/V$	$C_0 = 920 pF$
$\tan\delta \leq 0,015$ (pertes diélectriques)	$C_m = 37,5 nF$
$Q_m = 120$ (1 ^{er} mode)	$N = -56,0 \cdot 10^{-3}$

TAB. 2.3 – Caractéristiques du matériau PIC151 et paramètres du modèle (mode 31)

2.4.3 Pertes mécaniques et diélectriques à basse fréquence

Les modèles établis ne prennent pas en compte d'éventuelles pertes mécaniques, diélectriques ou piézoélectriques.

En fonctionnement dynamique, nous avons modélisé les différents types de pertes dans [POUsept03]. En résumé, l'existence des pertes piézoélectriques est sujet à controverse. Les pertes diélectriques et mécaniques dépendent de la fréquence et de l'intensité du champ électrique.

En fonctionnement quasi-statique, les pertes mécaniques sont nulles. En effet, on les représente généralement dans la branche motionnelle par une résistance série proportionnelle à la fréquence.

Les pertes diélectriques sont faibles à basse fréquence. Elles sont représentées par une résistance R_0 , inversement proportionnelle à la fréquence, en parallèle avec C_0 :

$$R_0 = \frac{1}{2\pi f C_0 \tan\delta} \geq 10^{10} \Omega \quad \text{si } f \leq 100 Hz$$

La mesure de l'impédance d'un barreau $2mm \times 4mm \times 2cm$, avec l'analyseur de réseau, conduit à $R_0 = 81 M\Omega$ pour une fréquence de 100Hz. Des mesures complémentaires pourraient être effectuées, dans nos conditions de fonctionnement, afin de vérifier si ces pertes sont négligeables. C'est néanmoins l'hypothèse que nous avons formulée dans le cadre de notre étude.

2.4.4 Conclusion

Nous avons présenté les modèles basse fréquence de deux barreaux de PZT, l'un fonctionnant en mode 33, l'autre en mode 31. Les circuits équivalents reposent sur l'analogie électromécanique, qui fait correspondre les forces aux tensions et les vitesses aux courants. Un transformateur, placé entre

la branche mécanique et la branche électrique, représente le couplage électromécanique. Le générateur de Norton équivalent est constitué d'une source de courant proportionnelle à la dérivée de la force, en parallèle avec une capacité. Les paramètres du modèle sont fonction des coefficients électromécaniques et des dimensions du barreau. Ce modèle est en accord avec celui établi dans [GAR02] pour les systèmes d'allumage piézoélectriques.

2.5 Etude théorique pour une contrainte de forme exponentielle

A l'aide du modèle précédemment établi, il est possible de prédire le fonctionnement du barreau sous l'effet d'une contrainte donnée. Deux raisons nous ont conduits à choisir une contrainte de forme exponentielle, plutôt que sinusoïdale ou trapézoïdale.

D'une part, cette forme de contrainte est plausible pour notre DMA. L'application d'une contrainte de forme trapézoïdale nécessiterait un dispositif à compression graduelle (Fig. 1.16).

D'autre part, il est inutile de choisir une forme plus complexe, par exemple la réponse à un échelon d'un système du second ordre, qui présente donc une tangente horizontale à l'origine. Ce type de contrainte ne donne pas de résultats théoriques plus proches des mesures expérimentales que ceux obtenus avec une simple contrainte exponentielle.

2.5.1 Calcul des grandeurs électromécaniques dans le cas d'une charge RC

Considérons le barreau précédent aux bornes duquel est connectée une charge RC parallèle. Pendant la phase de compression, la force appliquée à la surface du barreau est de forme exponentielle :

$$t \in [0; T] : F(t) = F_0 [1 - \exp(-t/\tau_M)]$$

La source de courant I_{33} correspondante est :

$$I_{33}(t) = \frac{\Lambda_{33}}{\tau_M} \cdot F_0 \cdot \exp(-t/\tau_M)$$

L'équation différentielle à résoudre est :

$$RI_{33} = \tau \cdot \frac{dU}{dt} + U \quad \text{avec } \tau = R(C + C_{33}) \quad (2.16)$$

La solution de cette équation est de la forme :

$$t \in [0; T] : U(t) = (U(0) + U_p) \exp(-t/\tau) - U_p \cdot \exp(-t/\tau_M) \quad \text{avec } U_p = \frac{\Lambda_{33} F_0 R}{\tau - \tau_M}$$

De même, pendant la phase de relaxation, la force appliquée décroît exponentiellement :

$$t \in [T; 2T] : F(t) = F_0 \cdot \exp(-t/\tau_M)$$

La tension $U(t)$ vérifie toujours l'équation (2.16), où la source de courant a maintenant pour expression :

$$I_{33}(t) = -\frac{\Lambda_{33}}{\tau_M} \cdot F_0 \cdot \exp(-t/\tau_M)$$

La tension générée pendant la phase de relaxation a pour expression :

$$t \in [T; 2T] : U(t) = (U(T) - U_p) \exp\left(-\frac{t-T}{\tau}\right) + U_p \cdot \exp\left(-\frac{t-T}{\tau_M}\right) \quad \text{avec } U_p = \frac{\Lambda_{33} F_0 R}{\tau - \tau_M}$$

Supposons que $F_0 = 11,6N$ et $\tau_M = 3ms$. La figure 2.6 présente vitesse, tension et courant pour une charge $R = 30M\Omega$ et $C=22pF$ connectée directement aux bornes de la céramique. La constante électrique τ vaut 1,1 ms. L'instant et la valeur du maximum de tension sont déterminés par les propriétés géométriques et piézoélectriques du barreau, la charge RC et les caractéristiques de la force F_0 et τ_M .

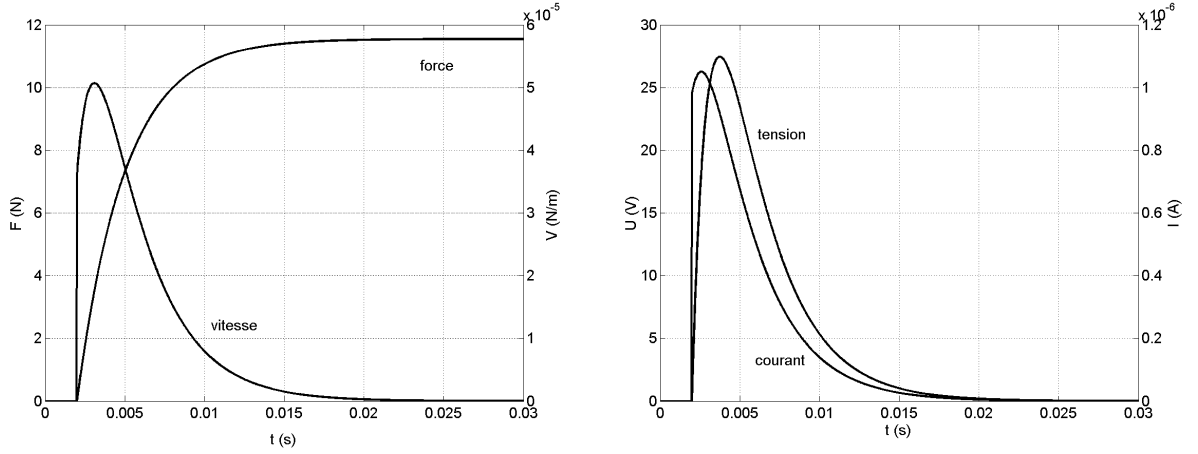


FIG. 2.6 – Contrainte $F(t)$ ($F_0 = 11,6N$ et $\tau_M = 3ms$), vitesse, tension et courant calculés pour $R = 30M\Omega$ et $C=22pF$

2.5.2 Bilan d'énergie dans le cas d'une charge RC avec redresseur

La charge RC est maintenant connectée au SP via un redresseur (Fig. 2.7). Supposons la contrainte périodique de période $2T$:

$$t \in [0; T] : F(t) = F_0 [1 - \exp(-t/\tau_M)]$$

$$t \in [T; 2T] : F(t) = F_0 \cdot \exp(-t/\tau_M)$$

La tension aux bornes de la charge vérifie l'équation (2.16) sur les deux intervalles de la période. En régime établi, elle a pour expression :

$$U(t) = U_p \nu \cdot \exp(-t/\tau) - U_p \cdot \exp(-t/\tau_M)$$

$$\nu = \frac{1 - \exp(-T/\tau_M)}{1 - \exp(-T/\tau)}$$

La figure 2.8 présente l'évolution temporelle de U pour $R = 30M\Omega$, $C=22pF$ et toujours la même contrainte mécanique.

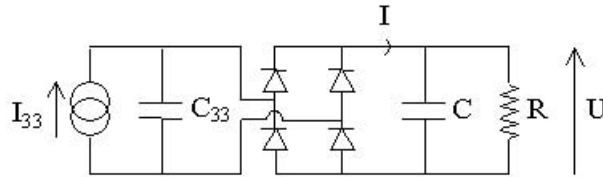


FIG. 2.7 – Système piézoélectrique avec pont de diode et charge RC

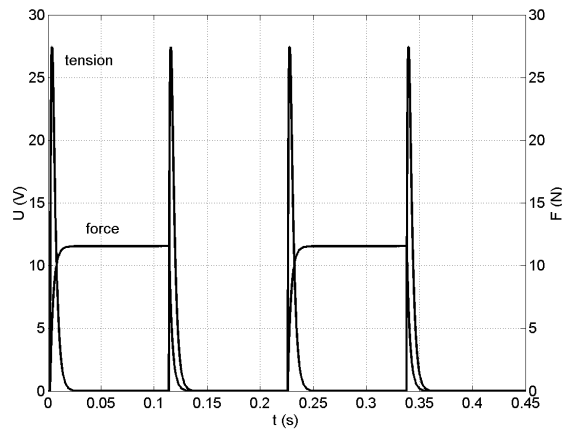


FIG. 2.8 – Force ($F_0 = 11,6N$ et $\tau_M = 3ms$) et tension redressée sur charge $R = 30M\Omega$ et $C=22pF$

Nous avons réalisé un bilan d'énergie sur la période $[0; 2T]$. Précisons les notations utilisées :

W_M : énergie délivrée par la source mécanique

W_P : énergie stockée sous forme élastique

W_{conv} : énergie mécanique convertie en énergie électrique

W_C : énergie consommée par la charge résistive

W_D : énergie stockée sous forme diélectrique dans les capacités C_0 et C

D'après le circuit de la figure 2.4 (a), l'équation liant la force appliquée F et la tension U est :

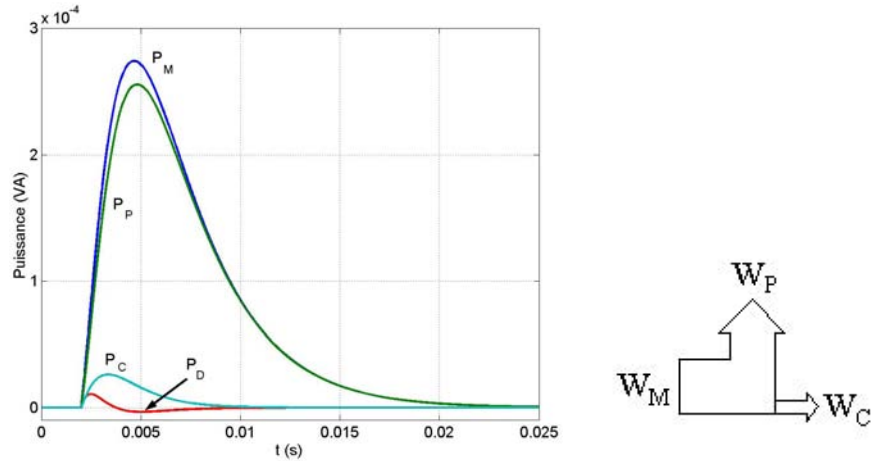


FIG. 2.9 – Puissances instantanées lors de la compression du barreau

$$\frac{F}{N} - U = \left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) \int NV$$

Cette équation se simplifie, faisant apparaître le déplacement u :

$$F = NU + N^2 \left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) u \quad (2.17)$$

Calculons alors l'énergie W_M apportée pendant la phase de compression :

$$\begin{aligned} W_M &= \int_0^{T/2} F \cdot du \\ &= \int_0^{T/2} NU \cdot du + N^2 \left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) \int_0^{T/2} u \cdot du \\ &= W_{conv} + W_P \end{aligned}$$

En outre :

$$W_{conv} = W_C + W_D$$

L'énergie W_D est nulle à la fin de chaque phase, donc $W_{conv} = W_C$.

La phase de relaxation conduit à un bilan d'énergie identique.

Observons les courbes représentant les puissances instantanées (Fig. 2.9 et 2.10) lors d'un cycle complet de compression et de détente du barreau. L'aire sous chaque courbe correspond à l'énergie fournie ou reçue sur l'intervalle considéré. L'énergie de la source mécanique est en convention générateur, les autres énergies sont en convention récepteur.

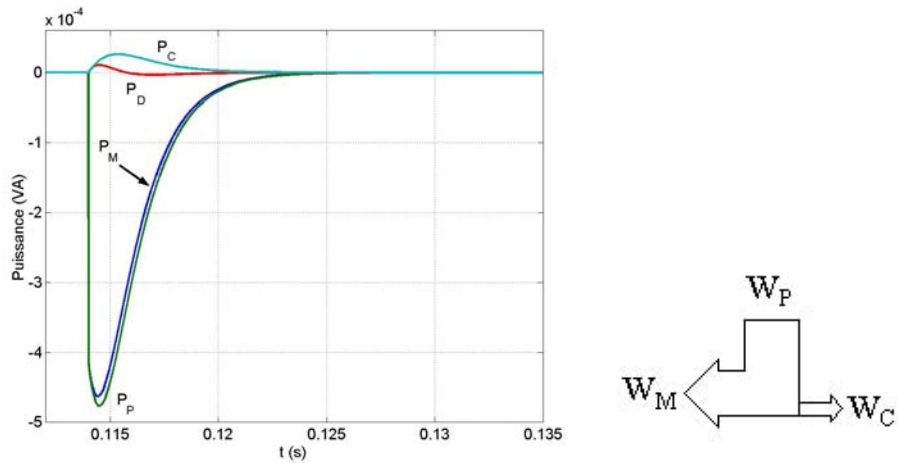


FIG. 2.10 – Puissances instantanées lors de la détente du barreau

Lors de la compression, le mobile fournit l'énergie mécanique W_M , dont une grande partie est stockée sous forme élastique par le barreau comprimé (W_P), le reste étant fourni à la charge résistive (W_C). Pour l'exemple présenté ici :

$$W_M = 1,59\mu J \quad W_P = 1,51\mu J \quad W_C = 85,9nJ$$

Le bilan $W_M = W_C + W_P$ est donc vérifié pendant cette phase.

Lors de la relaxation, l'énergie élastique précédemment stockée est restituée, une partie étant à nouveau convertie et fournie à la charge résistive :

$$W_M = -1,42\mu J \quad W_P = -1,51\mu J \quad W_C = 85,9nJ$$

Au cours de cette phase, l'énergie stockée mécaniquement est fournie à la source car la vitesse à la surface du barreau est négative alors que la force appliquée décroît en étant positive. Comme précédemment, $W_M = W_C + W_P$.

Il est possible de tracer le cycle mécano-électrique (u, NU), dont l'aire est égale à l'énergie convertie pendant les deux phases (Fig. 2.11).

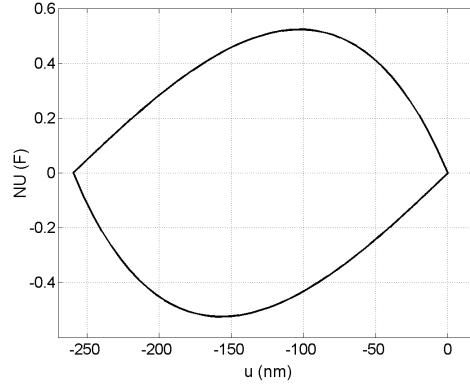


FIG. 2.11 – Cycle mécano-électrique pour une contrainte exponentielle basse fréquence

En outre, il est intéressant de calculer le rapport de l'énergie convertie sur l'énergie mécanique apportée. Rappelons que ce rapport est le carré du coefficient effectif de couplage électromécanique.

Pendant les deux phases, l'énergie convertie vaut 172nJ . L'énergie initialement apportée par la source mécanique s'élève à $1,59\mu\text{J}$. D'où le carré du coefficient de couplage :

$$k_e^2 = 0,108$$

Donc $k_e = 0,33$ est inférieur au coefficient de couplage intrinsèque $k_{33} = 0,74$ (PZT de type P188).

Dans le chapitre 4, nous verrons qu'il est possible d'augmenter le coefficient de couplage effectif, grâce au système de récupération.

Cependant, dans l'optique de la récupération d'énergie mécanique humaine, cette notion de rendement n'est pas déterminante. L'aspect prépondérant dans la conception du GP est la nécessité d'un effort limité de la part de l'utilisateur, tout en maximisant la puissance électrique récupérée.

2.5.3 Conclusion

Nous avons étudié le fonctionnement d'un barreau fonctionnant en mode 33, soumis à une contrainte exponentielle. La tension qui apparaît aux bornes du SP, connecté à une charge RC, est alternative : l'alternance positive correspond à la phase de compression, l'alternance négative, à la phase de relaxation. Chaque alternance a la forme d'une bi-exponentielle. L'amplitude et l'instant du maximum (ou du minimum) dépendent du temps de montée de la contrainte et de la constante de temps électrique du circuit, donc de l'impédance du SP et de la charge électrique.

Un bilan d'énergie a été réalisé dans le cas d'une charge RC avec redresseur. Lors de la compression, une grande partie de l'énergie mécanique apportée est stockée sous forme élastique par le barreau comprimé, le reste étant fourni à la charge électrique. Lors de la relaxation, l'énergie stockée est encore principalement restituée à la source mécanique, le reste étant converti en énergie électrique. Le coefficient de couplage effectif k_e vaut $0,33$, tandis que le coefficient de couplage intrinsèque k_{33} vaut

0,74. Nous verrons au chapitre 4 que le système de récupération que nous avons choisi permet d'obtenir un coefficient effectif supérieur au coefficient intrinsèque.

2.6 Conclusion

Un circuit équivalent a été établi pour une contrainte mécanique appliquée de fréquence faible devant les modes de résonance du dispositif. Ce circuit comprend une source de courant proportionnelle à la dérivée temporelle de la contrainte mécanique, en parallèle avec une capacité. Les paramètres du modèle sont fonctions des dimensions géométriques et des propriétés physiques du barreau. La réponse à une contrainte exponentielle a été calculée analytiquement et un bilan énergétique a été effectué pendant les phases de compression et de détente du barreau. Ce bilan a permis de calculer le coefficient effectif de couplage électromécanique, dont le carré est le rapport de l'énergie transformée (électrique) sur l'énergie apportée (mécanique).

Dans ce régime de fonctionnement, le SP présente un faible couplage électromécanique. Cependant, cette étude théorique ne concerne que la partie active du générateur piézoélectrique. Le dispositif mécanique d'application et le convertisseur statique, dont la conception est détaillée successivement aux chapitres 3 et 4, représentent deux degrés de liberté supplémentaires. A l'aide du premier, une contrainte d'amplitude élevée est appliquée simultanément à vingt barreaux identiques associés en parallèle. A l'aide du second, une électronique de récupération judicieuse permet d'augmenter le coefficient de couplage effectif, en agissant uniquement sur les grandeurs électriques, auxquelles sont couplées les grandeurs mécaniques.

Chapitre 3 : Dispositif mécanique d'application de la contrainte - Maquettes d'expérimentation

Chapitre 3

Dispositif mécanique d'application de la contrainte : maquettes d'expérimentation

La génération d'énergie à l'aide de matériaux piézoélectriques est un domaine émergent, où aucune règle de conception n'est pour le moment définie. En témoigne la variété des publications répertoriées au chapitre 1. Cet état de l'art a permis de dégager la structure générale d'un générateur piézoélectrique, dont les trois étages de conversion peuvent revêtir des formes extrêmement diverses. Dans ce chapitre, nous allons présenter les deux premiers étages (DMA et SP) des prototypes de générateurs que nous avons réalisés. Nous allons souligner et justifier les choix technologiques effectués à chaque étape de la conception.

Le chapitre est organisé de la façon suivante. Nous commencerons par décrire le principe de fonctionnement du DMA, en réponse à une problématique bien spécifique. Puis nous aborderons la question du dimensionnement du SP. Ensuite, nous décrirons la première maquette de test et justifierons les choix technologiques associés. Les mesures expérimentales seront présentées et interprétées. Ces résultats ont suggéré des améliorations, qui ont débouché sur une deuxième maquette de test. Celle-ci est alors présentée, et évaluée à partir des mesures de tension et de puissance générées. Enfin, nous concluons sur les deux maquettes, et présenterons les perspectives, qui seront probablement mises en oeuvre dans une troisième version du DMA.

3.1 Problématique

Notre objectif est double : alimenter des appareils électroniques portables, en récupérant l'énergie mécanique des mouvements humains, sans engendrer une gêne pour l'utilisateur. Les grandeurs d'entrée et de sortie sont ainsi définies. En outre, nous avons tenu, face à deux choix de conception possibles, à privilégier la simplicité et la robustesse mécanique.

En tenant compte de ces critères, nous avons décidé d'exploiter un SP en compression et en régime quasi-statique. En effet, à partir d'un effort humain de faible fréquence, il semble difficile de faire fonc-

tionner un SP au voisinage de la résonance. Certes, on peut imaginer un SP vibrant librement suite à une contrainte impulsionnelle, qui doit être renouvelée périodiquement. La mise en oeuvre d'un tel fonctionnement risque de nécessiter un DMA moins simple qu'il n'y paraît : par exemple, un système doit permettre le lâcher d'une lame, tout en empêchant le fléchissement de celle-ci au delà du seuil de rupture mécanique du matériau piézoélectrique. Ce seuil mécanique est beaucoup plus élevé en compression qu'en flexion, ce qui explique notre préférence pour un système en compression.

En outre, nous avons choisi d'exploiter un mouvement humain intentionnel. La récupération de l'énergie électrique générée est alors plus facile, par rapport à un mouvement non intentionnel, qui présente l'inconvénient d'une amplitude et d'une fréquence aléatoires au cours du fonctionnement. Dans le cas d'un mouvement intentionnel, l'effort à fournir doit rester limité, pour ne pas occasionner une gêne à l'utilisateur. Dans ce but, nous avons cherché à découpler la force appliquée au SP de l'effort motionnel fourni par l'utilisateur.

3.2 Principe du dispositif mécanique d'application de la contrainte

Les deux maquettes d'expérimentation ont été conçues selon le même principe : transformer un effort limité de fréquence faible en une contrainte de fréquence plus élevée et de forte amplitude. Pour cela, le dispositif mécanique schématisé figure 3.1 a été imaginé. Les barreaux de PZT sont placés dans des logements au sein d'un bâti en matériau isolant. Un mobile muni de roulements, soumis à une force élevée F_{app} , est en appui sur le bâti. Le mobile est déplacé grâce à une force motrice F_{mot} faible par rapport à F_{app} . Le dispositif réalise donc un découplage entre :

- une pré-contrainte due à un effort élevé (F_{app}) appliqué à la surface du bâti et des barreaux ;
- un effort limité (F_{mot}), assurant la dynamique de la contrainte appliquée aux barreaux.

Trois forces sont donc mentionnées dans ce chapitre : les efforts constants F_{app} et F_{mot} , ainsi que la force $F(t)$ appliquée à la surface des barreaux.

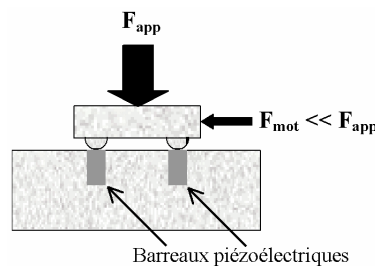


FIG. 3.1 – Principe du dispositif mécanique d'application

3.3 Dimensionnement du système piézoélectrique

3.3.1 Choix du matériau

Comme nous l'avons évoqué au chapitre 1, les céramiques PZT sont pour le moment les matériaux les plus performants pour la transformation directe d'énergie mécanique en énergie électrique. Nous avons donc effectué une recherche des céramiques PZT proposées par divers fabricants. L'annexe 4 présente la liste des matériaux recensés, dont les performances sont comparables. Le critère de choix a donc été le délai de fabrication sur mesure des barreaux.

Les matériaux utilisés sont le P188 (Quartz et Silice) pour la maquette linéaire, et le PIC151 (PI Ceramic) pour la maquette rotative. Leurs caractéristiques détaillées sont fournies dans l'annexe 4.

3.3.2 Dimensionnement des barreaux

Fonctionnement à vide

Calculons l'énergie générée par un barreau fonctionnant en mode 33, lorsqu'il n'est connecté à aucune charge. Le courant $I_{33} = \Lambda_{33} \frac{dF}{dt}$ charge la capacité C_{33} . Sa tension U est donc proportionnelle à la force :

$$U(t) = \frac{1}{C_{33}} \int I_{33}(t) \cdot dt = \frac{\Lambda_{33}}{C_{33}} \cdot F(t)$$

Si $F(t)$ croît jusqu'à une valeur F_{max} , l'énergie stockée dans C_{33} est donc :

$$W_{C_{33}} = \frac{1}{2} \cdot C_{33} U_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Lambda_{33}^2}{C_{33}} \cdot F_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{g_{33}^2}{\beta_{33}^T} \cdot \frac{L_3}{L_1 L_2} \cdot F_{max}^2$$

Ceci est cohérent avec l'expression établie lors de la définition du coefficient de couplage électromécanique intrinsèque (chapitre 1).

De même, l'énergie générée à vide par un barreau fonctionnant en mode 31 a pour expression :

$$W_{C_{31}} = \frac{1}{2} \cdot C_{31} U_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Lambda_{31}^2}{C_{31}} \cdot F_{max}^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{d_{31}^2}{\varepsilon_{33}^T} \cdot \frac{L_1}{L_2 L_3} \cdot F_{max}^2$$

D'après ces deux expressions, il apparaît clairement quelle géométrie de barreaux est préférable pour notre application : pour les deux modes, le barreau doit être haut et de faible section.

Le tableau 3.1 présente les valeurs d'énergie pour diverses géométries de barreaux, en mode 33 ou en mode 31. Ces valeurs confirment les conclusions tirées au chapitre 1, sur les performances meilleures en mode 33 qu'en mode 31. Il faut cependant nuancer cette affirmation, car nous nous sommes placés ici dans le cas particulier d'un fonctionnement à vide.

L_1 (mm)	2	20	3	10
L_2 (mm)	4	4	3	3
L_3 (mm)	20	2	10	3
$W_{C_{33}}$ (μJ)	2,2	-	0,960	-
$W_{C_{31}}$ (μJ)	-	0,413	-	0,184

TAB. 3.1 – Valeurs comparées de l'énergie générée, pour divers barreaux en matériau P188 ($F_{max} = 12,5N$)

Fonctionnement sur charge résistive

Considérons maintenant un cycle de conversion proche de nos conditions expérimentales. Supposons le barreau piézoélectrique connecté à une charge résistive et soumis à une contrainte de forme exponentielle. Nous avons étudié l'influence des dimensions géométriques sur l'énergie W_C délivrée à une charge R donnée. Ainsi, la figure 3.2 présente la courbe de W_C en fonction des dimensions L_3 et L_1 , pour un barreau en mode 33 (figure a) et pour un barreau en mode 31 (figure b). La charge vaut alors $10M\Omega$. Le même type de courbe est obtenu avec d'autres charges résistives, seules les valeurs d'énergie changent. Ces résultats confirment que les meilleures performances sont obtenues avec des barreaux longs et étroits.

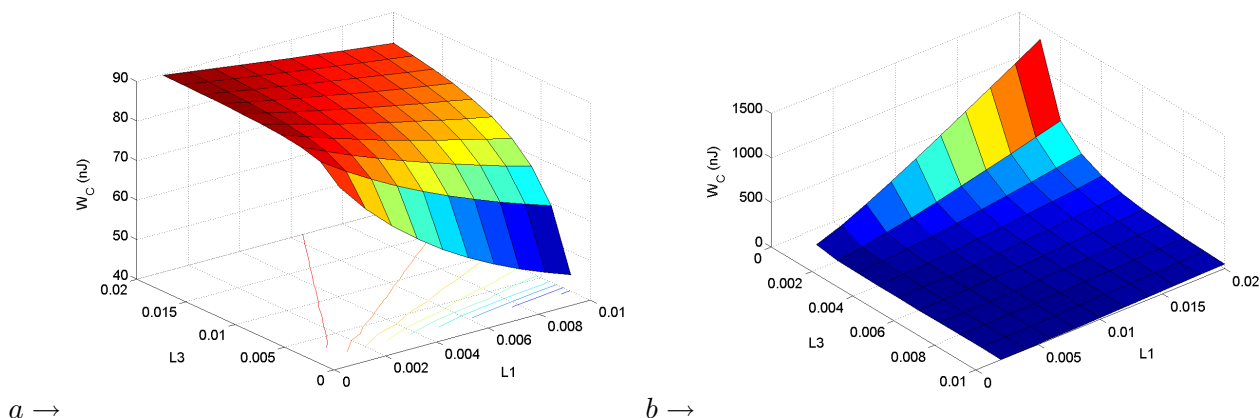


FIG. 3.2 – Courbes de l'énergie délivrée à une charge résistive en fonction des dimensions géométriques (a : mode 33 ; b : mode 31)

Ces courbes suscitent en outre une discussion sur le choix entre le mode 33 et le mode 31. En effet, sur une charge de $10M\Omega$, un barreau en mode 31 délivre plus d'énergie qu'un barreau en mode 33, dans la gamme de dimensions étudiée. Mais l'inverse peut être observé pour d'autres valeurs de charges, comme le montre la figure 3.3. Ainsi, pour des barreaux longs de 2cm et de section $2mm \times 4mm$, le mode 31 génère plus d'énergie que le mode 33, quelle que soit la charge (Fig. 3.3 a). Au contraire, pour des barreaux longs de 1cm et de même section, le mode 33 est préférable au mode 31, pour des charges supérieures à $50M\Omega$ (Fig. 3.3 b).

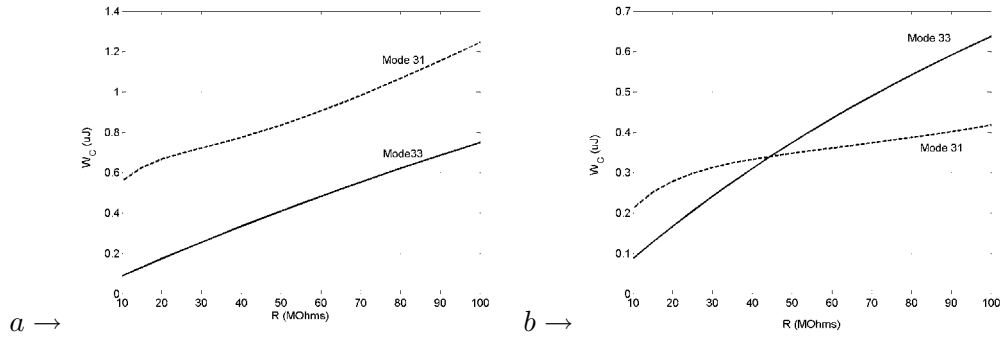


FIG. 3.3 – Energie délivrée en fonction de la charge résistive, en mode 33 ou 31, pour 2 géométries différentes (a : longueur 2cm, section $2mm \times 4mm$; b : longueur 1cm, section $2mm \times 4mm$) ($F_{max} = 12,5N$)

Conclusion

Cette étude montre qu'on ne peut choisir un mode de déformation et une géométrie de barreaux piézoélectriques sans s'être fixé un cahier des charges précis (charge électrique, volume disponible pour le SP). En effet, l'énergie générée dépend du mode de déformation, des dimensions géométriques et de la charge électrique. Néanmoins, quel que soit le mode de déformation choisi et quelle que soit la charge, le barreau doit être de préférence long et de faible section.

3.4 Maquette linéaire

Nous avons réalisé cette première maquette dans l'objectif de valider le concept du DMA, de déterminer la forme de la contrainte appliquée, et de comprendre le fonctionnement du SP soumis à cette contrainte. En outre, nous avons conçu cette maquette pour pouvoir tester des barreaux piézoélectriques de tailles diverses, avec différentes sortes d'électrodes ou de bandes de roulement. Nous allons voir que la qualité de la surface de roulement est déterminante pour le transfert d'énergie mécanique du roulement au barreau piézoélectrique.

3.4.1 Description

La maquette linéaire, de dimensions $9cm \times 9cm \times 14cm$ est présentée figures 3.4 et 3.5.

Avec cette première version du dispositif mécanique, deux barreaux piézoélectriques sont contraints simultanément. Nous allons décrire les divers éléments du dispositif, et justifier les choix effectués. Les références exactes des fournitures utilisées sont répertoriées dans l'annexe 4.

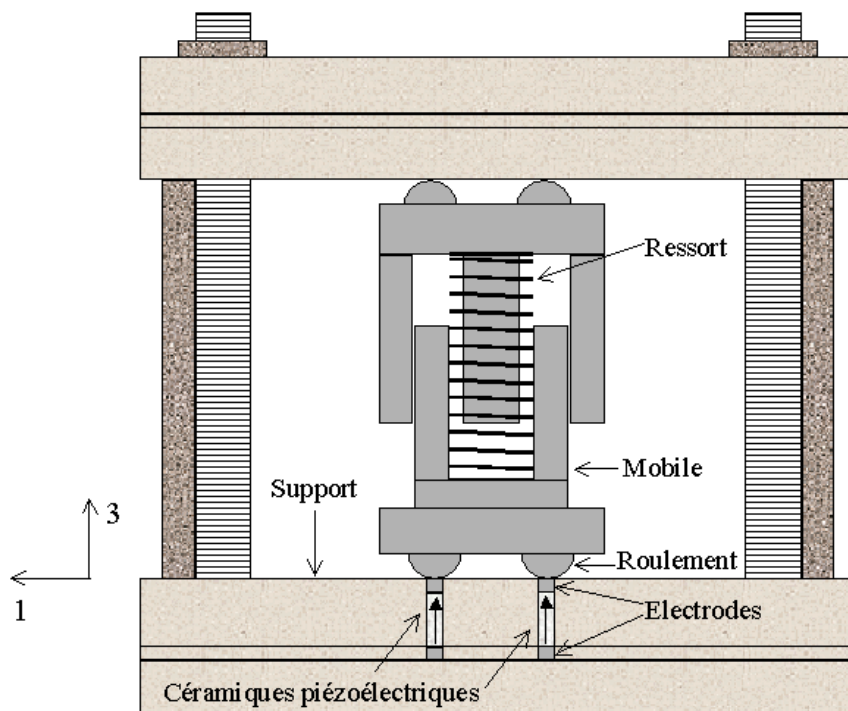


FIG. 3.4 – Schéma du dispositif (vue latérale)

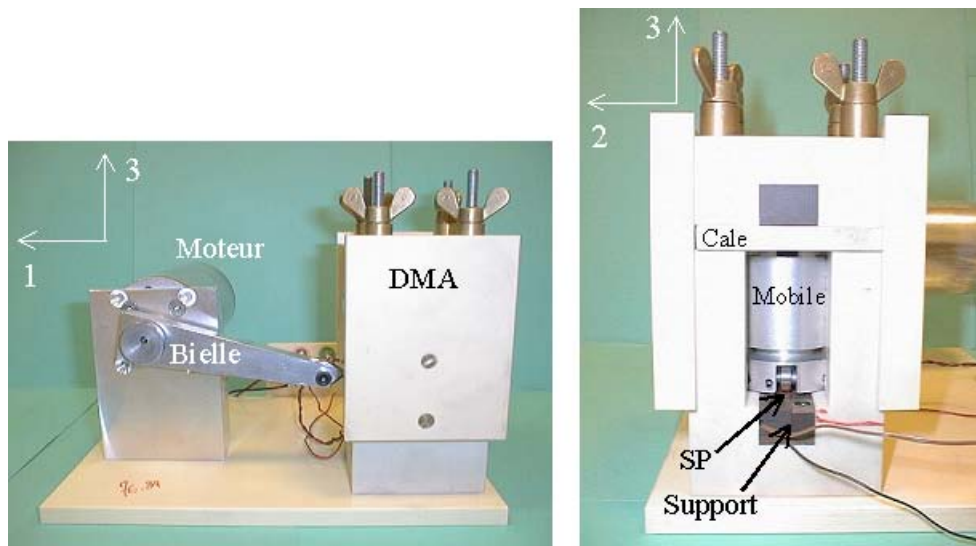


FIG. 3.5 – Photos du dispositif (vue de face)

3.4.1.1 Support des barreaux

Les barreaux de céramique sont logés dans un support amovible, formé de deux pièces : un peigne où sont glissés les barreaux, et une pièce pour les bloquer transversalement (Fig. 3.6). Ce support est fixé dans une gouttière, usinée dans le bâti. Ainsi, la maquette peut être utilisée pour tester un ou

deux barreaux de formes diverses, en réalisant simplement un support sur mesure. Nous appellerons “surface de roulement” la surface sur laquelle circulent les roulements du mobile.



FIG. 3.6 – Supports amovibles pour diverses géométries de barreaux piézoélectriques

Dimensions des logements

Chaque barreau est immobilisé dans un logement de mêmes dimensions. Néanmoins, pour pouvoir être comprimé verticalement, le barreau doit rester libre transversalement.

En effet, lorsqu’il est comprimé verticalement, sa section augmente. Même si cette déformation est infime (inférieure au μm), il a été constaté expérimentalement qu’un barreau coincé dans un logement trop étroit génère une tension dont l’amplitude est atténuée. Il est donc indispensable de laisser un jeu entre le barreau et les parois. Celles-ci peuvent être retouchées au papier de verre si nécessaire. De ce fait, nous avons préféré ne pas coller les barreaux, ce qui permet en outre de les remplacer s’ils sont abîmés après utilisation.

Connexions électriques

Sous l’effet de la contrainte, des charges apparaissent sur les faces métallisées du barreau. Pour récupérer ces charges, des connexions électriques doivent être réalisées.

L’électrode inférieure est constituée d’une pastille de cuivre collée dans un logement usiné dans la pièce inférieure du support. Cette pièce est percée afin de sortir le fil électrique soudé à la pastille.

L’électrode supérieure est une électrode massive de dimensions $3mm \times 3mm \times 1mm$, placée au dessus du barreau (Fig. 3.6). Afin d’empêcher cette électrode de vibrer lors du passage du roulement, nous la fixons au barreau à l’aide d’une colle conductrice (Annexe 4). La polymérisation de la colle nécessite un chauffage, à une température qui doit être inférieure à la moitié de la température de Curie du matériau piézoélectrique.

La profondeur du logement tient compte de l’électrode massive. Un fil électrique est fixé à l’électrode à l’aide d’un picot planté dans un trou usiné transversalement dans l’électrode. Notons que l’électrode massive permet en outre de protéger la surface du barreau. Un test effectué sans électrode a montré

que les arêtes du barreau sont abîmées par les chocs répétés des roulements du mobile. Enfin, une dernière solution a été expérimentée : une électrode fine, en clinquant de cuivre, de taille $1\text{cm} \times 3\text{mm}$ a été collée sur le support, de telle sorte qu'elle recouvre la surface du barreau (Fig. 3.7). Cette électrode s'est avérée trop fragile et finissait par se couper au niveau des arêtes du support.

Chaque barreau piézoélectrique est donc muni de connexions, ce qui permet de les tester indépendamment, ou de les associer en série ou en parallèle.

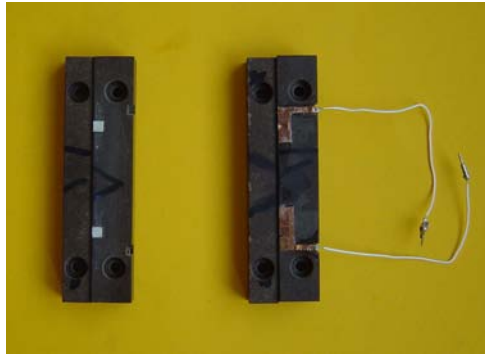


FIG. 3.7 – Barreaux métallisés (gauche) recouverts d'électrodes fines (droite)

Matériau constituant le support

Le matériau constituant le support doit être un bon isolant diélectrique, afin d'éviter le court-circuit des électrodes. Étant donné la hauteur du barreau, le risque d'arc électrique est faible, donc il n'est pas nécessaire d'utiliser un isolant supplémentaire. En outre, ajouter de l'huile dans le logement risque de poser des problèmes sur le plan électrique et mécanique. D'une part, une couche d'huile risque de supprimer le contact entre l'électrode inférieure et la face métallisée. D'autre part, il se peut que l'huile se répande sur la surface de roulement et modifie la contrainte appliquée à la surface du barreau.

En outre, la rigidité mécanique du support est un facteur important, car elle détermine le dénivelé entre la surface du barreau et celle du support. Elle influence donc la forme de $F(t)$. Le matériau choisi est une résine phénolique (bakélite), de module d'Young 3 GPa . Ce module est certes très inférieur à celui des céramiques PZT (supérieur à 130 GPa), mais l'usinage d'un support en céramique coûterait extrêmement cher. L'acier, de module d'Young supérieur à 200 GPa , est conducteur donc ne peut être utilisé.

3.4.1.2 Mobile

Application de la pré-contrainte

L'effort F_{app} est appliqué à l'aide d'un ressort inséré dans le mobile. Ce dernier est formé de deux cylindres creux, l'un coulissant dans l'autre (Fig. 3.8). Les deux cylindres sont en aluminium, matériau facile à usiner et résistant aux efforts mécaniques.

Le cylindre central sert de guidage au ressort. Le mobile est comprimé entre les deux pièces constituant le bâti : la pièce inférieure contient les barreaux piézoélectriques, contrairement à la pièce supérieure qui est pleine. Les deux pièces sont solidarisées à l'aide de quatre vis. La compression du ressort

est réglée par l'intermédiaire des quatre écrous placés sur les vis. Connaissant la raideur du ressort, la mesure de sa longueur détermine l'effort constant F_{app} . Ce système simple permet donc de calibrer la pré-contrainte appliquée.

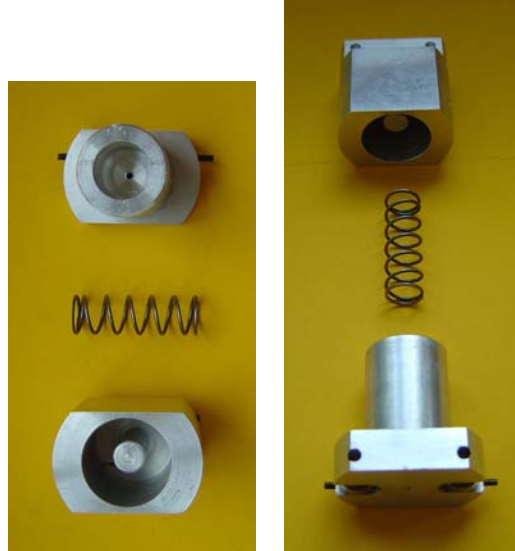


FIG. 3.8 – Pièces constituant le mobile

Degrés de liberté du mobile

Chaque pièce du mobile est munie de deux roulements, alignés selon l'axe 1 (Fig. 3.8).

Le mouvement des deux pièces autour de l'axe 2 est nul, à condition d'effectuer deux hypothèses : d'une part les surfaces sur lesquelles s'appuient les roulements sont parallèles au plan (x_1, x_2) ; d'autre part le ressort logé dans la partie centrale est parfaitement vertical, donc génère la même force sur les quatre roulements.

Pour empêcher le mouvement des deux pièces autour de l'axe 1, un guidage du mobile est nécessaire, entre deux surfaces parallèles au plan (x_1, x_3) . Ce guidage est assuré par les parois verticales du bâti, entre lesquelles glisse le mobile (Fig. 3.5). Le cylindre extérieur du mobile présente donc deux méplats.

Choix des roulements

On souhaite que les deux roulements compriment simultanément les deux barreaux. La distance entre les barreaux est donc égale à la distance entre roulements. On choisit de les espacer de 3cm. Cette distance correspond à un compromis : rester limitée car elle détermine la taille du mobile, mais être suffisante pour assurer à celui-ci une bonne stabilité dans le plan (x_1, x_2) .

Nous avons choisi des roulements à bille miniatures en acier inoxydable, de diamètre 10mm et de largeur 3mm comme les barreaux, qui sont ainsi comprimés sur toute leur largeur. Ces roulements supportent une charge maximale de 470N en dynamique, 200N en statique, ce qui est supérieur à la valeur maximale de la force appliquée par les ressorts utilisés.

Les roulements étant conducteurs, de même que les deux pièces cylindriques, tout le mobile est au même potentiel que les électrodes supérieures des barreaux. Ceci ne pose pas de problème de sécurité

électrique, étant donné l'intensité du courant généré.

Choix du ressort

Le ressort utilisé est un ressort en compression, choisi dans une gamme standard (norme DIN 2095). Les caractéristiques fournies par le constructeur sont : le diamètre extérieur, la longueur comprimée, la course, la flexibilité (en N/mm) et la charge maximale (en N). Connaissant ces données, nous avons choisi trois ressorts selon les critères suivants :

- ils doivent présenter approximativement le même diamètre extérieur : ce diamètre est juste inférieur au diamètre intérieur de la pièce centrale du mobile. En effet, cette pièce assure le guidage du ressort, qui doit rester droit même lorsqu'il est comprimé.

- pour que ce système de guidage simple fonctionne, les ressorts ne doivent pas être trop longs. Cela impose une valeur minimale du rapport entre le diamètre et la longueur du ressort.

- la gamme d'effort généré doit être la plus large possible : la contrainte appliquée au barreau ne doit pas dépasser $T_{max} = E_{max}/g_{33}$, correspondant au champ de dépolarisation E_{max} (600 V/mm pour le P188). Le calcul conduit à $T_{max} = 2,3 \cdot 10^7 \text{ N/m}^2$, soit $F_{max} = 208 \text{ N}$ par barreau. L'effort généré par le ressort peut donc atteindre 416 N.

Les trois ressorts répondant à ces critères ont pour raideurs 2,31 N/mm, 4,04 N/mm et 11,96 N/mm. L'effort maximal est obtenu avec le dernier, il vaut 250 N, soit 125 N par barreau (Fig. 3.9). Des cales d'épaisseur comprise entre 2 mm et 16 mm permettent de quantifier la valeur de la pré-contrainte appliquée.

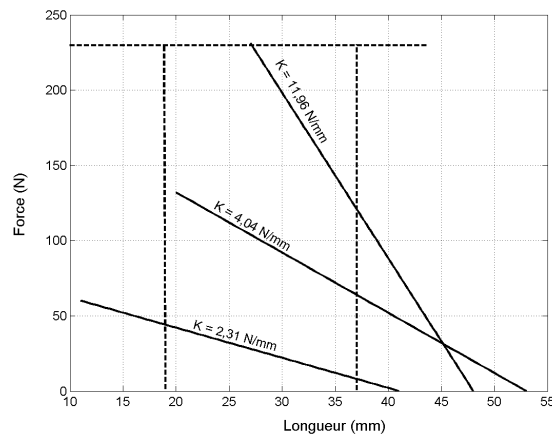


FIG. 3.9 – Effort généré par les ressorts en compression en fonction de leur longueur

3.4.1.3 Motorisation

Afin de faciliter les mesures expérimentales, le dispositif est motorisé : le mouvement en translation du mobile est assuré par un moteur à courant continu, grâce à un système bielle-manivelle. Lorsque la longueur (L) de la bielle est très grande devant l'excentrique (e) de la manivelle, le mouvement

du mobile, à l'extrémité de la bielle, est sinusoïdal d'amplitude $2e$ (Fig. 3.10). Comme la vitesse est également sinusoïdale, il est préférable que la vitesse soit maximale lorsque le mobile roule sur le barreau piézoélectrique. La course du mobile doit donc être plus longue que la largeur du barreau. On choisit $L = 11$ cm et $e = 3$ mm, correspondant à une course de 6 mm. Afin d'empêcher la circulation de courants de mode commun (dus au rayonnement à 50Hz) nous avons utilisé une bielle en matériau isolant (matériau plastique). En effet, une bielle métallique a été utilisée dans un premier temps, et nous avons constaté la circulation de courants parasites via le mobile conducteur, la bielle et le moteur à courant continu.

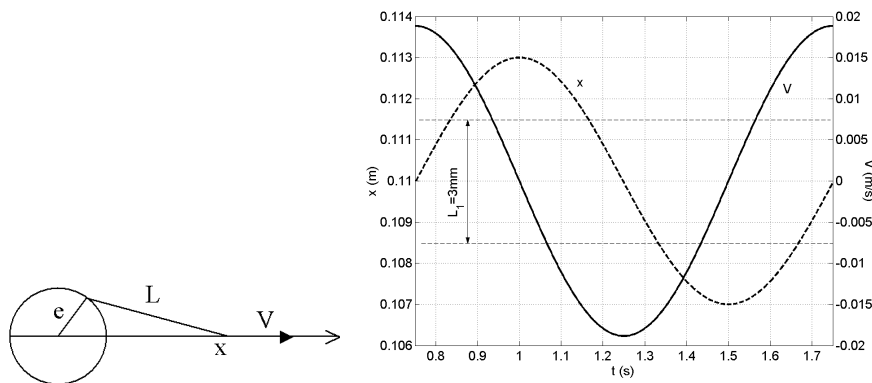


FIG. 3.10 – Schéma du système bielle-manivelle - Evolution temporelle de la position et de la vitesse de l'extrémité de la manivelle

Le moteur d'entraînement choisi est à aimants permanents. L'effort nécessaire au mouvement du mobile est faible : de 2 à 3 N selon le ressort. Un réducteur n'est donc pas nécessaire. Le critère de dimensionnement du moteur est donc sa vitesse. Lors des premiers essais expérimentaux, le mobile a été actionné manuellement, comme devra l'être le générateur final. La vitesse limite qui a été atteinte est de l'ordre de 0,4 m/s. En un tour du moteur, le double de la course (12 mm) est donc effectué en 30 ms, d'où la vitesse de rotation : 315 tr/min.

Les moteurs proposés sans réducteur présentent une vitesse nominale bien supérieure. C'est pourquoi le moteur choisi (Annexe 4) est surdimensionné pour notre application (vitesse nominale 3200 tr/min ; couple nominal 270 mNm).

En conclusion, la vitesse de translation du mobile est déterminée par la tension d'induit du moteur. Ce système simple permet donc de contrôler la forme et la fréquence de la contrainte appliquée aux barreaux.

3.4.2 Mesures

D'après l'étude théorique menée au chapitre 2, les barreaux piézoélectriques génèrent des tensions élevées et des courants faibles. Afin d'augmenter le courant, il est logique de connecter les barreaux en parallèle. Certes, une circulation de courant entre les barreaux est probable, car ils ne sont pas soumis rigoureusement à la même contrainte, et ils n'ont pas exactement les mêmes caractéristiques. Mais

nous avons constaté expérimentalement que cet équilibrage des charges reste limité.

Les résultats présentés dans cette partie correspondent à une force de 11,6 N par barreau, obtenue avec le ressort de raideur 2,31 N/mm, comprimé de 10mm par rapport à sa longueur libre.

3.4.2.1 Tension générée sur charge résistive

Afin de comprendre le fonctionnement du SP en régime quasi-statique, nous avons commencé par mesurer la tension aux bornes du SP connecté à une charge résistive.

Quelle que soit la valeur de la charge, la tension générée présente deux alternances (Fig. 3.11). L'alternance positive correspond au passage du roulement sur le barreau (phase de compression), l'alternance négative débute lorsque le roulement quitte le barreau (phase de relaxation).

Pour un SP et une pré-contrainte donnés, la forme et l'amplitude de la tension dépendent de la résistance de charge et de la vitesse du mobile. Ainsi, plus la vitesse du mobile est grande, plus la contrainte varie rapidement, et plus le pic de tension est élevé (Fig. 3.12). Ensuite, la tension décroît d'autant plus vite que la résistance de charge est faible (Fig. 3.11).

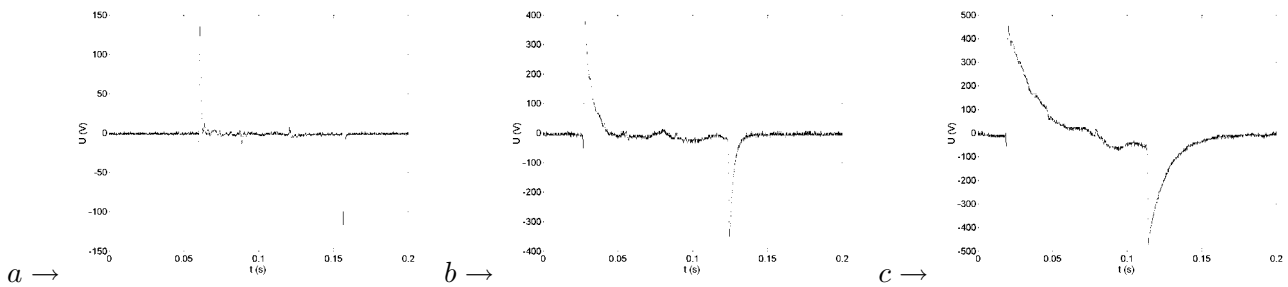


FIG. 3.11 – Tensions mesurées pour différentes valeurs de charge résistive (a : $10M\Omega$; b : $110M\Omega$; c : $510M\Omega$)

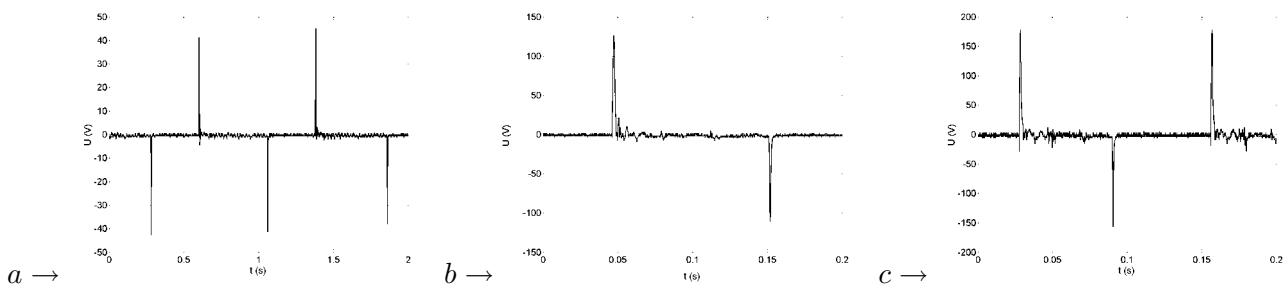


FIG. 3.12 – Tensions mesurées pour différentes vitesses du mobile ($10M\Omega$)

Etant donné la faible capacité présentée par le SP ($C_0 = 6,6pF$), la tension décroît rapidement, même avec des impédances de plusieurs centaines de $M\Omega$. Ceci implique que la sonde de tension d'impédance ($10M\Omega$, $12pF$) représente une charge élevée pour le SP. Toutes les mesures sont donc

réalisées à l'aide d'un diviseur de tension formé de la sonde en série avec une résistance, dans la gamme $[10M\Omega, 500M\Omega]$ dont nous disposons.

3.4.2.2 Forme de la contrainte appliquée

Nous supposons que la contrainte est uniforme sur toute la surface du barreau. En effet, pour déterminer le profil exact du barreau lorsqu'il est parcouru par le roulement, il faudrait utiliser un logiciel de calcul par éléments finis. Une telle étude sort du cadre de cette thèse.

Méthodes courantes de mesure de déformation

L'utilisation d'un ressort pour générer l'effort statique F_{app} permet de connaître celui-ci avec une bonne précision. Mais la force $F(t)$ réellement appliquée aux barreaux piézoélectriques est inconnue, à moins d'utiliser une jauge de contrainte.

Dans notre cas, l'utilisation d'une jauge de contrainte serait difficile et fournirait probablement des mesures imprécises. En effet, les jauges de contraintes couramment utilisées sont en fait des jauges de déformation (autre appellation : rosettes). Elles se présentent sous la forme de bâtonnets piézorésistifs à coller sur la structure dont on souhaite mesurer la déformation. Pour une mesure précise, la direction de la jauge doit être exactement parallèle à la direction de la déformation à mesurer. En outre, aucun effort ne doit être appliqué sur la jauge, sous risque de destruction. Enfin, dans notre cas, la précision des mesures est du même ordre de grandeur que la déformation que l'on souhaite mesurer. Ces jauges sont donc inadaptées à notre problème.

Une autre méthode habituellement utilisée pour mesurer la déformation de systèmes piézoélectriques est l'interférométrie. Mais la mise en oeuvre est encore une fois difficile, car la mesure doit être effectuée lorsque le mobile roule sur le barreau. Sa surface est alors difficile d'accès pour un rayon laser.

Estimation de la force appliquée à partir de la tension mesurée

Finalement, la meilleure jauge de contrainte dont nous disposons est le barreau piézoélectrique lui-même. A condition de connaître avec précision ses caractéristiques physiques et ses dimensions géométriques, nous pouvons déduire de la tension mesurée la forme de la contrainte appliquée. Par exemple, pour un barreau fonctionnant en mode 33, connecté à une charge RC, la force peut être calculée d'après l'équation :

$$F(t) = \frac{1}{\Lambda_{33}} \cdot (C_{33} + C) U(t) + \frac{1}{\Lambda_{33}R} \int U(t) \cdot dt$$

La figure 3.13 présente la force estimée à partir de la tension mesurée aux bornes d'un barreau, connecté à une charge ($10M\Omega$, $12pF$). Les fluctuations rapides de la force pendant la phase de compression traduisent l'état de surface de l'électrode massive sur laquelle roule le mobile. Lorsque le roulement quitte la surface du barreau, celui-ci est encore soumis à des vibrations par l'intermédiaire du support, sur lequel le mobile continue à rouler.

A partir de cette estimation de la force appliquée, on peut alors prévoir la tension générée pour d'autres valeurs de charge. Cependant, la précision du calcul de la force dépend de la précision des

valeurs de coefficients électromécaniques fournies par le fabricant. En outre, rien n'assure que cette force estimée soit reproductible d'un essai à l'autre, car la surface de roulement finit par présenter une usure après plusieurs utilisations. En outre, d'un essai à l'autre, le barreau piézoélectrique peut changer de position dans le logement, et générer une tension différente.

Il est donc raisonnable de considérer une forme approchée de la force appliquée. Or pendant la phase de relaxation, la force estimée est proche d'une exponentielle. Nous allons donc utiliser dans la suite de l'étude cette forme idéalisée. Nous allons voir qu'elle conduit à des résultats cohérents avec les mesures.

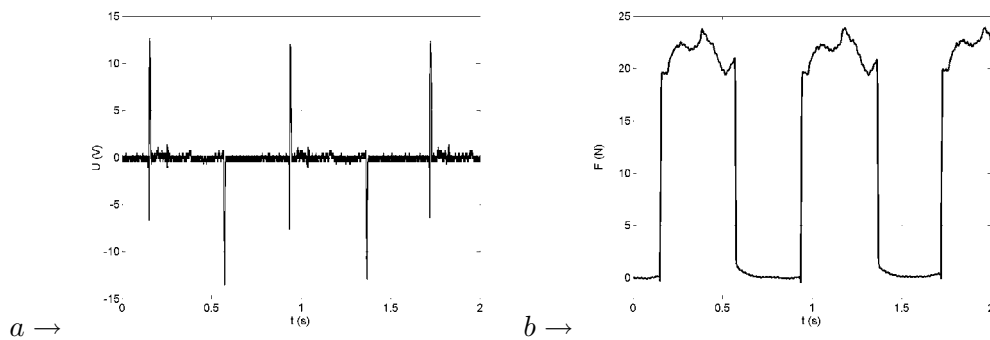


FIG. 3.13 – Tension mesurée sur charge ($10M\Omega$, $12pF$) (a) et force estimée (b)

3.4.2.3 Validation du modèle quasi-statique

En considérant la force appliquée de forme exponentielle, nous avons vérifié la validité du modèle quasi-statique. La figure (Fig. 3.14) présente la tension générée par les deux barreaux en parallèle, connectés à une charge de $110M\Omega$. Pour une force d'amplitude $11,6N$ et de constante de temps τ_M égale à $3,5$ ms pour la compression et $2,8$ ms pour la relaxation, la tension calculée est proche de la tension mesurée. Pendant la phase de compression, elle présente une décharge plus rapide qu'en réalité, puisque la force théorique ne contient pas la composante parasite haute fréquence due au passage du roulement sur la surface irrégulière du barreau.

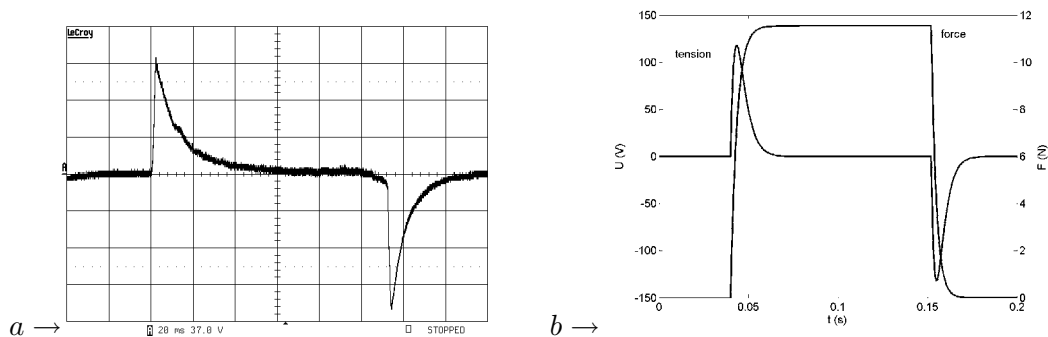


FIG. 3.14 – Tension mesurée (a) et calculée (b) sur charge $110M\Omega$

3.4.2.4 Puissance électrique délivrée à une charge RC via un redresseur

Enfin, nous nous sommes intéressés à la puissance électrique P_C délivrée par le SP à une charge RC connectée via un redresseur (Fig. 3.15). La figure 3.16 présente les mesures expérimentales comparées à la simulation.

Pour une valeur de R donnée, P_C diminue lorsque C augmente : pour $R = 110 M\Omega$, P_C varie entre $0,51$ et $4,59 \mu W$. Pour une valeur de C donnée, P_C augmente lorsque R augmente : pour $C = 1$ nF, P_C varie entre $0,35$ et $0,77 \mu W$. Il existe un maximum de puissance, mais pour une charge tellement élevée que l'on ne peut atteindre expérimentalement cet optimum.

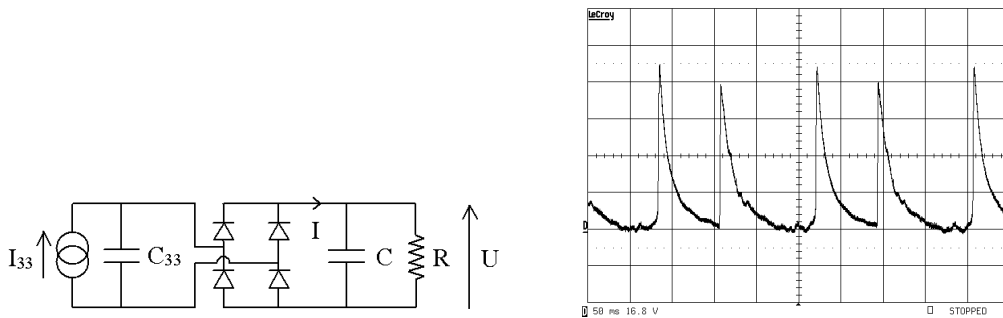


FIG. 3.15 – Tension mesurée aux bornes de la charge $R = 120 M\Omega$ et $C = 23,5$ pF connectée via un redresseur

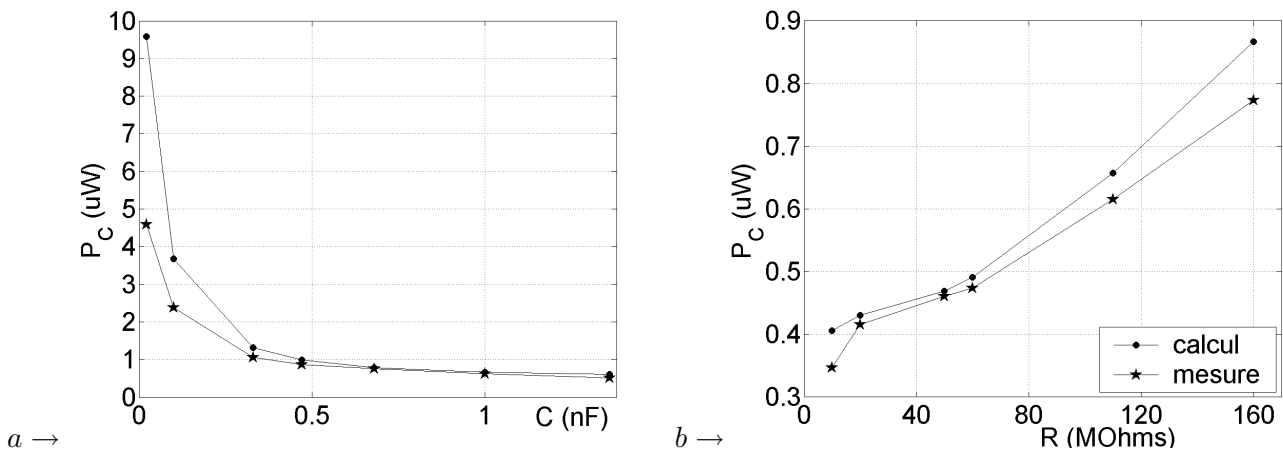


FIG. 3.16 – Puissance électrique en fonction de C pour $R = 110 M\Omega$ (a), en fonction de R pour $C = 1$ nF (b)

L'origine de l'écart observé entre le calcul et la mesure est probablement double.

D'une part, la puissance théorique est calculée à partir d'une forme idéalisée de la force appliquée. L'erreur est d'autant plus grande que la constante mécanique τ_M estimée est proche de la constante électrique $\tau = R(C_{33} + C)$, d'où l'écart observé pour les faibles valeurs de C .

D'autre part, pour les fortes valeurs de R , les courants générés sont de faible intensité (inférieure

à $0,1\mu A$) donc fortement perturbés par le rayonnement du réseau 50 Hz, même en prenant soin de câbler au plus près le circuit électrique, afin de limiter les boucles de courant.

En conclusion, la puissance délivrée à une charge RC est d'autant plus grande que C est faible et que R est élevée. Ce type de dispositif est donc adapté aux charges de forte impédance.

3.4.2.5 Cycle mécano-électrique expérimental

Comme nous avons estimé la force appliquée au barreau (Fig. 3.13), nous pouvons estimer le déplacement à partir de la mesure de la tension. L'équation (2.17) conduit à :

$$u = \frac{1}{\frac{1}{C_m} - \frac{N^2}{C_0}} (F - NU)$$

Le cycle mécano-électrique estimé est présenté figure 3.17. Sa forme est cohérente avec celle du cycle théorique présenté au chapitre 2 (Fig. 2.11). Le cycle estimé présente plus de deux tours complets car il est tracé sur plus de deux périodes, comme la tension mesurée (Fig. 3.13). L'aire de chaque tour correspond à l'énergie convertie pendant chaque période : 174nJ pour la première, 166nJ pour la seconde. L'écart n'est pas dû à une dépolarisation, car le champ maximal appliqué vaut $1,3V/mm$, ce qui est très loin du champ coercitif $E_c \approx 1500V/mm$. L'écart provient de la force appliquée, qui n'est pas exactement la même sur les deux périodes.

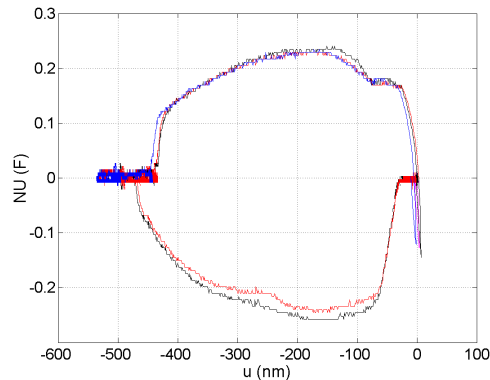


FIG. 3.17 – Cycle mécano-électrique estimé à partir de la tension mesurée

3.4.2.6 Variation de la puissance générée avec la force appliquée

Enfin, nous avons mesuré la puissance générée par un barreau pour différentes valeurs de force appliquée. La vitesse du mobile est supérieure à celle qui a conduit aux mesures de la figure 3.16. Les courbes de la figure 3.18 ont la forme attendue : la puissance est proportionnelle au carré de la force. Remarquons que, pour une charge ($10M\Omega$, $12pF$), la puissance générée par un seul barreau dépasse $50\mu W$ lorsque la force vaut $24N$.

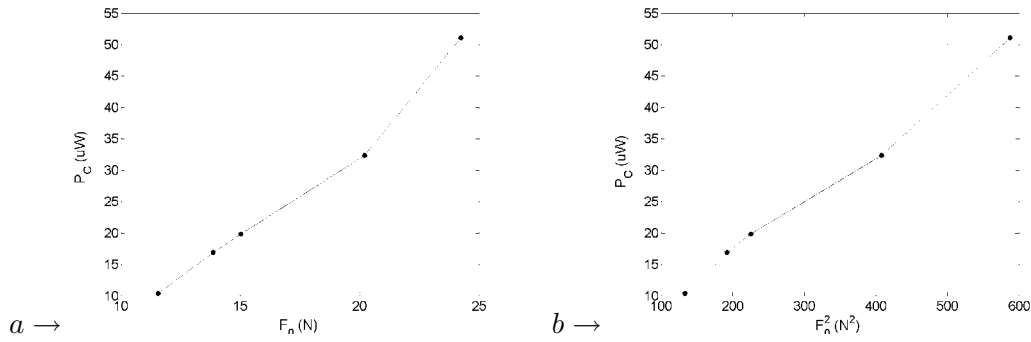


FIG. 3.18 – Puissance mesurée en fonction de l’amplitude F_0 de la force, et de F_0^2 (1 barreau, charge $10M\Omega$, $12pF$)

3.4.3 Utilisation de la maquette avec d’autres barreaux et électrodes

Afin d’augmenter les performances en terme d’énergie électrique générée, il est logique d’accroître le volume de matériau actif, soit en utilisant un grand nombre de barreaux de petite taille, soit en les remplaçant par un seul barreau, de même hauteur et de plus grande surface.

3.4.3.1 Céramique piézoélectrique de surface $1cm \times 2cm$

Dans cette optique, nous avons testé un barreau de surface $1cm \times 2cm$, en matériau P189 (Annexe 4). Par souci de simplicité, nous avons choisi de ne pas changer l’excentrique du système bielle-manivelle, donc la course du mobile. Ceci implique que le barreau soit contraint par un seul roulement, qui ne le parcourt que partiellement. Mais nous allons voir que cette course est suffisante pour mettre en évidence les phénomènes.

Ces barreaux étant utilisés pendant de courtes durées, nous n’avons pas cherché à protéger la face métallisée soumise à la force. Nous avons étudié différentes métallisations de cette face, la face inférieure étant toujours entièrement métallisée.

D’une part, nous avons mesuré les tensions générées avec ou sans métallisation supérieure. Aucune différence notable n’a été observée. La figure 3.19 présente les tensions mesurées sans métallisation. Considérons la figure (a). A $t = 0$, le roulement est sur le barreau. Pendant $[0 ; t_1]$, le roulement parcourt le barreau, comme en témoignent les fluctuations de tension. A $t = t_1$, il quitte le barreau, ce qui entraîne un pic négatif de tension. De même, l’amorce du roulement sur le barreau provoque un pic positif, suivi d’une tension résiduelle (Fig. 3.19 b). Comme pour les barreaux de surface $3mm \times 3mm$, la phase de relaxation génère un pic de tension plus élevé que la phase de compression.

D’autre part, nous avons réalisé des électrodes sectorisées en supprimant des bandes de métallisation à l’aide d’une feuille de papier de verre (Fig. 3.20). La tension mesurée, inexploitable, est une succession de pics aléatoires de faible amplitude, dus aux défauts de surface et aux dénivelés entre

zones métallisées et non métallisées.

Ces essais montrent que la quasi-totalité de l'énergie électrique est générée aux instants où le roulement aborde ou quitte le barreau. Utiliser des barreaux de grande surface s'avère inutile, car seules les grandes variations de contrainte génèrent une énergie significative.

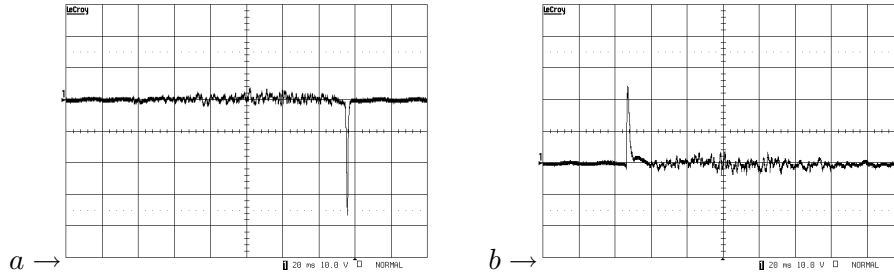


FIG. 3.19 – Tensions mesurées aux bornes du barreau de section $1\text{cm} \times 2\text{cm}$, dont la métallisation supérieure a été supprimée (a : relaxation, b : compression)



FIG. 3.20 – Photo du barreau de section $1\text{cm} \times 2\text{cm}$ avec métallisation sectorisée

3.4.3.2 Réflexions sur la contrainte à appliquer

Nous venons de mettre en évidence la nécessité d'appliquer une force présentant une grande dynamique, afin de récupérer suffisamment d'énergie de la part du SP. Un moyen d'augmenter la dynamique de la force consiste à créer une dissymétrie spatiale.

Cette dissymétrie peut être électrique, par exemple une céramique de grande surface dont certaines bandes verticales n'ont pas été polarisées (Fig. 3.21 a).

La dissymétrie peut être purement mécanique. Ainsi, une bande de roulement, placée entre la surface de roulement et le mobile, permet de modifier la forme de la contrainte appliquée. Un exemple simple est schématisé figure 3.21 (b) : des créneaux sont réalisés dans une lamelle, formant ainsi une succession de ponts, dont les piliers reposent sur des portions du barreau piézoélectrique. En choisissant judicieusement le module d'Young du matériau et les paramètres géométriques, il est possible d'obtenir une modulation spatiale de la force appliquée. Ainsi, lorsque le roulement est situé au dessus d'un pilier, la force F_{app} est transmise à la portion correspondante du barreau. Lorsque le roulement est situé sur un pont, la force F_{app} se répartit sur les deux piliers adjacents, qui transmettent une portion $x.F_{app}$ aux deux portions du barreau.

Une étude mécanique complète est nécessaire avant de réaliser une telle pièce. Ne souhaitant pas consacrer autant de temps à cette étude, nous avons directement testé une bande de roulement constituée d'une lame d'époxy de circuit imprimé (Fig. 3.22). Les pistes de cuivre jouent le rôle des pilliers sur lesquels repose la lame d'époxy, dont le module d'Young vaut 3,5 GPa. Le barreau étant dépourvu de métallisation supérieure, les charges électriques sont collectées grâce aux pistes de la lame d'époxy, qui assure donc à la fois une dissymétrie mécanique et électrique.

La tension mesurée présente des oscillations dues aux vibrations de la lame d'époxy. En effet, la période des oscillations, égale à 2ms, est très inférieure par rapport à la durée du parcours entre deux pistes (80ms). La modulation spatiale n'est pas obtenue : la lame d'époxy, qui n'est pas assez rigide, absorbe la contrainte au lieu de la transmettre au barreau.

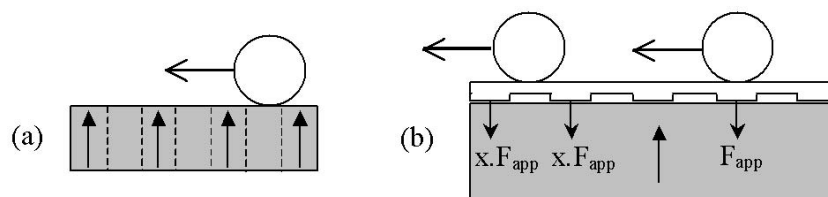


FIG. 3.21 – Principe d'une dissymétrie électrique (a) ou mécanique (b)

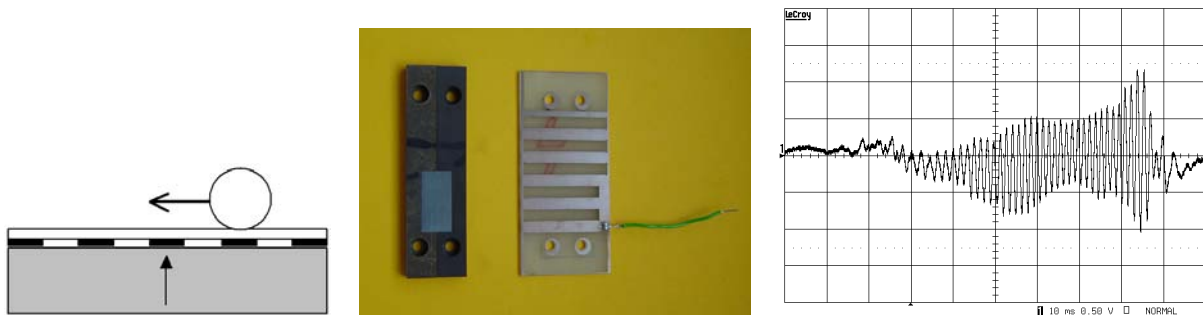


FIG. 3.22 – Tension mesurée aux bornes du barreau de section $1\text{cm} \times 2\text{cm}$, contraint par l'intermédiaire d'une bande de roulement en époxy

3.4.3.3 Perspectives d'évolution de la maquette

L'exploitation d'un barreau de grande surface avec cette maquette expérimentale s'avère difficile et requiert une étude approfondie de la répartition spatiale de la force. Il est donc préférable de multiplier le nombre de barreaux sollicités. Dans ce cas, on peut encore se demander si l'application de la force est satisfaisante ou doit être améliorée.

En particulier, faut-il minimiser le dénivelé entre le support et le barreau ? En effet, ce dénivelé provoque la chute du roulement sur l'électrode, ce qui constitue un choc impulsionnel pour le barreau. Quelle est la part de cette force impulsionnelle dans la force totale appliquée au barreau ? Il est difficile de répondre à cette question sans connaître la répartition spatiale de la force, qui n'est peut-être pas homogène sur la surface du barreau.

Dans le but d'amplifier l'impact des roulements sur les barreaux, nous avons réfléchi à des structures qui pourraient être facilement testées avec la maquette linéaire actuelle. La première suggestion est une bande de roulement ressemblant à des touches de piano (Fig. 3.23 a) : au passage du roulement, la touche percute un barreau. Une seconde suggestion concerne un support où les barreaux sont inclinés (Fig. 3.23 b) : le roulement chute puis monte le plan incliné du barreau, qui est de ce fait soumis à un impact puis à une force d'intensité croissante.

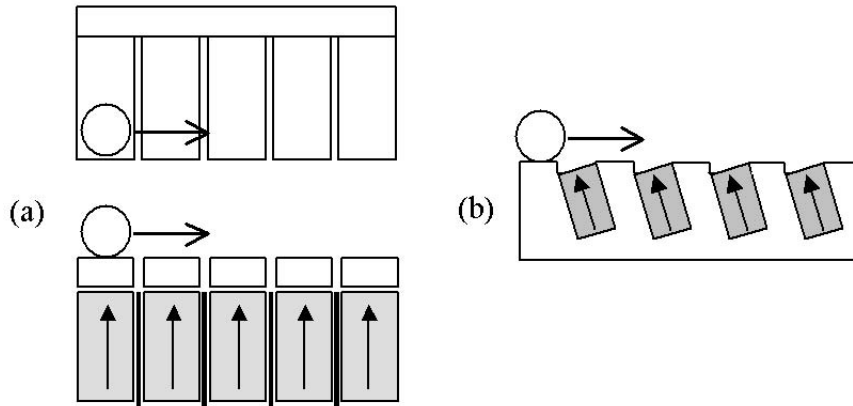


FIG. 3.23 – Schémas d'une bande de roulement en touches de piano (a) et d'un support où les barreaux sont logés obliquement (b)

3.4.4 Conclusion

Nous avons conçu un DMA dont le rôle est d'appliquer une contrainte élevée au SP à partir d'un effort limité, fourni par l'utilisateur. Une première maquette expérimentale a été réalisée avec succès. Le principe en est simple : les barreaux piézoélectriques sont logés dans un support, dont la surface est parcourue par un mobile. Celui-ci est soumis à une force élevée F_{app} perpendiculaire à la surface de roulement, et à une force motionnelle $F_{mot} \ll F_{app}$.

Deux barreaux piézoélectriques en parallèle, chacun soumis à 11,6 N, génèrent une tension de 118 V sur une charge de $110M\Omega$. Ils délivrent une puissance de $4,59\mu W$ à une charge RC parallèle de $110M\Omega$ et 22pF, connectée via un pont redresseur.

En outre, la maquette expérimentale a permis de tester différents choix technologiques ayant une influence sur l'application mécanique de la contrainte, et par conséquent sur la quantité d'énergie électrique générée. En particulier, des barreaux de plus grande surface ont été testés et ont mis en évidence des aspects importants :

- la génération d'énergie a lieu aux instants d'application et de disparition de la force sur le barreau ;
- la surface d'application de la force doit être la plus plane possible afin d'éviter toute vibration parasite du mobile ;

- le dénivelé entre la surface du barreau et le support détermine la forme de la contrainte appliquée.

La recherche d'une structure mécanique adéquate demanderait une étude mécanique complète. Notre choix s'est finalement porté sur des barreaux piézoélectriques de faible surface, sur lesquels sont collées des électrodes massives. La structure pourra être optimisée ultérieurement dans une phase d'amélioration du prototype.

3.5 Maquette rotative

La maquette linéaire a été riche d'enseignements, tant sur le fonctionnement du SP en régime quasi-statique que sur la forme de la contrainte à appliquer afin d'exploiter au mieux le SP. Nous avons utilisé ces connaissances pour concevoir une seconde maquette, dont la forme se rapproche du générateur prototype final. Afin d'augmenter la puissance électrique générée, nous avons augmenté le nombre de barreaux piézoélectriques, cette fois répartis circulairement, et excités à partir d'un mouvement rotatif. L'objectif à terme est de réaliser un générateur compact à manivelle.

3.5.1 Description

L'idée initiale était d'utiliser une couronne massive de céramique PZT, mais nous avons montré la difficulté d'exciter correctement une céramique de grande surface. Nous avons donc décidé de multiplier le nombre de barreaux, et de les répartir circulairement. De plus, cette solution offre l'avantage de permettre le fonctionnement du générateur même si un barreau est abîmé, et de remplacer celui-ci individuellement.

Afin de minimiser le volume du DMA, nous avons changé la constitution du mobile, en remplaçant l'ensemble {ressort de compression, cylindres métalliques, roulements} par un système plus compact {rondelle élastique, cage, aiguilles}. La figure 3.24 présente la vue éclatée de la nouvelle maquette. Les photos des divers éléments sont présentées figure 3.25.

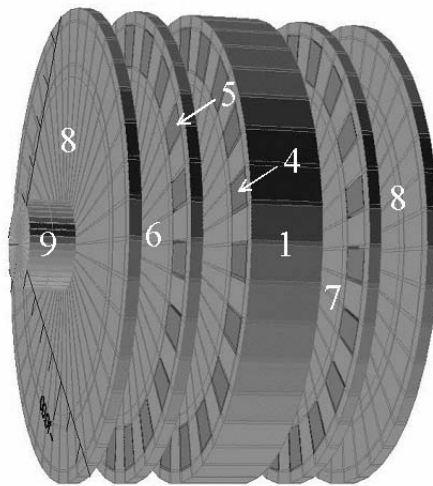


FIG. 3.24 – Schéma de la maquette rotative

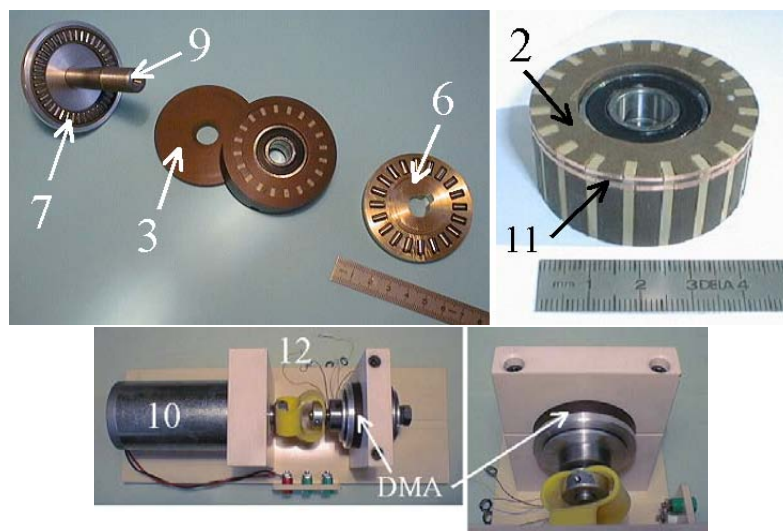


FIG. 3.25 – Photo des éléments de la maquette rotative

Le support (1) contenant les barreaux piézoélectriques (4) est fixe. Pour faciliter son usinage, ce support, toujours en bakélite, est formé de trois parties : la partie centrale (2) avec les logements ouverts sur l'extérieur ; une couronne enfermant les barreaux dans leurs logements ; et une flasque rigide (3) pour bloquer les barreaux d'un côté.

L'autre côté des barreaux est comprimé par des aiguilles (5), logées dans une cage (6). Celle-ci a été réalisée sur mesure, pour pouvoir la fixer à l'axe (9). L'axe est accouplé à un moteur (10), identique à celui de la maquette linéaire. La rotation de l'axe entraîne celle de la cage, qui contraint ainsi les barreaux alternativement.

Une butée à aiguilles (7) (Annexe 4) supplémentaire est nécessaire de l'autre côté du support, pour permettre la rotation de tout l'ensemble mobile, par rapport au support fixe. La pré-contrainte est

appliquée par les deux rondelles élastiques (8) (Annexe 4) placées contre les cages à aiguilles. Un écrou assure le serrage de l'ensemble.

Le DMA complet est donc compact. Equipé d'une manivelle, il constituera un générateur piézo-électrique portable.

Nous avons choisi d'utiliser 20 barreaux de PZT (PIC 151 de Polytec PI) en mode 31. En effet, cela facilite les connexions, la contrainte n'étant pas appliquée sur les faces métallisées. La mise en parallèle des 20 céramiques est réalisée à l'aide d'une bande fine en clinquant de cuivre (11), pliée et coincée dans les interstices des logements. Un ou deux barreaux peuvent être isolés électriquement des autres, afin de servir de capteurs, comme nous le verrons au chapitre 4. Plusieurs paires de fils électriques permettent d'accéder aux tensions du SP et des capteurs (12).

Afin de simplifier la réalisation de la maquette, dont le support central est déjà délicat à usiner, nous n'avons pas prévu de bande de roulement. La surface des barreaux est directement en contact avec les aiguilles.

Les dimensions des barreaux ont été déterminées par divers paramètres du DMA. Nous avons vu que, pour accroître l'énergie générée, les barreaux doivent être longs et de faible section. Afin de limiter l'épaisseur du DMA, nous avons choisi des barreaux long de 2cm. La largeur L_3 est égale à celle des aiguilles. La dernière dimension L_2 est fixée à 2mm, car en dessous de cette valeur, l'usinage des logements serait difficile.

3.5.2 Mesures

Comme pour la maquette linéaire, les barreaux piézoélectriques sont tous connectés en parallèle, afin d'augmenter le courant généré. Toutes les mesures ont été effectuées avec une charge résistive connectée au SP.

3.5.2.1 Formes de tension pour différentes résistances de charge

La figure 3.26 présente les tensions mesurées pour différentes valeurs de résistance. Le SP présente une capacité $C_0 = 929pF$, beaucoup plus élevée que le SP de la maquette linéaire. Ceci explique qu'à partir de quelques $M\Omega$, la décharge du SP soit incomplète à la fin de chaque phase de compression ou de relaxation.

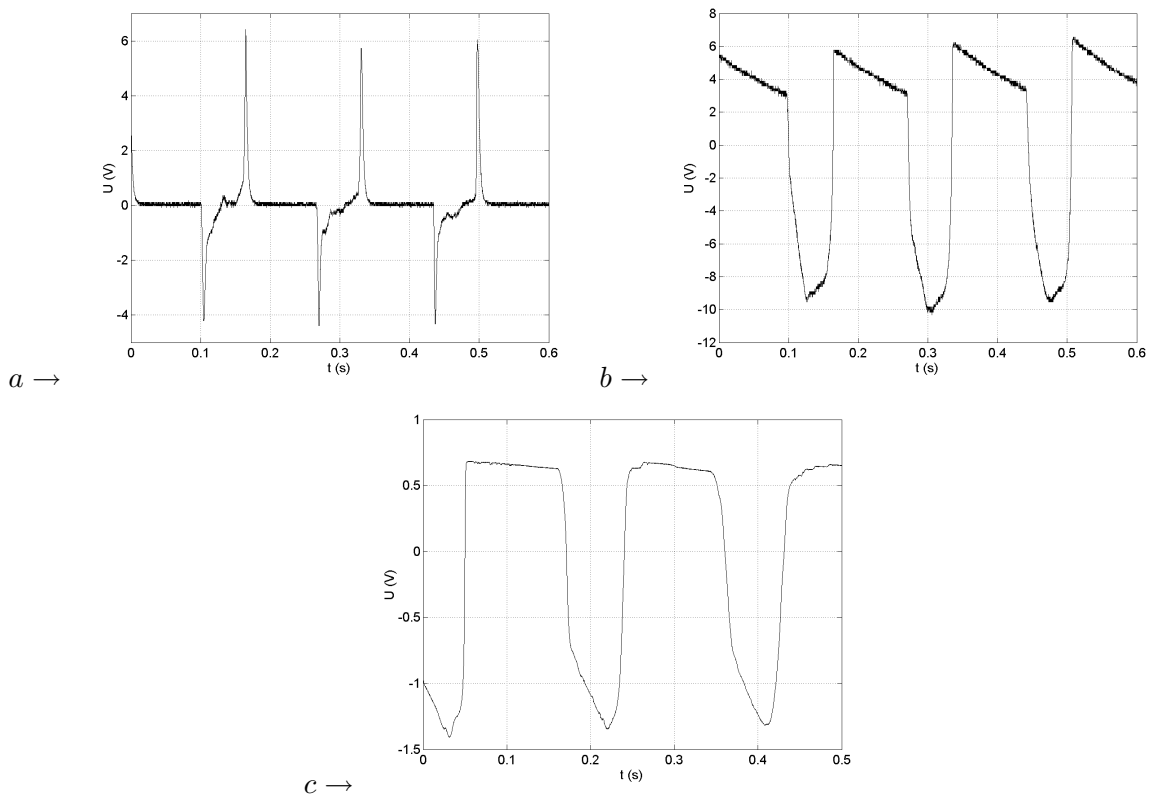


FIG. 3.26 – Tensions mesurées pour différentes charges résistives (a : $150k\Omega$; b : $10M\Omega$; c : $57M\Omega$)

Nous avons vérifié de nouveau la validité du modèle basse fréquence en calculant la tension générée sur $150k\Omega$ (Fig. 3.27). Avec une force de fréquence $5,9\text{Hz}$, d'amplitude 4N et de constante de temps $0,8\mu\text{s}$, la tension calculée est proche de la tension mesurée. De nouveau, la force théorique ne prend pas en compte les vibrations parasites hautes fréquences pendant la phase de compression.

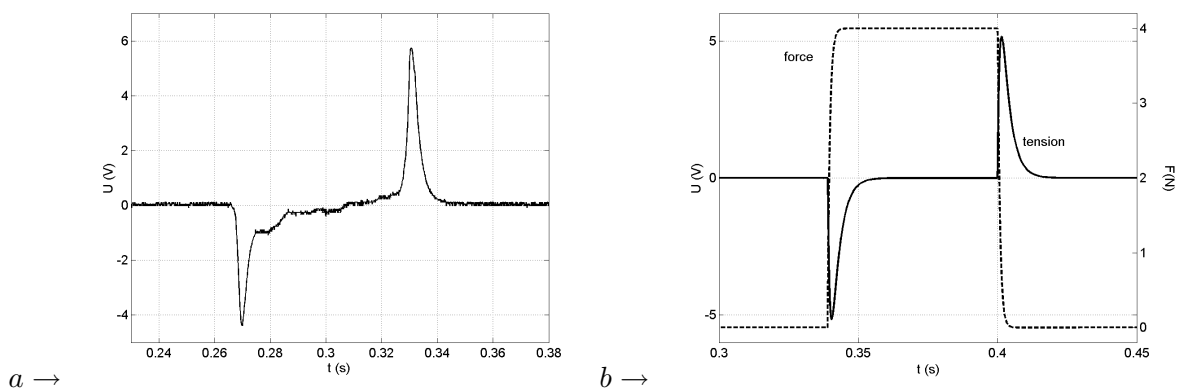


FIG. 3.27 – Tensions mesurée et calculée avec une charge de $150k\Omega$

Avec le système simple de serrage utilisé, il est difficile de connaître précisément la valeur de la

pré-contrainte appliquée. Il existe une relation de proportionnalité entre l'effort F_{ser} appliqué par un écrou et le couple de serrage C_{ser} de celui-ci. En connaissant les caractéristiques de la vis filetée, un calcul de mécanique permet de calculer le coefficient de proportionnalité, soit $744m^{-1}$. Quant au couple de serrage, il doit être mesuré à l'aide d'un dynamomètre. Cette mesure sera réalisée dans la poursuite de ce travail de thèse. Cependant, l'estimation de F_{ser} est imprécise, et rien ne permet de certifier que $\frac{F_{ser}}{20}$ soit l'amplitude de la force appliquée aux barreaux.

En effet, la précontrainte n'est sûrement pas répartie uniformément sur toutes les aiguilles. La surface de roulement présente des défauts, dont la dénivellation peut atteindre la dizaine de μm , ce qui est bien supérieur à la déformation des barreaux. Pendant la rotation de la cage, les aiguilles se déplacent, certaines reposent à la surface, d'autres non. C'est un problème hyperstatique, dû à la structure même du mobile. Le fait de polir la surface au papier de verre apporte une amélioration, mais ne règle pas totalement le problème, car des défauts de surface réapparaissent pendant le fonctionnement, sous la forme de poussières de bakélite dues à l'usure. Ces poussières sont réparties de façon non uniforme sur la surface de roulement (Fig. 3.28), ce qui prouve que tous les barreaux ne sont pas contraints de façon égale par les roulements.



FIG. 3.28 – Usure de la surface de roulement, visible au dépôt noir de poussières de bakélite

3.5.2.2 Puissance électrique délivrée à une charge résistive

Une dernière série de mesures a été menée afin de mettre en évidence les caractéristiques de fonctionnement du SP avec cette version du DMA.

La figure 3.29 présente la puissance électrique générée (P_c) en fonction de la charge résistive (R), avec un effort de serrage moyen et une fréquence de 55Hz. La puissance mesurée présente un maximum : $13,2\mu W$ pour une charge de $100k\Omega$.

La puissance calculée d'après le modèle quasi-statique présente également un maximum, dont la position dépend de la valeur de la constante de temps τ_M de la force exponentielle (Fig. 3.30). Le maximum est situé à $100k\Omega$ lorsque τ_M vaut 0,8ms. L'amplitude de la force correspondante est estimée à 2,2N par barreau, soit un effort total de serrage de 44N.

Même si les deux courbes présentent une similitude de forme, leurs pentes sont assez différentes. Cet écart s'explique très probablement par la différence de forme entre la contrainte théorique et la contrainte réelle. De plus, la contrainte appliquée change au cours d'un essai expérimental prolongé. En effet, le support en bakélite subit une usure, qui se traduit par une atténuation de la tension générée. Les barreaux de PZT ne sont pas abîmés, mais recouverts par des particules de bakélite, ce qui atténue la contrainte appliquée. On constate ici une des limitations de ce prototype. Il est nécessaire de changer la nature du support, ou d'ajouter une bande intermédiaire entre le roulement et les barreaux.

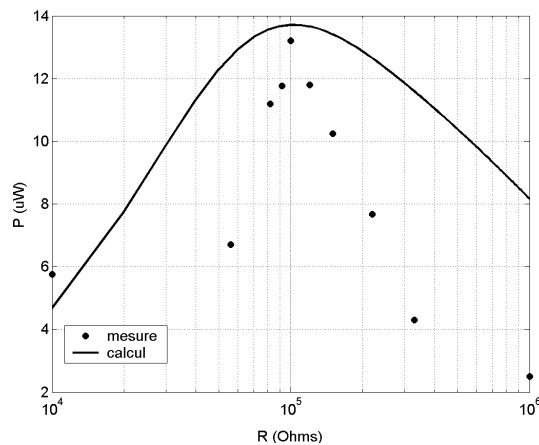


FIG. 3.29 – Mesure et calcul de la puissance électrique générée en fonction de la charge résistive

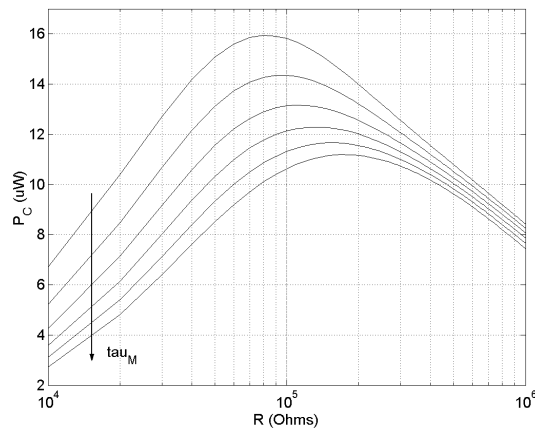


FIG. 3.30 – Influence de la constante de temps mécanique sur la puissance électrique calculée en fonction de la charge résistive

Enfin, nous avons étudié l'influence de la fréquence sur la puissance générée. A cause de l'usure du support, il n'a pas été possible d'effectuer plus de deux séries de mesures de P_C (à des fréquences différentes) d'affilée. Le nettoyage à l'acétone de la surface de roulement nécessite le démontage du DMA. Après remontage, même en veillant à conserver le même serrage, il est peu probable d'obtenir la même

précontrainte appliquée, car la répartition de la force de serrage par les aiguilles n'est plus la même par rapport à la première série de mesure. Cette hypothèse est confirmée par la non reproductibilité des mesures après démontage du DMA.

La figure 3.31 (a) présente la courbe de puissance mesurée à 55Hz, présentée précédemment, et celle mesurée à 8Hz. Cette seconde série de mesures a été effectuée avec le même moteur muni d'un réducteur, ce qui explique l'écart important entre les deux fréquences.

Lorsque la fréquence augmente, la puissance maximale aussi, et la résistance correspondante diminue. Cette tendance est entièrement confirmée par les courbes obtenues en simulation (Fig. 3.31 b).

En outre, la comparaison des deux courbes expérimentales relance la discussion concernant la forme réelle de la contrainte. Les courbes obtenues par simulation ont une forme très proche de celle mesurée à 8Hz. Ceci confirme notre hypothèse d'une contrainte exponentielle. La courbe mesurée à 55Hz a la forme d'un pic beaucoup plus étroit. Il est vraisemblable qu'à partir d'une certaine fréquence le temps de montée de la contrainte ne diminue plus, et que celle-ci se rapproche d'un échelon.

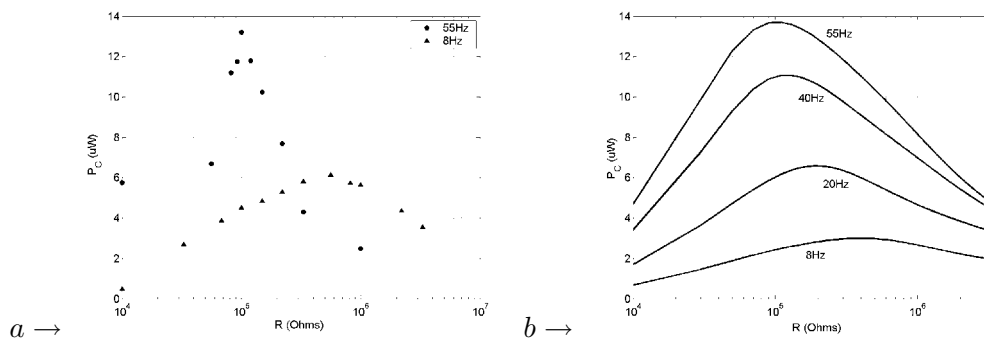


FIG. 3.31 – Influence de la fréquence de la contrainte sur la puissance électrique générée (a : mesure ; b : simulation)

3.5.3 Perspectives d'évolution de la maquette

La maquette rotative actuelle ne permet pas d'exploiter les 20 barreaux piézoélectriques comme nous l'espérons. En effet, le moteur utilisé, identique à celui de la maquette linéaire, n'est pas équipé d'un réducteur. Il est sous-dimensionné en couple : le couple résistant mesuré expérimentalement vaut 2 mNm en l'absence d'usure ; il augmente avec le temps dès que l'essai expérimental dure plus de 1 minute. Ajouter un réducteur n'est pas une solution, car dans l'optique du générateur final, l'effort demandé à l'utilisateur doit rester limité.

Pourtant, nous souhaitons atteindre le même niveau de contrainte par barreau qu'avec la maquette linéaire. Ainsi, avec 10N par barreau, la maquette rotative permettrait d'atteindre $330\mu W$ pour une charge de $100k\Omega$. Pour parvenir à faire fonctionner la maquette rotative tout en imposant un effort de serrage de 200N, des améliorations doivent être apportées sur le plan mécanique.

Surface de roulement

L'usure de la surface de roulement est le principal point à améliorer. Afin de diminuer le frottement des aiguilles, nous avons déposé une couche de graisse silicone sur la surface de roulement (Fig. 3.32). Les frottements sont alors pratiquement supprimés, mais la couche de silicone a pour effet de diminuer la dynamique de la force, donc la puissance générée. Nous en avons conclu qu'une modification structurelle de la surface de roulement est indispensable. Faut-il ajouter une bande de roulement intermédiaire, ou choisir un matériau plus rigide pour le support, ou au contraire noyer les barreaux dans une matrice plus souple, capable de se déformer ? Dans cet esprit, la recherche actuelle sur les piézocomposites offre des perspectives intéressantes.



FIG. 3.32 – Etat de la surface de roulement après fonctionnement du DMA avec graisse silicone

Mobile

D'autre part, l'usure peut certainement être diminuée en modifiant la structure du mobile. Les aiguilles provoquent une usure de la bakélite, qui n'était pas tant abîmée par les roulements de la première maquette. En effet, le mouvement des roulement était linéaire, tandis que les aiguilles, plus large, doivent tourner autour de l'axe. Chaque aiguille, dont les extrémités ont des vitesses différentes, est obligée de glisser sur la surface. Même si la cage à aiguilles occupe un volume très faible, ce qui est recherché pour un générateur portable, il faut peut-être revenir à la structure initiale du mobile. Tout en conservant la symétrie circulaire, on peut imaginer une cage avec des logements circulaires contenant chacun un roulement et un ressort (Fig. 3.33). On peut alors espérer que l'effort de serrage se répartisse de façon égale sur les barreaux, ce qui était impossible avec la cage à aiguilles.

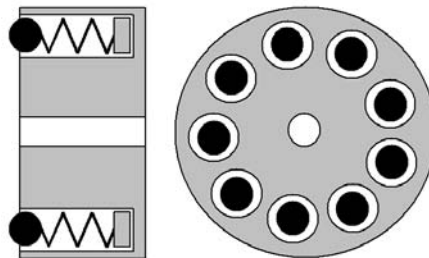


FIG. 3.33 – Schéma d'un mobile circulaire améliorant la répartition de la contrainte sur les barreaux

3.6 Conclusion et perspectives

Les deux maquettes expérimentales que nous venons de présenter démontrent la faisabilité d'un générateur piézoélectrique récupérant l'énergie mécanique humaine. Le fonctionnement du générateur nécessite un effort intentionnel, de faible intensité et de faible fréquence. Le DMA transforme cet effort en une contrainte élevée appliquée au SP.

La première maquette a permis de valider le principe du DMA et de saisir les particularités de la force appliquée au SP. En outre, les essais expérimentaux ont suscité une réflexion sur la forme adéquate de la contrainte pour augmenter l'énergie électrique générée. Il s'avère indispensable d'appliquer une contrainte de grande dynamique. Ainsi, avec les deux maquettes actuelles, il est inutile d'utiliser des barreaux piézoélectriques de grande surface, car l'essentiel de l'énergie est générée lorsque le roulement aborde ou quitte le barreau. Il faut donc multiplier les petits barreaux.

La courbe de puissance générée en fonction de la résistance de charge présente un maximum, dont la valeur augmente avec la fréquence de la contrainte. Avec la maquette rotative, les vingt barreaux en parallèle, soumis chacun à une contrainte de 2N et de fréquence 55Hz, délivrent $13,2\mu W$ à une charge de $100k\Omega$. Pour des raisons techniques, cette maquette ne permet pas actuellement d'appliquer la contrainte souhaitée de 10N par barreau. La puissance générée atteindrait alors $330\mu W$ pour une charge de $100k\Omega$.

Afin d'augmenter l'amplitude de la contrainte, tout en limitant l'effort requis de la part de l'utilisateur, la maquette rotative doit être améliorée. Dans cette optique, nous avons imaginé de nouvelles structures de bande d'application, de support ou de mobile. L'expérience acquise lors de l'étude expérimentale du DMA laisse espérer que ces modifications permettront d'améliorer l'application de la contrainte au SP, et de ce fait, la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Chapitre 4 : Système de récupération

Chapitre 4

Systeme de récupération

Le système de récupération associé au système piézoélectrique joue un rôle important car l'énergie générée n'est en général pas directement utilisable par le dispositif portable ciblé. La conception d'un circuit de conversion adapté au SP demande une approche particulière du traitement de l'énergie, car le SP présente des caractéristiques spécifiques d'impédance et de courant, particulièrement contraignantes en régime statique. En outre, dans l'objectif final d'un GP autonome, il est essentiel de minimiser la consommation du circuit de conversion afin de ne pas utiliser une part trop importante de l'énergie générée par le SP.

Après un état de l'art sur les convertisseurs existants, nous allons présenter une technique de conversion non linéaire, dont nous montrerons les performances vis à vis d'un SP en régime quasi-statique. Puis, nous décrirons le générateur d'effort piézoélectrique que nous avons utilisé pour élaborer le circuit de conversion. Ensuite, nous aborderons la phase importante de conception du circuit électronique, en insistant sur les choix imposés par le compromis performances/consommation. Puis, nous présenterons les performances du circuit en terme de puissance générée, en fonction de la charge, de la fréquence et de l'amplitude de la contrainte mécanique.

4.1 Etat de l'art

La conversion de l'énergie électrique délivrée par un générateur piézoélectrique basse fréquence (régime statique) est un problème qui a été soulevé dans de nombreux articles. Notons que les générateurs piézoélectriques de fréquence plus élevée, que sont les structures en vibration (régime dynamique), sont également l'objet de recherches [OTT02, KAS02, FUN98, TAY96, GUY04], mais la problématique est différente car leur impédance est résonante. Cependant, certains convertisseurs qui leur sont associés peuvent aussi l'être à des générateurs basse fréquence, à condition d'adapter leur mode de commande.

La conversion électrique proposée le plus souvent est la simple décharge du système piézoélectrique dans une capacité, via un pont redresseur [HOR02, UME97, SEG97, KIM98, ISH97, CAM87, GHA02]. Ce circuit simple est peu performant en terme de rendement énergétique : le générateur piézoélectrique

ayant une impédance interne essentiellement capacitive, le transfert de son énergie dans une autre capacité est toujours partiel.

Ainsi, considérons un condensateur de capacité C_1 , dont l'énergie initiale est W_0 , et un condensateur de capacité C_2 initialement déchargé (Fig. 4.1). Les deux condensateurs sont connectés ensemble par l'intermédiaire d'un circuit de résistance R . A l'état final, l'énergie du condensateur C_2 vaut $W_2 = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)^2} \cdot W_0$. Elle vaut au maximum $\frac{W_0}{4}$ si $C_1 = C_2$. Pendant le transfert d'énergie, $\frac{W_0}{2}$ a été dissipée par effet Joule dans le circuit. Ce calcul simple montre l'inefficacité du transfert direct d'énergie entre condensateurs.

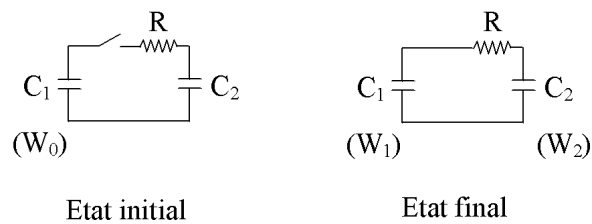


FIG. 4.1 – Transfert d'énergie d'un condensateur C_1 vers un condensateur C_2

Un autre mode de décharge directe dans une capacité est présentée par [BAT69] : la décharge du générateur piézoélectrique dans une capacité a lieu au moment du claquage d'un circuit de décharge. La capacité de stockage et la tension de claquage conditionnent l'énergie transférée.

En respectant la règle d'interconnexion des sources, c'est-à-dire de toujours connecter une source de tension à une source de courant, le transfert de l'énergie doit augmenter. Selon ce principe, quelques brevets proposent des structures très simples de convertisseurs, basées sur la connexion d'une inductance, en série [OHA81, SMA97] ou en parallèle [CON01] avec le générateur piézoélectrique, en permanence [CON01] ou de façon intermittente [OHA81, SMA97]. La présence éventuelle de diodes permet en outre de charger une capacité de stockage.

Les convertisseurs AC/DC habituels sont une forme évoluée de ces circuits. Certains articles ou brevets proposent leur utilisation pour la récupération d'énergie, à condition de les commander de façon particulière. L'inductance qu'ils contiennent sert d'élément de stockage d'énergie entre le générateur piézoélectrique et la charge. La commutation du ou des interrupteurs a lieu lorsque la charge aux bornes du générateur piézoélectrique est maximale. Ainsi, les usages de hacheurs buck [SHE99, OTT02], ou buck-boost [KAS02] sont mentionnés.

L'objectif de ces derniers circuits est d'accroître la proportion d'énergie transférée par rapport à l'énergie disponible, sans chercher à augmenter celle-ci. Or le générateur piézoélectrique est avant tout un système électromécanique, qui offre quatre degrés de liberté, deux grandeurs électriques et deux grandeurs mécaniques, liées entre elles. De ce fait, il est possible, en agissant sur la tension et le courant, de modifier la force et la vitesse, pour augmenter la puissance convertie.

Ainsi, la société américaine Ocean Power Technologies, Inc. (Pennington, New Jersey) a déposé un brevet en février 2003 [BUR03] : un capteur piézoélectrique sert à commander un circuit de conversion destiné à accroître l'énergie délivrée par un générateur piézoélectrique basse fréquence. L'application visée est la récupération de l'énergie des vagues, grâce à des films de PVDF (Fig. 4.2).

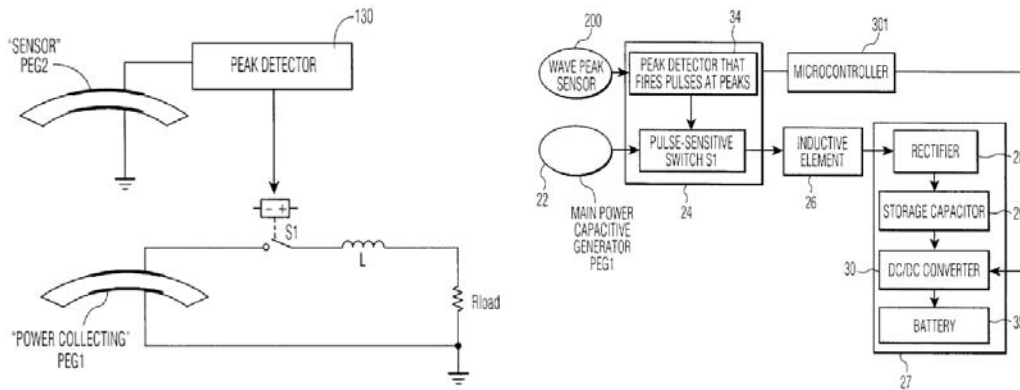


FIG. 4.2 – Schémas extrait du brevet destiné à la récupération de l'énergie des vagues [BUR03]

La même technique de conversion avec amplification de l'énergie délivrée est proposée par Guyomar et al. [GUY03, LEF03], qui l'ont initialement mise au point pour amortir les vibrations sinusoïdales d'une structure vibrante, à l'aide de patches piézoélectriques positionnés sur la structure (Fig. 4.3). Cette technique d'amortissement, appelée SSDI ("Synchronized Switch Damping on Inductor"), a été brevetée [AUD01]. Depuis, elle a abouti à une méthode efficace de récupération de l'énergie des vibrations, appelée technique SSHI ("Synchronized Switch Harvesting on Inductor") [GUY04]. Le principe est le suivant : une inductance est connectée via un interrupteur aux bornes du système piézoélectrique, lorsque la tension de celui-ci passe par un extrêmu. L'interrupteur est ouvert au bout d'une demi-période, ce qui entraîne la quasi-inversion de la tension du système piézoélectrique (Fig. 4.4). Il en résulte une amplification de la tension, mais aussi de la puissance délivrée à la charge (Fig. 4.5). L'efficacité de cette technique a été prouvée pour une tension sinusoïdale de fréquence relativement élevée. Nous allons montrer qu'elle est aussi valable pour un générateur piézoélectrique basse fréquence.

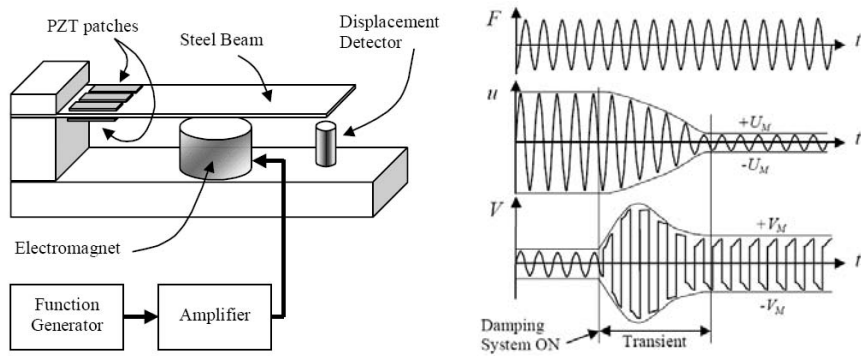


FIG. 4.3 – Dispositif expérimental et évolution temporelle de la contrainte, du déplacement et de la tension des patches piézoélectriques [LEFmai04]

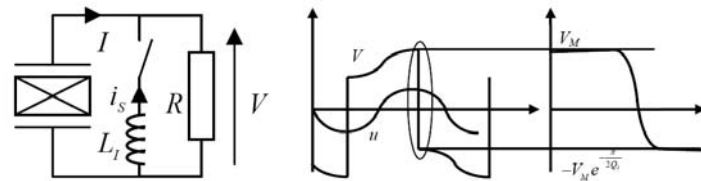


FIG. 4.4 – Circuit d'inversion - Evolution de la tension V du générateur et du déplacement u [GUY04]

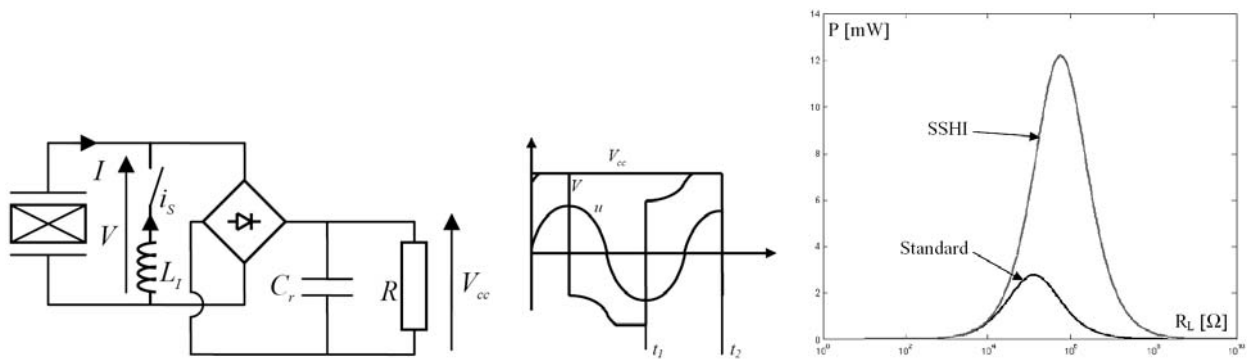


FIG. 4.5 – Circuit de récupération sur charge RC - Evolution du déplacement u , de la tension du générateur V et de la charge V_{cc} - Courbe de puissance générée fonction de la charge [BAD03]

4.2 Description de la technique SSHI

Quel phénomène physique accompagne l'inversion de tension, et pourquoi cette technique de conversion permet-elle d'augmenter le coefficient effectif de couplage ? Afin de répondre à ces questions, nous avons réalisé une simulation en utilisant le modèle basse fréquence du SP. Nous avons comparé l'évolution des tensions et des énergies, pendant une période complète de compression-relaxation des barreaux, avec et sans la technique SSHI.

Considérons le SP de la maquette rotative : $n=20$ barreaux piézoélectriques associés en parallèle, chacun contraint par une force F d'amplitude $2,2N$ et de fréquence $170Hz$ (Fig. 4.6 a). Nous supposons ici que les phases de compression et de relaxation durent chacune une demi-période. La fréquence choisie est trop élevée pour être réaliste, mais facilite la visualisation des grandeurs pendant une période complète. Le SP est connecté à une charge $R = 50k\Omega$ via un pont de diodes (Fig. 4.6 b). Les valeurs des paramètres du modèle sont :

$$N = -0,056 \quad nC_0 = 18,4nF \quad nN^2C_m = 2,35nF$$

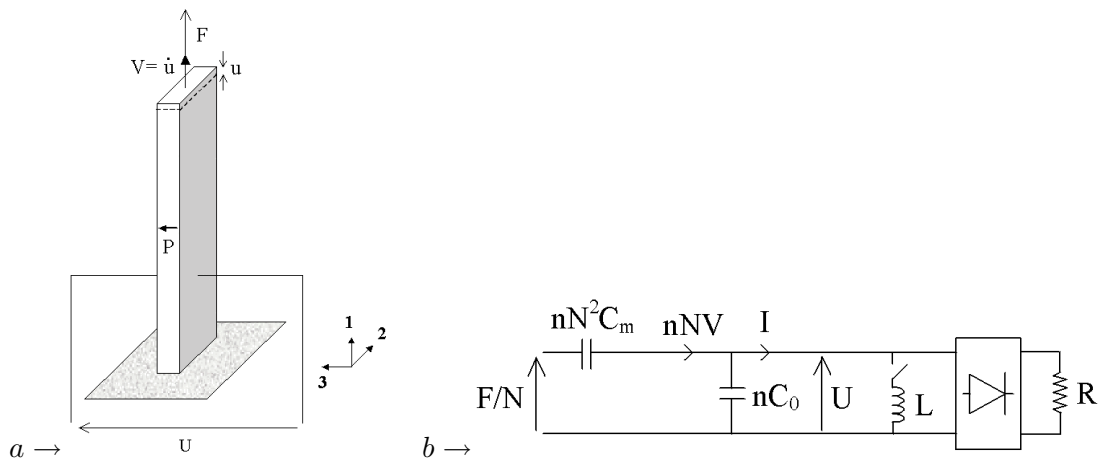


FIG. 4.6 – Un des 20 barreaux fonctionnant en mode 31 (a), et circuit de simulation pour l'étude des 20 barreaux en parallèle (b)

4.2.1 Etude théorique pendant un cycle mécanique

Précisons les notations utilisées pour cette étude :

W_M : énergie délivrée par la source mécanique

W_P : énergie stockée sous forme élastique

W_{conv} : énergie mécanique convertie en énergie électrique

W_C : énergie consommée par la charge électrique

W_{C0} : énergie stockée sous forme diélectrique

W_{pertes} : somme des pertes par commutation et des pertes Joule de l'inductance.

D'après le circuit de la figure 4.6 (b), l'équation liant la force appliquée F et la tension U est :

$$\frac{F}{N} - U = \frac{1}{nN^2C_m} \int nNV \cdot dt$$

Cette équation se simplifie, faisant apparaître le déplacement u :

$$F = NU + \frac{1}{C_m}u$$

Calculons alors l'énergie W_M apportée pendant la phase de compression :

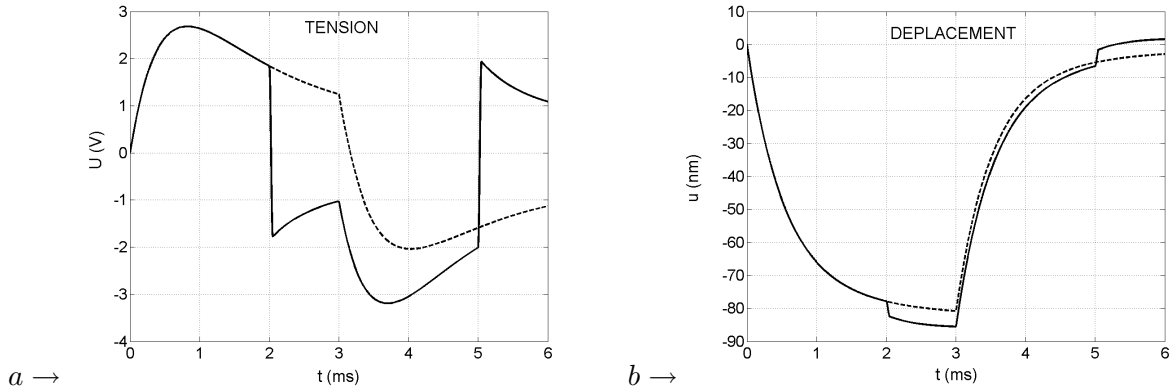
$$W_M = n \int_0^{T/2} F \cdot du = n \int_0^{T/2} NU \cdot du + \frac{n}{C_m} \int_0^{T/2} u \cdot du = W_{conv} + W_P$$

En outre :

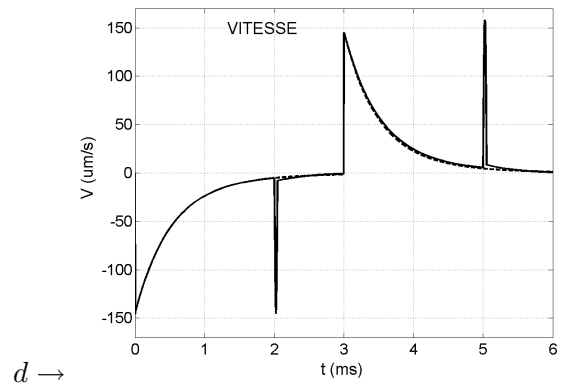
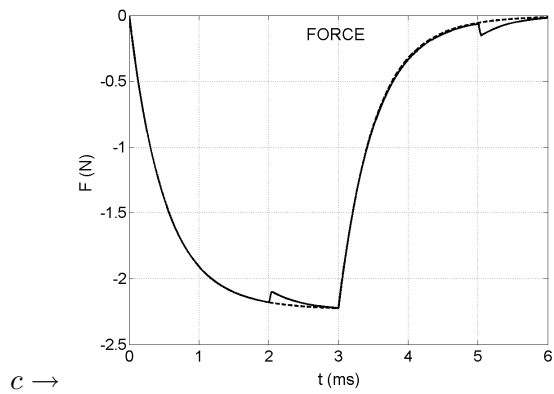
$$W_{conv} = W_C + W_{C0} + W_{pertes}$$

Les figures suivantes présentent l'évolution des grandeurs électromécaniques et des énergies dans le cas d'un fonctionnement classique (courbes en pointillés) ou avec la technique SSHI (courbes en trait plein). La charge résistive vaut $50k\Omega$. La tension aux bornes du SP est initialement nulle.

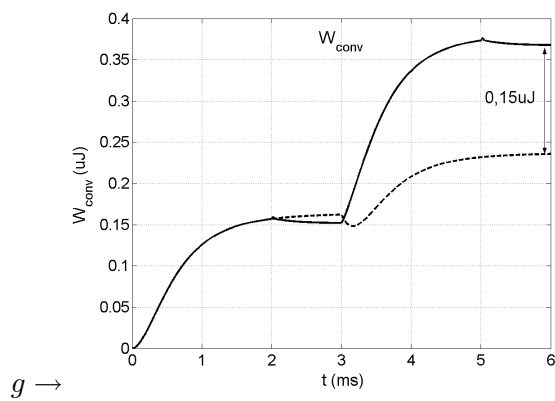
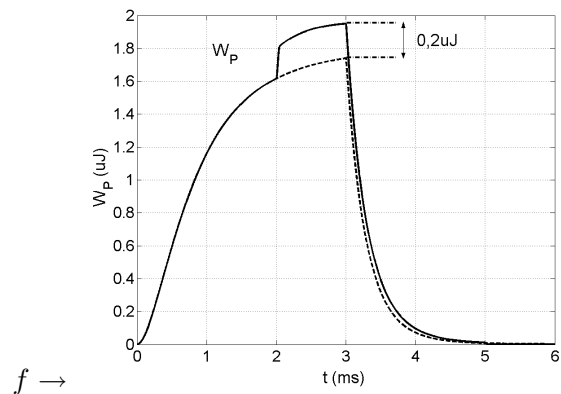
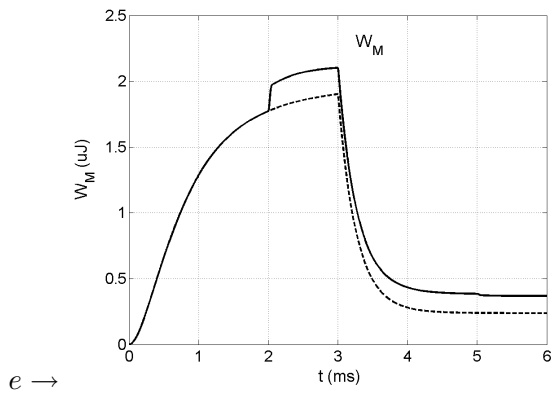
A l'instant $t=0$, la force appliquée au SP croît exponentiellement. A $t_d = 2ms$, l'inductance est connectée aux bornes du SP pendant $T_0/2$, $T_0 = 2\pi\sqrt{LC_0}$ étant la période de l'oscillation du circuit LC_0 . L'inversion de la tension aux bornes d'un barreau piézoélectrique, qui est l'image de la force due à l'effet piézoélectrique, s'accompagne d'une compression supplémentaire du barreau :



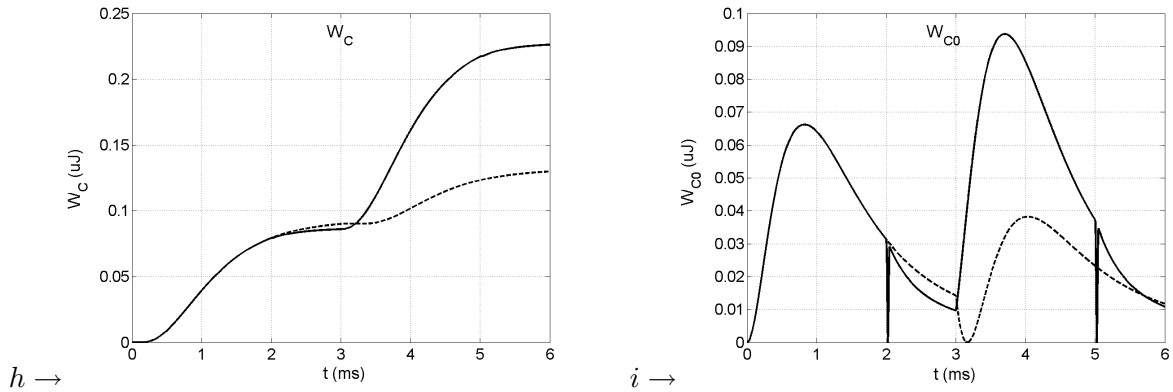
Pendant la phase d'inversion, la force extérieure appliquée diminue et la vitesse présente un pic élevé :



Par conséquent, l'énergie apportée par la source mécanique augmente (figure e). Elle est en partie stockée sous forme élastique par les barreaux comprimés (figure f), et en partie convertie en énergie électrique (figure g) :



L'énergie W_{conv} est en partie consommée par la charge (figure h) et stockée sous forme diélectrique (figure i) :



L'énergie W_{C0} n'est pas nulle à la fin de la période. Il s'agit en effet du régime transitoire, qui existe avec ou sans la technique SSHI. Lors d'un fonctionnement classique, la tension $U(t)$ devient progressivement alternative, donc l'énergie stockée dans C_0 est nulle à la fin de chaque période.

Les figures g et h montrent que la technique SSHI n'entraîne une augmentation de W_M (et W_{conv}) qu'à partir de la 2^{de} demi-période. En effet, l'amplification de $U(t)$ commence à la 2^{de} demi-période (figure a).

Si la technique SSHI est appliquée à chaque demi-période, l'amplitude de $U(t)$ continue à augmenter. Le régime permanent est atteint lorsque l'énergie supplémentaire due à l'amplification compense exactement les pertes électriques et mécaniques. Plus la résistance de charge est élevée, plus le régime transitoire est long et plus le gain en tension est élevé (Fig. 4.7). En outre, quelle que soit la charge, plus t_d se rapproche de $T/2$, plus le gain en tension est élevé (Fig. 4.8). Toutefois, la figure 4.8 (a) montre que, pour les fortes charges, le gain varie peu dès lors que l'inversion a lieu après le maximum de $U(t)$.

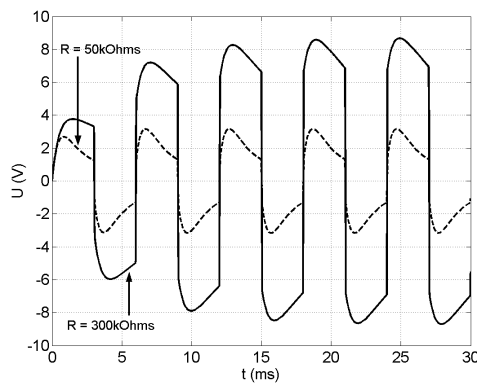


FIG. 4.7 – Influence de la charge résistive sur la durée du régime transitoire et sur le gain en tension ($t_d \simeq T/2$)

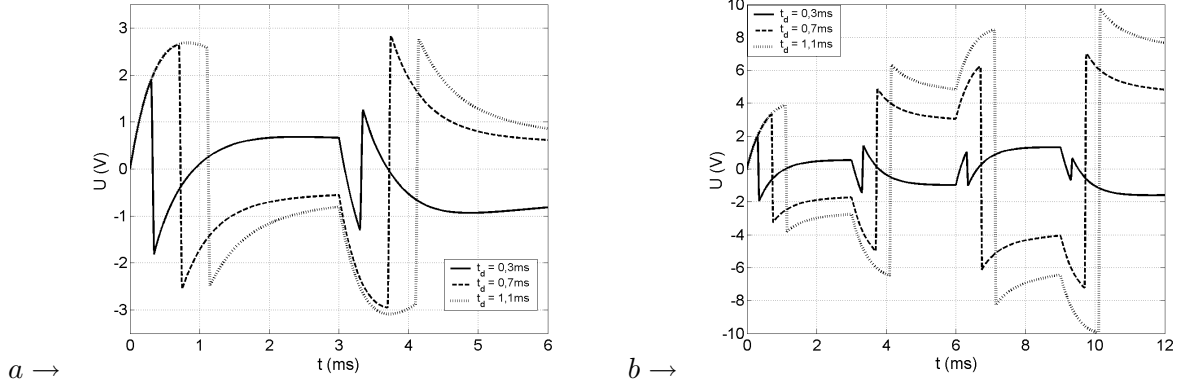


FIG. 4.8 – Influence de t_d sur le gain en tension, pour $R = 50k\Omega$ (a) et $R = 1M\Omega$ (b)

4.2.2 Bilan d'énergie

Le tableau 4.1 présente le bilan énergétique du fonctionnement que nous venons de décrire, en régime permanent, avec ou sans amplification. L'utilisation de la technique SSHI accroît le coefficient de couplage effectif d'un facteur 1,5. En agissant uniquement sur les grandeurs électriques, cette technique parvient à modifier les grandeurs mécaniques, afin d'améliorer la conversion mécano-électrique.

Phase de compression	W_M	W_P	W_{conv}	W_C	W_{C0}	
Sans SSHI	$1,83\mu J$	$1,75\mu J$	$81nJ$	$81nJ$	0	
Avec SSHI	$2,17\mu J$	$1,95\mu J$	$220nJ$	$144nJ$	0	
Phase de relaxation	W_M	W_P	W_{conv}	W_C	W_{C0}	k_e^2
Sans SSHI	$-1,67\mu J$	$-1,75\mu J$	$81nJ$	$81nJ$	0	8,8%
Avec SSHI	$-1,73\mu J$	$-1,95\mu J$	$220nJ$	$144nJ$	0	13,3%

TAB. 4.1 – Bilan énergétique en régime permanent, avec ou sans technique SSHI ($F=2,2N$; $f=170Hz$; $t_d = 2ms$; $R = 50k\Omega$)

L'instant de commutation t_d influence fortement la valeur de W_{conv} . En effet, deux effets se conjuguent pour augmenter celle-ci :

- d'une part l'amplification de la tension,
- d'autre part la modification du déphasage de cette tension par rapport à la vitesse.

Rappelons la définition de W_{conv} :

$$W_{conv}(t) = n \int_0^t NU \cdot du = nN \int_0^t UV \cdot dt$$

Il existe une valeur de t_d qui maximise l'intégrale $\int_0^T UV \cdot dt$, donc l'énergie convertie pendant une période. En observant les courbes de la tension U (figure a) et de la vitesse V (figure d), on remarque que si $t_d \simeq T/2$, U et V sont de même signe pendant toute la période. Par conséquent, W_{conv} est

maximale si $t_d \simeq T/2$. La figure 4.9 montre les courbes de $U(t)$ et $W_{conv}(t)$ pour t_d très différent, ou voisin de $T/2$. Même si le saut de tension à l'inversion est plus faible lorsque $t_d \simeq T/2$, l'énergie convertie est plus élevée.

La figure 4.10 montre l'influence de $\alpha = \frac{t_d}{T/2}$ sur l'énergie convertie pendant une période, en régime permanent. Cette courbe correspond à une résistance de charge de $50k\Omega$. Quelle que soit la charge, $W_{conv}(T)$ est toujours maximale pour $t_d \simeq T/2$. La variation de $W_{conv}(T)$ avec t_d diminue lorsque t_d se rapproche de $T/2$, comme l'illustre la figure 4.9, où l'écart observé reste limité. Le fait que la conversion soit alors moins sensible aux variations de t_d est un avantage pour la mise en oeuvre du convertisseur.

Par contre, lorsque t_d est très inférieur à $T/2$, $W_{conv}(T)$ varie beaucoup. En effet, l'amplification de la tension dépend fortement de t_d lorsque t_d est proche de 0. Ceci est vrai quelle que soit la charge, comme le montre la figure 4.8.

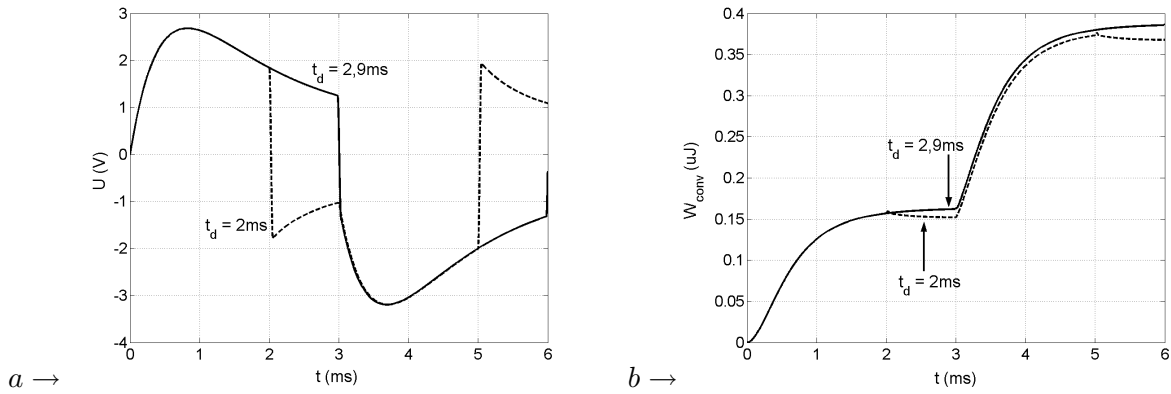


FIG. 4.9 – Influence de l'instant de commutation t_d ($t_d < T/2$ ou $t \simeq T/2$) sur la tension (a) et l'énergie convertie (b)

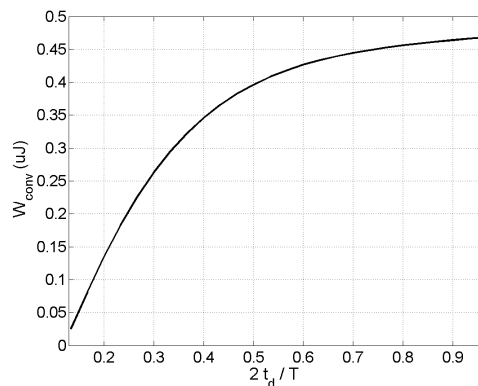


FIG. 4.10 – Influence du rapport $\alpha = \frac{t_d}{T/2}$ sur l'énergie convertie pendant une période, en régime permanent ($R = 50k\Omega$)

4.2.3 Conséquence sur les cycles de conversion

A partir des grandeurs électrique et mécanique, il est possible de tracer 3 cycles représentatifs du fonctionnement du SP. Selon le type de cycle, nous allons comparer plusieurs types de fonctionnement (4.11) : classique alternatif (a), classique continu (b), SSHI alternatif (c), SSHI continu (d).

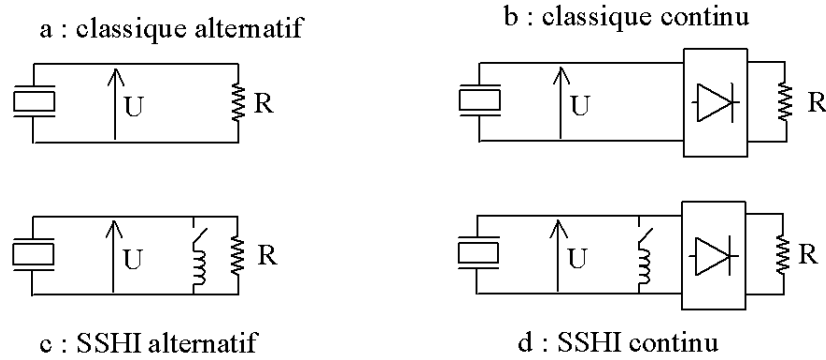


FIG. 4.11 – Définition des 4 types de fonctionnement étudiés

4.2.3.1 Cycles mécanique et électrique

La figure 4.12 présente les cycles mécanique (T_1, S_1) et électrique (E_3, D_3).

Nous avons également tracé les cycles du fonctionnement “standard” (Fig. 4.13). Il s’agit du fonctionnement de référence, utilisé pour le calcul du coefficient de couplage intrinsèque. Pour ce fonctionnement, nous avons choisi une contrainte T égale à la contrainte maximale du fonctionnement classique continu (paragraphe précédent) : $T = -2,78.10^5 N/m^2$.

L’aire du cycle mécanique, égale à l’aire du cycle électrique, correspond à l’énergie volumique convertie pendant le cycle complet (w_{conv}). Les valeurs de w_{conv} sont regroupées dans le tableau 4.2, de même que l’énergie volumique w_M apportée lors de la compression, et le coefficient de couplage effectif (ou intrinsèque). La technique SSHI permet donc d’atteindre un coefficient de couplage effectif supérieur au coefficient de couplage intrinsèque.

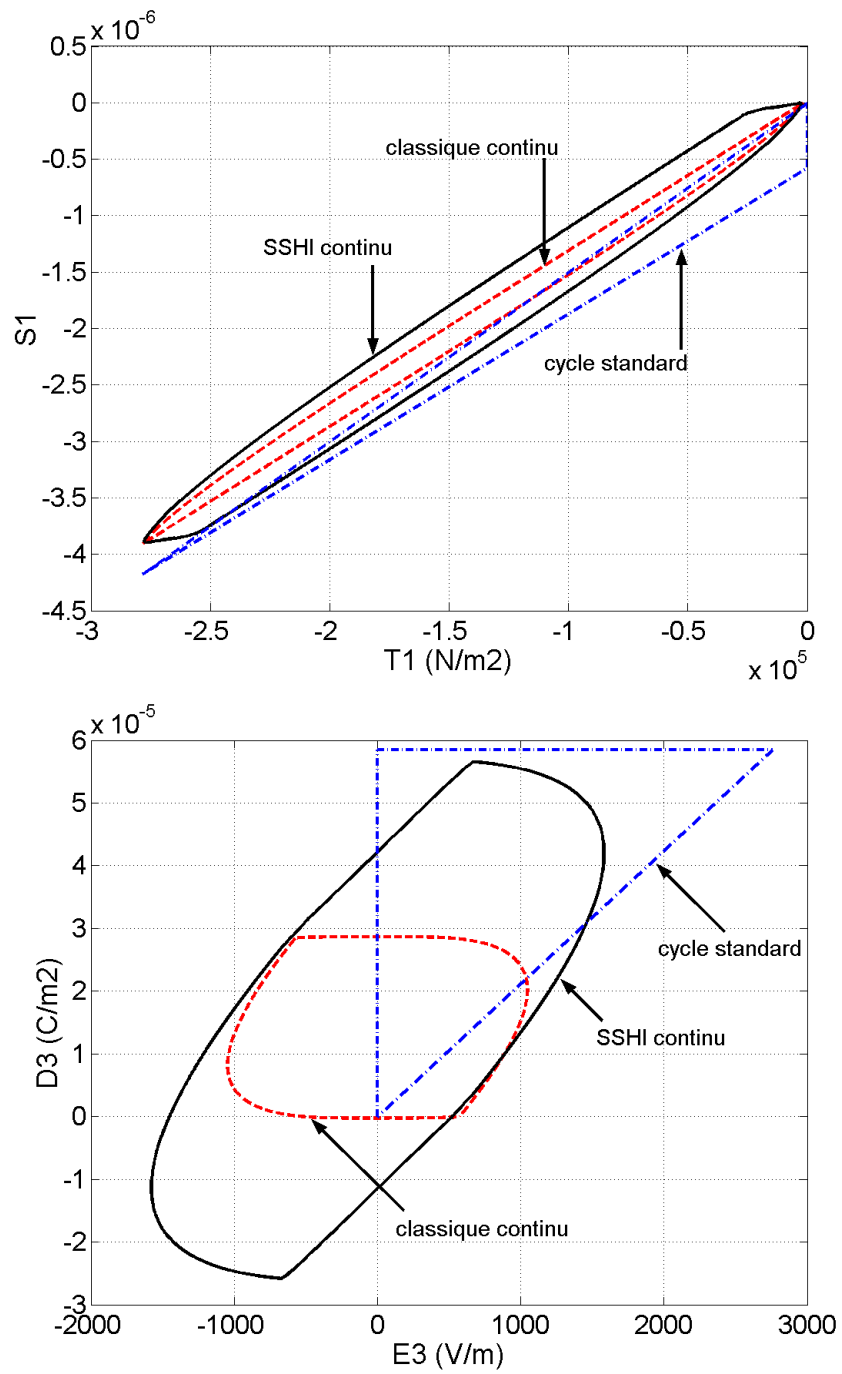


FIG. 4.12 – Cycles mécanique et électrique pour 3 fonctionnements différents (classique continu, SSHI continu, standard)

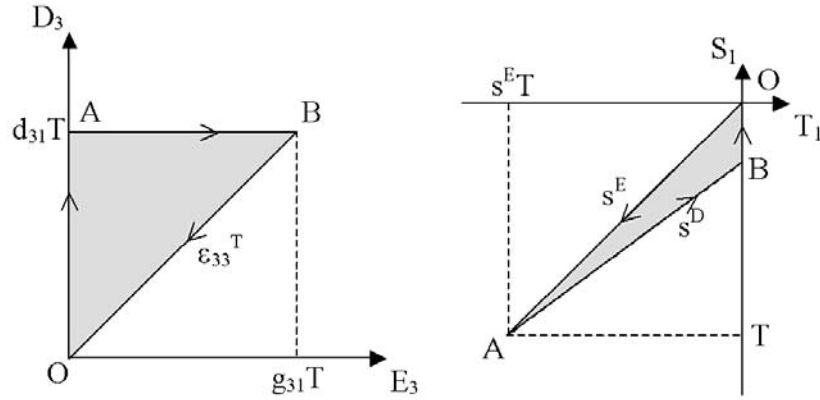


FIG. 4.13 – Cycles mécanique et électrique de référence en mode 31

Fonctionnement	classique continu	SSHI continu ($t_d = 2,9ms$)	standard
$w_M (J/m^3)$	$5,69 \cdot 10^{-1}$	$6,03 \cdot 10^{-1}$	$5,81 \cdot 10^{-1}$
$w_{conv} (J/m^3)$	$5,06 \cdot 10^{-2}$	$1,35 \cdot 10^{-1}$	$8,05 \cdot 10^{-2}$
k^2	8,9%	22,4%	13,9%

TAB. 4.2 – Résultats de simulation obtenus pour les 3 fonctionnements (classique continu, SSHI continu, standard)

4.2.3.2 Cycle mécano-électrique

Un troisième cycle peut être tracé afin d'évaluer les performances des différents fonctionnements. Il s'agit du cycle mécano-électrique (u, NU) (Fig. 4.14 a), dont l'aire correspond à l'énergie convertie par barreau, soit W_{conv}/n . La forme du cycle (u, NU) est similaire à celle des cycles (T_1, S_1) et (E_3, D_3). La relation (4.1) entre leurs aires est vérifiée.

$$Aire(cycle(T_1; S_1)) = \frac{Aire(cycle(u; NU))}{L_1 L_2 L_3} \quad (4.1)$$

La figure 4.14 (b) illustre le fait que l'énergie convertie est maximale lorsque l'instant d'inversion t_d se rapproche de $T/2$.

Remarquons que, pour la technique SSHI, le fonctionnement continu génère plus d'énergie que le fonctionnement alternatif. C'est le contraire pour le fonctionnement classique. Les travaux concernant la technique SSHI en régime dynamique conduisent au même résultat (Fig. 4.15) [GUY04]. Le tableau 4.3 regroupe les valeurs des énergies converties, calculées à partir des aires des quatre cycles de la figure 4.14 (a).

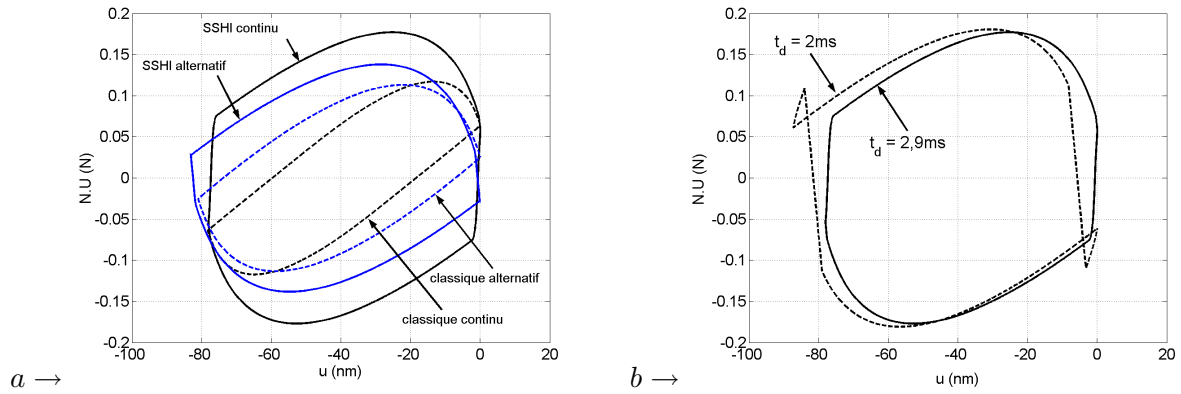


FIG. 4.14 – Cycles mécano-électriques pour 4 fonctionnements différents (a) - Influence de l'instant d'inversion t_d sur le cycle du fonctionnement SSHI continu (b)

	Classique alternatif	Classique continu	SSHI alternatif	SSHI continu
W_{conv} (nJ)	221	162	330	440

TAB. 4.3 – Energies converties calculées à partir des quatre cycles

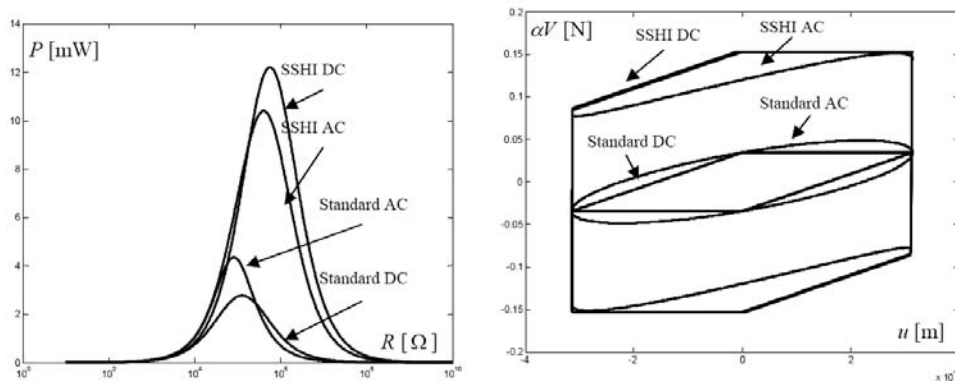


FIG. 4.15 – Puissances délivrées et cycles de conversion en régime dynamique [GUY04]

4.2.4 Conclusion

La technique SSHI a été étudiée d'un point de vue théorique, démontrant son efficacité à amplifier l'énergie délivrée par un SP en régime quasi-statique non sinusoïdal.

Cette amplification a été interprétée par un bilan d'énergie réalisé sur une période de la contrainte appliquée. L'inversion de tension provoque une compression ou une détente supplémentaire du barreau. La source mécanique fournit alors un surplus d'énergie, dont une partie est fournie à la charge. La puissance délivrée à la charge est donc augmentée, de même que le coefficient effectif de couplage. Le gain en puissance est maximal si la commutation a lieu à la fin de chaque phase de compression et de relaxation du SP.

Enfin, le tracé des cycles électrique et mécanique avec et sans la technique SSHI permet de visualiser le gain en énergie obtenu. Il est important de souligner que cette technique d'amplification conduit à un coefficient de couplage effectif supérieur au coefficient de couplage intrinsèque du matériau.

4.3 Générateur d'effort piézoélectrique

L'utilisation prolongée de la maquette rotative dans le but d'élaborer l'électronique de récupération est actuellement déconseillée à cause d'une usure mécanique importante du chemin de roulement. Les signaux mesurés s'en trouveraient atténués et bruités, les rendant rapidement difficiles à exploiter. Or on ne peut mettre au point un convertisseur adapté au GP sans passer par une phase expérimentale, tant les caractéristiques du GP (impédances et niveaux de courant) sont particulières et excluent les circuits classiques de conversion.

Comment appliquer à un barreau piézoélectrique une contrainte de même forme que celle appliquée par le DMA ? Il suffit d'utiliser un autre barreau piézoélectrique, commandé par une tension U_1 judicieusement choisie (Fig. 4.16). En suivant cette idée, nous avons conçu un système, baptisé générateur d'effort piézoélectrique (GEP). Le GEP est constitué de deux barreaux de céramique PZT fonctionnant en mode 31 et encastrés chacun à une extrémité (Fig. 4.17) :

- un barreau actionneur, appelé barreau primaire, commandé par une tension U_1 ;
- un barreau générateur, appelé barreau secondaire, dont la tension est notée U_2 .

Les deux barreaux sont séparés par une pièce en matériau isolant et de rigidité mécanique élevée.

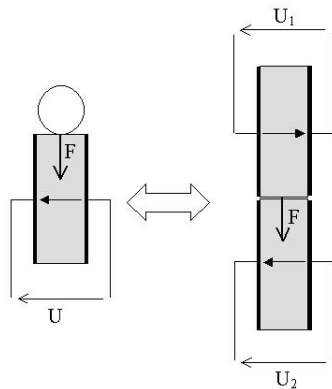


FIG. 4.16 – Application de la force par le mobile du DMA et par un barreau piézoélectrique commandé en tension

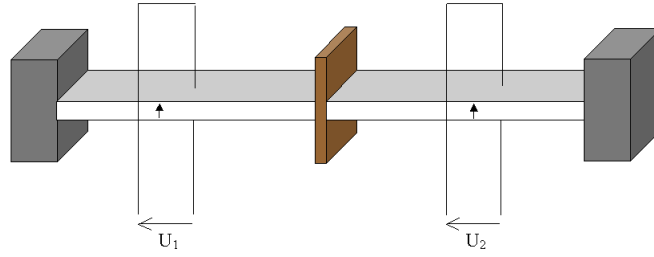


FIG. 4.17 – Schéma du générateur d'effort piézoélectrique (GEP)

Dans l'étude théorique qui suit, nous allons montrer qu'en appliquant une tension

$$U_1(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right)$$

au barreau primaire, la force appliquée au barreau secondaire est de la forme

$$F(t) \simeq F_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right)$$

donc semblable à la force appliquée par le DMA. Le barreau secondaire génère alors une tension

$$U_2(t) = U_p e^{-\frac{t}{\tau_e}} + (U_2(0) - U_p) e^{-\frac{t}{\tau}}$$

elle aussi semblable à la tension mesurée expérimentalement aux bornes du SP.

4.3.1 Etude théorique du générateur d'effort piézoélectrique

4.3.1.1 Principe de fonctionnement

Une tension U_1 basse fréquence est appliquée au primaire, qui se déforme, provoquant une déformation du secondaire. Celui-ci se charge et une tension U_2 apparaît.

La structure du GEP évoque celle des transformateurs piézoélectriques, à la différence que ceux-ci fonctionnent au voisinage de la résonance. Il n'est alors pas nécessaire de les encastrent, car l'onde mécanique quasi-stationnaire qui s'établit assure la transmission de l'énergie du primaire au secondaire. Mais dans le cas du GEP, qui fonctionne à basse fréquence, aucune onde mécanique n'apparaît. La transmission de l'énergie n'est possible que si les barreaux sont encastrents à leurs extrémités. Sans cet encastrement, la déformation du primaire n'entraînerait qu'un déplacement du secondaire, et non sa déformation.

Le circuit équivalent à une dimension du GEP découle directement de celui établi au chapitre 2 pour un barreau simple. Il est présenté à la figure 4.18. Les notations sont identiques, avec l'indice 1 pour le primaire (de longueur L_{1p}) et 2 pour le secondaire (de longueur L_{1s}). Sur le schéma équivalent, la pièce isolante entre primaire et secondaire n'apparaît pas, car nous supposons qu'elle transmet parfaitement

(sans atténuation ni déphasage) la force du barreau primaire au barreau secondaire.

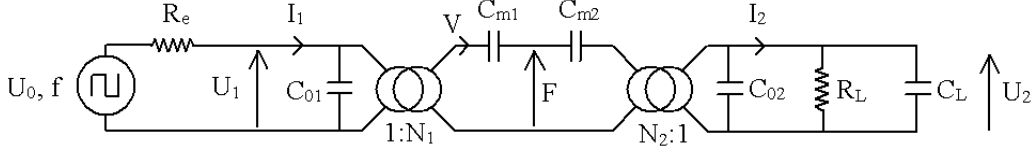


FIG. 4.18 – Circuit équivalent à une dimension et à basse fréquence du GEP

Les résultats numériques présentés ci-après correspondent à deux barreaux de PZT P188 de dimensions $4\text{cm} \times 1\text{cm} \times 2\text{mm}$ et $1\text{cm} \times 1\text{cm} \times 2\text{mm}$ ($L_{1p} = 4\text{cm}$ et $L_{1s} = 1\text{cm}$). Les paramètres du modèle sont donc :

$$C_{01} = 2,82\text{nF} \quad C_{02} = 706\text{pF} \quad C_{m1} = 30,88\text{nF} \quad C_{m2} = 7,72\text{nF} \quad N_1 = N_2 = N = -0.12$$

4.3.1.2 Forme de la tension appliquée au primaire du GEP

Pour une charge électrique $R_L C_L$ parallèle, les équations régissant le fonctionnement du GEP sont :

$$N^2 C_{m1} \frac{d}{dt} \left(U_1 - \frac{F}{N} \right) = NV \quad (4.2)$$

$$N^2 C_{m2} \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U_2 \right) = NV \quad (4.3)$$

$$(C_{02} + C_L) \frac{dU_2}{dt} + \frac{U_2}{R_L} = NV \quad (4.4)$$

En éliminant F et V dans ce système, on obtient l'équation liant U_1 et U_2 (4.5). Les constantes de temps τ et τ_1 s'expriment en fonction des paramètres du modèle.

$$\tau \frac{dU_2}{dt} + U_2 = \tau_1 \frac{dU_1}{dt} \quad (4.5)$$

$$\text{avec} \quad \tau = R_L \left[C_{02} + C_L + N_2^2 \frac{C_{m1} C_{m2}}{C_{m1} + C_{m2}} \right] \quad \text{et} \quad \tau_1 = \frac{R_L N_1 N_2 C_{m1} C_{m2}}{C_{m1} + C_{m2}}$$

L'équation liant F et U_2 est déduite des équations (4.3) et (4.4) :

$$\frac{dF}{dt} = A \frac{dU_2}{dt} + B U_2 \quad (4.6)$$

$$\text{avec} \quad A = \frac{C_{02} + C_L}{N_2 C_{m2}} \quad \text{et} \quad B = \frac{\frac{1}{R_L} + N_2^2 C_{m2}}{N_2 C_{m2}}$$

Il n'existe pas d'équation simple entre F et U_1 . Nous ne pouvons donc pas déterminer directement

la tension U_1 conduisant à la force F souhaitée. Nous allons donc chercher l'expression de U_1 conduisant à la tension U_2 de forme bi-exponentielle :

$$U_2(t) = U_p e^{-\frac{t}{\tau_e}} + (U_2(0) - U_p) e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.7)$$

U_p caractérise la solution particulière de l'équation différentielle (4.5). En intégrant celle-ci, nous obtenons :

$$U_1(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right) + U_1(0) \quad \text{avec} \quad U_0 = \frac{\tau_e - \tau}{\tau_1} U_p \quad (4.8)$$

Une tension de cette forme peut être obtenue simplement à partir d'une tension rectangulaire d'amplitude U_0 , appliquée en entrée d'un filtre passe-bas. Celui-ci est réalisé à l'aide d'une résistance R_e en série avec la capacité C_{01} du primaire (Fig. 4.18). Nous obtenons alors la tension U_1 désirée, de constante de temps $\tau_e = R_e C_{01}$. La résistance R_e est indispensable, car une tension rectangulaire directement appliquée au primaire du GEP génère des pics de tension très élevés et étroits au secondaire, ce qui ne correspond pas au fonctionnement de la maquette expérimentale.

La tension (4.8) permet la compression du barreau secondaire sur l'intervalle $[0, T_1]$. De même, sur l'intervalle $[T_1, T]$ correspondant à la relaxation du barreau, une tension de forme (4.9) provoque la décroissance de $F(t)$. Le secondaire délivre alors la tension (4.10). Pendant un régime transitoire d'autant plus long que R_L est élevée, la valeur moyenne de $U_2(t)$ s'annule, pour conduire à une tension $U_2(t)$ alternative.

$$U_1(t) = U_0 e^{-\frac{t-T_1}{\tau_e}} + U_1(T_1) - U_0 \quad (4.9)$$

$$U_2(t) = -U_p e^{-\frac{t-T_1}{\tau_e}} + (U_2(T_1) + U_p) e^{-\frac{t-T_1}{\tau}} \quad (4.10)$$

La figure 4.19 présente les grandeurs électromécaniques calculées en régime permanent, pour $U_0 = 200V$ et $\tau_e = 2,8ms$. La charge, purement résistive, vaut $30M\Omega$. Notons que la force est de signe opposé aux 2 tensions, à cause du signe négatif du coefficient piézoélectrique d_{31} .

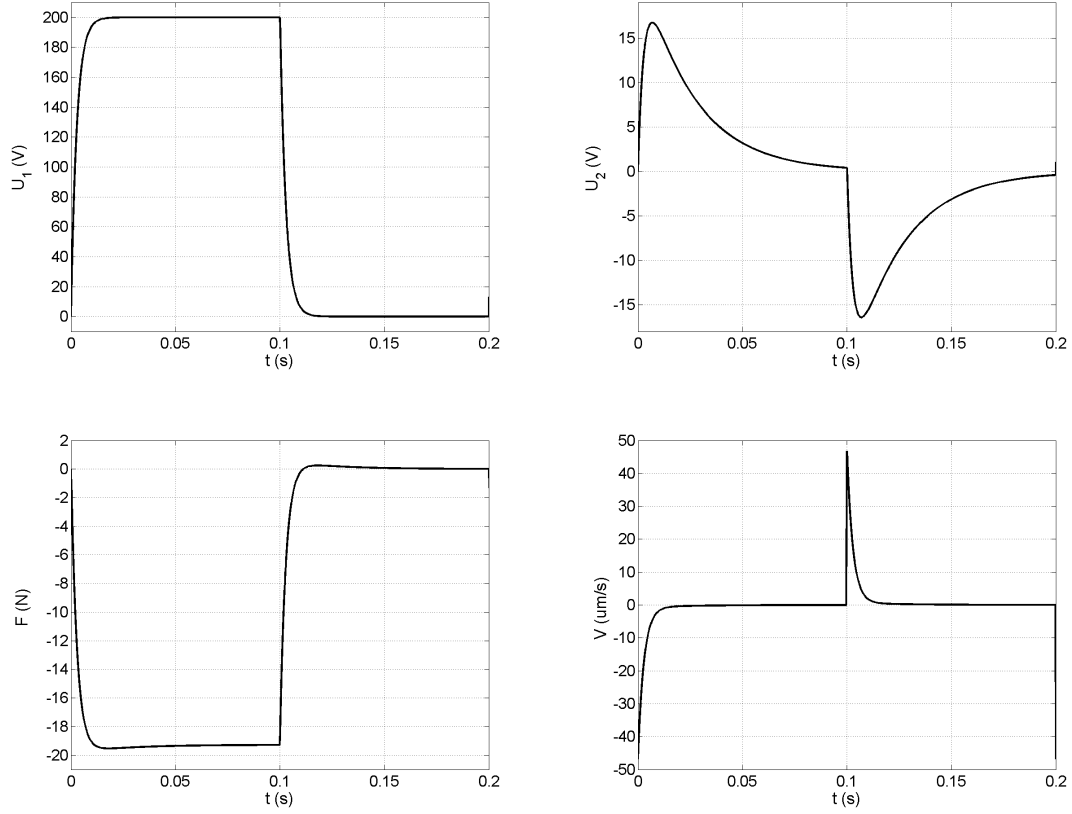


FIG. 4.19 – Grandeurs électromécaniques calculées pour $\tau_e = 2,8ms$ et $R_L = 30M\Omega$

4.3.1.3 Forme de la contrainte générée

La tension $U_1(t)$ précédemment déterminée génère la contrainte (4.11), où F_{τ_e} , F_τ et F_0 sont fonctions des paramètres du modèle et des conditions initiales. $F(t)$ fait donc apparaître 2 exponentielles, de constante de temps τ caractéristique du GEP et de la charge, et τ_e caractéristique de la tension appliquée au primaire.

$$F(t) = F_{\tau_e} e^{-\frac{t}{\tau_e}} + F_\tau e^{-\frac{t}{\tau}} + F_0 \quad (4.11)$$

$$F_{\tau_e} = (A - B\tau_e) U_p \quad F_\tau = (A - B\tau) (U_2(0) - U_p)$$

$$F_0 = -AU_2(0) + B (\tau_e U_p + \tau (U_2(0) - U_p)) + F(0)$$

Pendant le régime transitoire, au cours duquel la valeur moyenne de $U_2(t)$ tend vers 0, $F(t)$ présente déjà sa forme définitive. Les 3 coefficients F_{τ_e} , F_τ et F_0 peuvent donc être calculés en prenant $U_2(0) = 0$ et $F(0) = 0$. Seul F_0 peut être simplifié facilement :

$$F_0 = B(\tau_e - \tau)U_p = \frac{NC_{m1}U_0}{C_{m1} + C_{m2}} = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{L_2L_{1p}}{L_{1p} + L_{1s}} U_0$$

Contrairement à F_0 , les 2 autres coefficients dépendent de τ , donc de la résistance de charge R_L (Fig. 4.20).

Pour $\tau \ll \tau_e$ et $\tau \gg \tau_e$, $F_\tau \simeq 0$ et $F_{\tau_e} \simeq -F_0$, donc $F(t)$ est de forme exponentielle :

$$F(t) \simeq F_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right) \quad (4.12)$$

Pour τ voisin de τ_e , $F(t)$ présente un dépassement très faible (de l'ordre de 1%), donc peut être également approximée par l'expression (4.12). Cette approximation est justifiée par l'allure de la force calculée pour différentes valeurs de R_L (Fig. 4.21). L'amplitude de la force appliquée est donc voisine de F_0 , quelle que soit la charge résistive.

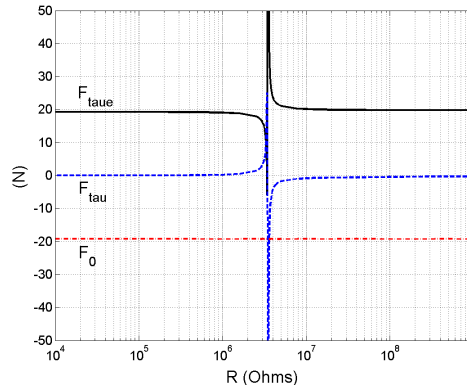


FIG. 4.20 – Evolution des coefficients F_{τ_e} , F_τ et F_0 caractéristiques de $F(t)$ en fonction de R_L ($\tau_e = 2,8ms$ $f=5Hz$)

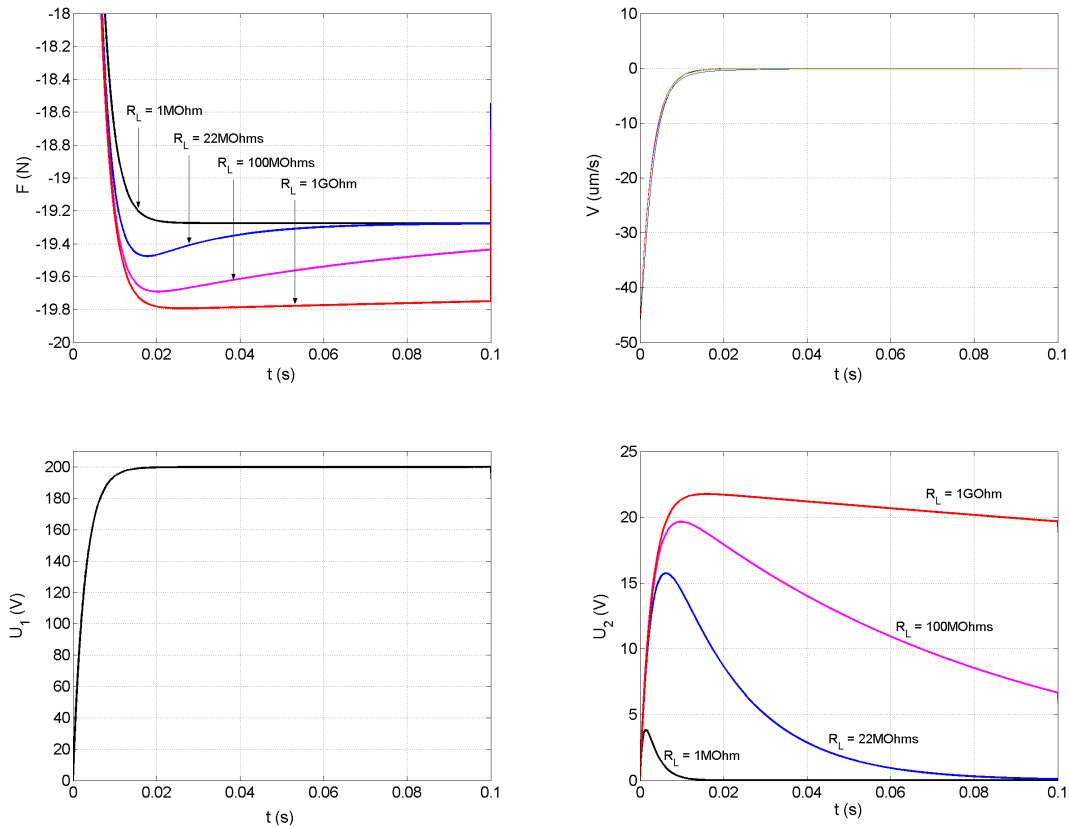


FIG. 4.21 – Grandeurs électromécaniques calculées pour différentes valeurs de R_L ($\tau_e = 2,8ms$ $f=5Hz$)

4.3.1.4 Influence de la taille des barreaux sur l'énergie électrique générée

L'énergie électrique générée W_C dépend de la taille des barreaux primaire et secondaire. En effet, nous avons vu au chapitre 3 que pour un fonctionnement en mode 31, il vaut mieux utiliser des barreaux longs et de faible section. Pour faciliter la mise en oeuvre du GEP, on ne peut utiliser des barreaux de trop faible section. Par contre, il est possible d'optimiser les longueurs L_{1p} et L_{1s} afin de maximiser W_C .

Nous avons tracé le réseau de courbes $W_C(R_L)$ pour $\alpha = \frac{L_{1p}}{L_{1p}+L_{1s}}$ variant de 0,1 à 0,8, avec un pas de 0,1 (Fig. 4.22 a).

Pour chaque valeur de α , $W_C(R_L)$ présente un maximum W_{Cmax} . La courbe $W_{Cmax}(\alpha)$, présentée figure 4.22 (b), montre l'existence d'une valeur optimale de α , comprise entre 0,6 et 0,7. Cette valeur optimale est liée à la valeur de τ_e et à la fréquence de fonctionnement. Il n'est donc pas possible d'optimiser les dimensions pour toutes les fréquences de fonctionnement. Mais comme le GEP sert uniquement d'outil pour la mise au point de l'électronique de récupération, il est possible de se contenter d'une valeur minimale de W_{Cmax} .

Notons que l'amplitude de la contrainte, qui est voisine de F_0 , est donc proportionnelle à α :

$$F_0 = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \frac{L_2 L_{1p}}{L_{1p} + L_{1s}} U_0 = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} U_0 \alpha$$

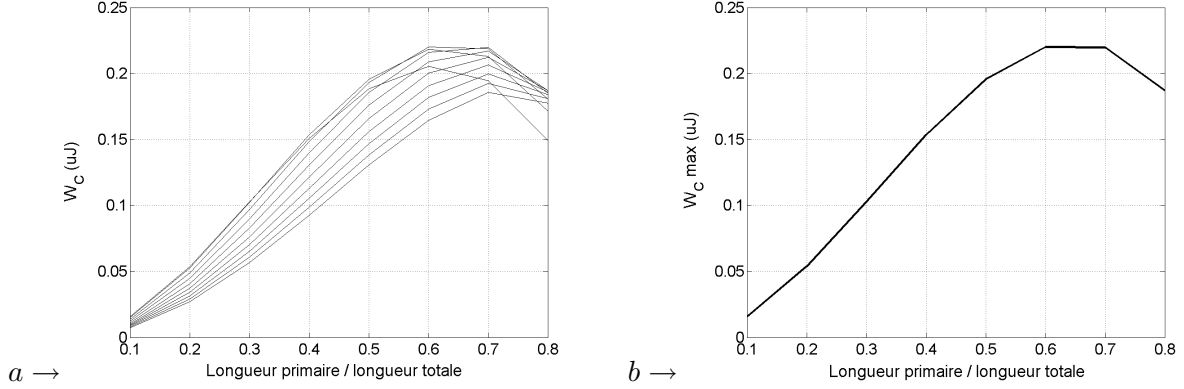


FIG. 4.22 – Energie générée $W_C(R_L)$ paramétrée en $\alpha = \frac{L_{1p}}{L_{1p}+L_{1s}}$ (a), puis W_{Cmax} fonction de α (b) ($U_0 = 200V$, $\tau_e = 2,8ms$, $f=10Hz$)

4.3.1.5 Influence de la fréquence sur l'énergie et la puissance générées

La force appliquée par le DMA n'est pas connue précisément, mais les essais expérimentaux ont montré que cette force s'établit à la surface du barreau en un temps d'autant plus court que la fréquence d'utilisation est élevée. On peut imaginer, dans une première approximation, que la constante de temps τ_M caractéristique de la force est inversement proportionnelle à la fréquence.

Or, la tension U_1 appliquée au primaire du GEP présente une constante de temps $\tau_e = R_e C_{01}$ fixée par la résistance d'entrée R_e . Par conséquent, le temps de montée de la force ne varie pas avec la fréquence. Certes, nous pourrions générer une tension U_1 de constante de temps quelconque, en utilisant un logiciel et un convertisseur analogique numérique. Mais ceci ne nous a pas semblé indispensable, étant donné que le GEP n'est qu'un outil de travail.

Néanmoins, nous avons comparé l'évolution de l'énergie et de la puissance générées en fonction de la fréquence, pour $\tau_e = \frac{1}{20f}$ et pour $\tau_e = \frac{1}{20 \times 5} = 10ms$. La figure 4.23 présente les grandeurs électromécaniques calculées à 15Hz. La différence de forme de $F(t)$ se répercute sur l'énergie électrique W_C , qui décroît plus vite avec la fréquence quand τ_e est constant (Fig. 4.24 a). La puissance délivrée P_C présente alors un maximum en fréquence. Au contraire, elle croît vers une valeur limite quand $\tau_e = \frac{1}{20f}$ (Fig. 4.24 b).

En conclusion, la force appliquée par le DMA est plus favorable à la génération d'énergie que la force appliquée par le GEP.

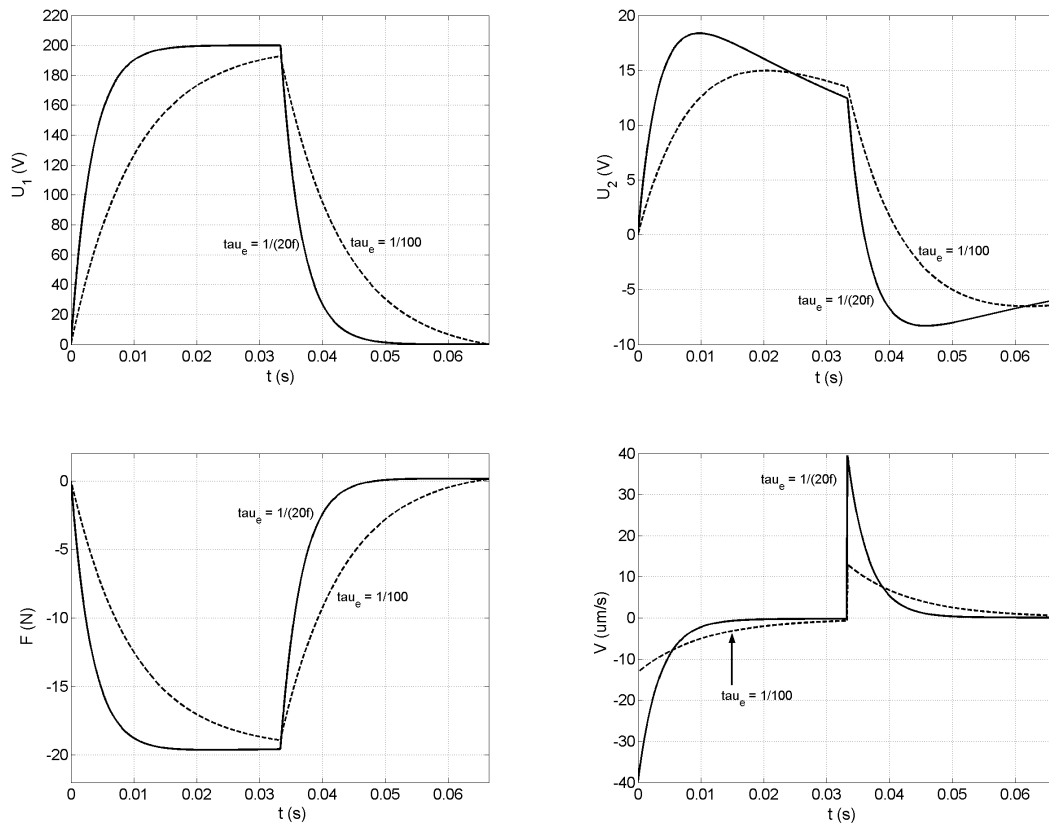


FIG. 4.23 – Grandeurs électromécaniques calculées pour τ_e constant ou fonction de la fréquence, $f=15\text{Hz}$ et $R_L = 64M\Omega$

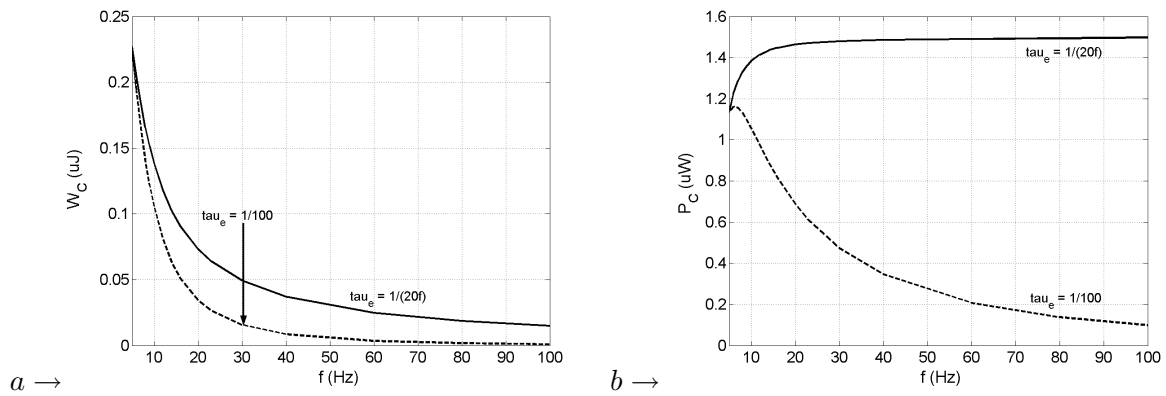


FIG. 4.24 – Variation de l'énergie et de la puissance électriques délivrées ($R_L = 64M\Omega$) en fonction de la fréquence, pour $\tau_e = 10\text{ms}$ (a) et pour $\tau_e = \frac{1}{20f}$ (b)

4.3.1.6 Conclusion

La mise au point de l'électronique de récupération nécessite une phase expérimentale longue, que nous ne pouvons mener avec le DMA, sous risque de le détériorer. Nous avons donc conçu un générateur d'effort piézoélectrique (GEP), afin d'appliquer à un barreau piézoélectrique une force semblable à celle créée par le DMA.

Pour une tension appliquée $U_1(t) = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right)$, le primaire du GEP génère une force $F(t) = F_{\tau_e} e^{-\frac{t}{\tau_e}} + F_{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} + F_0 \simeq F_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_e}}\right)$. Le secondaire, soumis à cette contrainte, génère une tension $U_2(t) = U_p e^{-\frac{t}{\tau_e}} + (U_2(0) - U_p) e^{-\frac{t}{\tau}}$, qui est proche de la tension mesurée expérimentalement.

Certes, le choix d'un temps de montée de $U_1(t)$ constant quelle que soit la fréquence modifie la loi de variation de l'énergie générée avec la fréquence. Mais cela n'entrave pas l'utilisation du GEP pour l'élaboration de l'électronique de conversion.

4.3.2 Mise en oeuvre du générateur d'effort piézoélectrique

Pour la mise en oeuvre du GEP, nous avons testé successivement deux possibilités. La première consiste à n'utiliser qu'un seul barreau de PZT. Avec ce dispositif simple, la force est parfaitement transmise du primaire au secondaire, mais les effets parasites dus au couplage capacitif inter-électrodes perturbent le fonctionnement du GEP. La seconde possibilité consiste à utiliser deux barreaux piézoélectriques distincts. Le couplage capacitif est alors négligeable, mais l'application de la force au barreau secondaire n'est pas optimale.

4.3.2.1 GEP constitué d'un seul barreau piézoélectrique : Effets parasites dus aux capacités entre électrodes primaires et secondaires

La solution la plus simple pour réaliser le GEP consiste à utiliser un seul barreau de PZT, dont une partie de la métallisation a été supprimée afin de créer des électrodes primaires et secondaires. Nous avons utilisé un barreau en P188 (Quartz & Silice) de taille $5\text{cm} \times 1\text{cm} \times 2\text{mm}$, fonctionnant en mode 31 et encastré à chaque extrémité. La figure 4.25 présente le schéma du GEP.

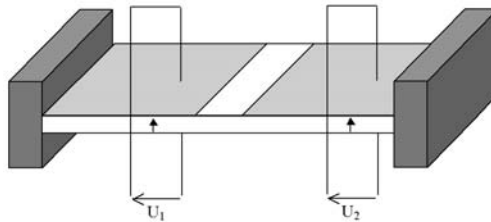


FIG. 4.25 – Générateur d'effort piézoélectrique constitué d'un seul barreau de PZT

Les essais expérimentaux montrent que le couplage capacitif entre électrodes primaires et secondaires est à l'origine d'effets parasites non négligeables, étant donné les faibles courants que l'on souhaite

mesurer. Ce couplage inter-électrodes peut être représenté de façon simplifiée par 4 capacités C_{13} , C_{24} , C_{14} et C_{23} , de l'ordre de 80pF (Fig. 4.26). Etant donnée la forme compliquée des lignes de champ dans la céramique, il n'est pas possible de calculer analytiquement leurs valeurs. L'utilisation d'un logiciel de calcul par éléments finis permettrait de les déterminer.

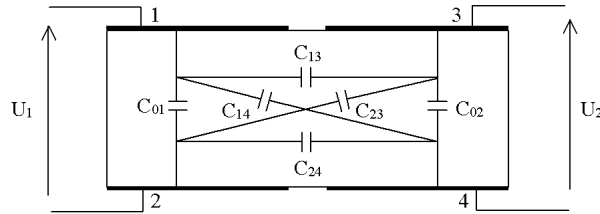


FIG. 4.26 – Capacités entre électrodes primaires et secondaires du GEP

Rayonnement du réseau 50Hz

D'une part, ce couplage permet la circulation de courants de mode commun I_{mc} , dus au rayonnement du réseau 50Hz. Ces courants circulent via les raccordements des divers appareils à la terre (Fig. 4.27). Leur intensité est supérieure à celle du courant généré par effet piézoélectrique.

Afin de diminuer le couplage capacitif, l'espace interélectrodes a été élargi (1cm au lieu de 2mm), puis un jeu d'électrodes centrales a été créé afin de réaliser un plan de masse. Mais dans les 2 cas les capacités inter-électrodes restent supérieures à 10pF.

Habituellement, les courants de mode commun peuvent être diminués en ajoutant un transformateur d'isolement ou en supprimant les connexions à la terre des appareils. Dans notre cas, ces solutions sont insuffisantes, car les courants parasites qui subsistent sont encore trop élevés par rapport aux courants utiles.

Un redressement simple alternance en sortie du GEP empêcherait la circulation des courants parasites, mais cette solution est écartée, car la perte de la moitié de l'énergie n'est pas acceptable pour une application de générateur électrique.

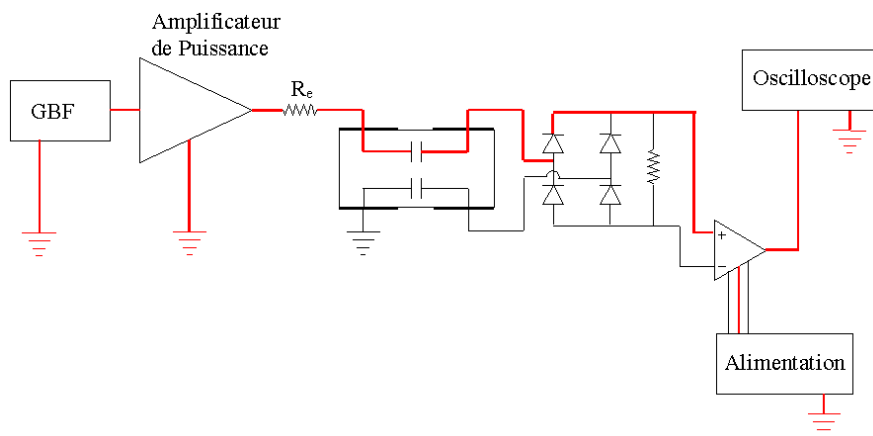


FIG. 4.27 – Chemin de circulation des courants de mode commun, par la terre

Ces courants I_{mc} engendrent des tensions de mode commun V_{mc} élevées. Leur valeur dépasse le maximum de tension de mode commun accepté par les amplificateurs différentiels d'instrumentation (AI) utilisés pour les mesures. Un pont diviseur de tension ($100M\Omega/1M\Omega$) ajouté sur chaque entrée de l'AI permet de diminuer V_{mc} en dessous de la valeur acceptée. Mais les courants parasites subsistent.

Transmission directe de l'énergie électrique entre primaire et secondaire du GEP

D'autre part, ces capacités permettent une transmission directe de l'énergie électrique entre primaire et secondaire. L'énergie ainsi transmise est du même ordre de grandeur que celle convertie par effet piézoélectrique. La tension U_2 qui en résulte a une forme bi-exponentielle, comme celle générée par effet piézoélectrique. En effet, dans le circuit équivalent, les deux types de transmission sont représentés par des ensembles de capacités, les unes correspondant à la raideur mécanique du barreau, les autres correspondant au couplage inter-électrodes.

Ceci est confirmé par la simulation sous PSpice, en considérant les 4 capacités inter-électrodes égales à 80pF. Les capacités n'ont pas été mesurées exactement, car on souhaite seulement démontrer leurs effets qualitativement. La figure 4.28 présente les différentes grandeurs électromécaniques avec ou sans les capacités de couplage. La puissance électrique délivrée vaut $5,86\mu W$, au lieu de $2,90\mu W$ sans couplage capacitif ($U_0 = 200V$, $\tau_e = 2,8ms$, $f=10Hz$, $R_L = 10M\Omega$).

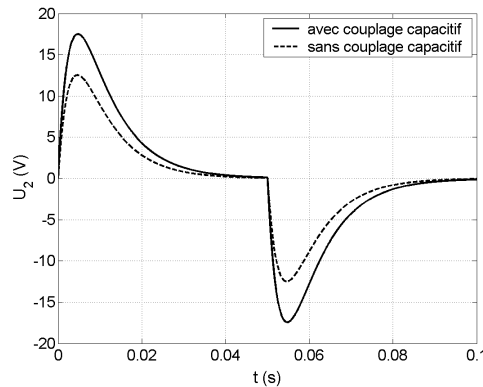


FIG. 4.28 – Grandeurs électromécaniques calculées avec ou sans capacités inter-électrodes de 80pF ($U_0 = 200V$, $\tau_e = 2,8ms$, $f=10Hz$, $R_L = 10M\Omega$).

4.3.2.2 GEP constitué de 2 barreaux distincts

L'augmentation de la distance inter-électrodes ne permettant pas de réduire suffisamment le couplage capacitif, il apparaît indispensable de dissocier physiquement primaire et secondaire. Ainsi, un second GEP a été réalisé à l'aide de 2 barreaux de PZT identiques (matériau P188, dimensions $5cm \times 1cm \times 2mm$), placés de part et d'autre d'une pièce en matériau isolant (Fig. 4.29). L'encastrement est réalisé au moyen d'un étai métallique. Deux pièces isolantes supplémentaires doivent être placées entre les barreaux et l'étai, afin d'éviter tout court-circuit des électrodes.

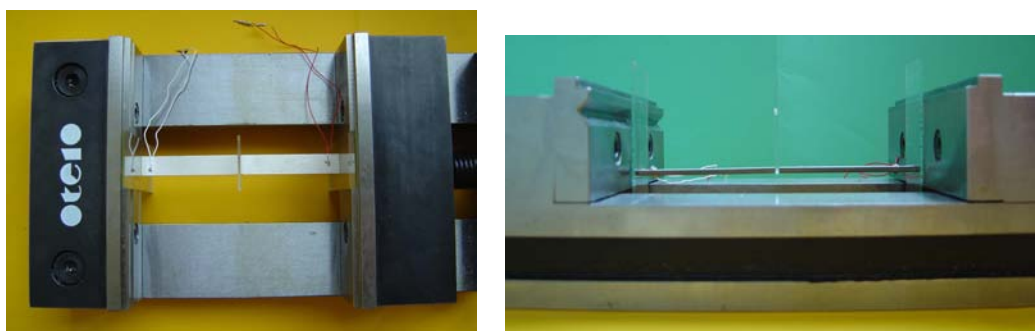


FIG. 4.29 – Générateur d’effort piézoélectrique constitué de 2 barreaux comprimés par un étai

Le matériau constituant les 3 pièces isolantes doit remplir deux critères : bien sûr une faible permittivité diélectrique, mais aussi une rigidité mécanique (module d’Young) élevée. Le tableau 4.4 présente les caractéristiques de divers matériaux.

Certes, les céramiques PZT présentent une rigidité mécanique très élevée, mais le verre est un meilleur isolant, et il est suffisamment rigide pour notre application. Nous avons donc utilisé des lames de verre (lames utilisées en chimie). D’épaisseur 1mm, elles conduisent à un couplage inférieur à 1pF entre primaire et secondaire du GEP. En outre, les défauts de surface de ces lames sont très faibles. Nous allons voir que ce point est important pour la qualité de la transmission mécanique entre primaire et secondaire.

Matériau	Résine phénolique (bakélite)	Verre	PZT P188	PZT P189	Acier
Module d’Young (MPa)	3000	74 000	132 200	153 700	205 000
Permittivité relative	6	5	1850	1150	conducteur

TAB. 4.4 – Module d’Young et permittivité diélectrique relative de divers matériaux

4.3.2.3 Facteurs diminuant l’énergie mécanique transmise du barreau primaire au barreau secondaire

Dès les premiers essais expérimentaux, nous avons constaté que la tension U_2 générée présente une amplitude très inférieure à celle estimée en simulation. Cette atténuation n’est pas due à des pertes mécaniques au sein du matériau piézoélectrique, puisque ces pertes sont quasiment nulles à basse fréquence. L’atténuation est due à d’autres phénomènes mécaniques, qui conditionnent la transmission de l’énergie du barreau primaire au barreau secondaire. La prise en compte de ces phénomènes conduit au circuit équivalent présenté figure 4.30. Nous allons donner la signification des différentes impédances qui ont été ajoutées (capacités C_v , résistances R_p , impédances Z_e).

Précisons que, sur le circuit équivalent, le point B_1 (resp. B_2) désigne à la fois les deux extrémités

du barreau primaire (resp. secondaire). En effet, comme l'inertie des barreaux est négligée à basse fréquence, la force F_1 (resp. F_2) est identique aux deux extrémités du barreau primaire (resp. secondaire). Il en est de même pour les vitesses V_1 et V_2 .

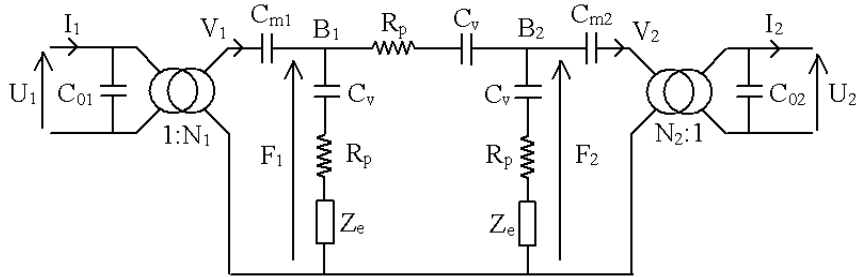


FIG. 4.30 – Circuit équivalent présentant les différentes impédances mécaniques

Force appliquée par le primaire au secondaire (R_p , C_v)

D'une part, le barreau primaire n'applique pas au barreau secondaire la force attendue, c'est-à-dire celle qui apparaît au sein du GEP formé d'un seul barreau. Il est impossible de connaître la force réellement appliquée à la surface du barreau secondaire. Néanmoins, elle dépend très probablement de trois facteurs : l'alignement des deux barreaux, l'impédance mécanique des lames de verre et la nature des surfaces de contact aux extrémités des barreaux.

Tout d'abord, le facteur le plus important est l'alignement imparfait des deux barreaux de part et d'autre de la lame de verre. Il est difficile de prendre en compte ce facteur dans la modélisation, mais son influence sur la forme de la contrainte appliquée est indéniable.

Un autre élément qui modifie la forme de la contrainte appliquée est l'impédance mécanique des lames de verre. Chaque lame peut être représentée par une capacité $C_v = \frac{L}{YA}$, où Y , L et A sont respectivement le module d'Young (ou module d'élasticité) du matériau, l'épaisseur et la section de la lame. Pour simplifier, on suppose que A est égale à la section des barreaux A_1 , mais cela n'est pas sûr si la surface de la lame est plus grande. Pour une lame de verre de 1mm d'épaisseur, $C_v = 725\mu F$. Les pertes mécaniques dans la lame sont nulles à basse fréquence.

Enfin, le contact aux extrémités des barreaux a été supposé parfaitement plan, or il n'en est rien. L'état de surface des barreaux n'est pas parfait. Le contact mécanique a lieu sur un ensemble de points, où les efforts de contact sont fortement non linéaires. Les pertes correspondantes peuvent être modélisées par une résistance R_p dont la valeur, difficile à mesurer, varie probablement avec la fréquence et l'intensité de la contrainte.

La tension U_2 été calculée avec ou sans ces pertes, en prenant $R_p = 500k\Omega$ (Fig. 4.31). La puissance générée correspondante vaut $2,63\mu W$ au lieu de $3,90\mu W$. Pour information, les paramètres du modèle sont :

$$C_{01} = C_{02} = 3,53nF \quad C_{m1} = C_{m2} = 38,6nF \quad N_1 = N_2 = -0.12$$

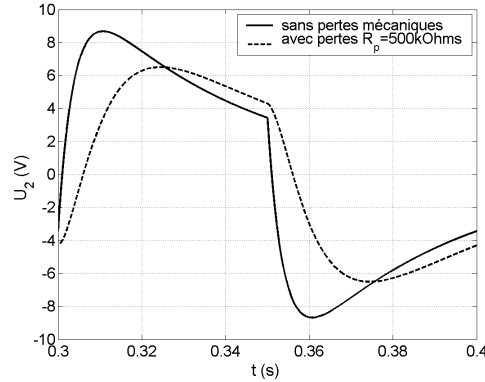


FIG. 4.31 – Tension U_2 calculée avec ou sans pertes mécaniques dues aux efforts de contact ($U_0 = 200V$, $\tau_e = 2,8ms$, $f=10Hz$, $R_L = 10M\Omega$, $R_p = 500k\Omega$).

En conclusion, les surfaces de contact doivent présenter le moins de défauts possible. Il est possible d'ajouter une fine couche de graisse silicone, qui a pour effet de combler les défauts de surface, et d'augmenter la surface réelle de contact. Cependant, cette couche de silicone n'assurerait probablement pas la répartition de l'effort sur toute la surface.

Encastrement des barreaux (Z_e)

D'autre part, l'énergie mécanique transmise du barreau primaire au barreau secondaire est certainement diminuée du fait de l'encastrement imparfait du dispositif.

D'après l'analogie électro-mécanique, un système mécanique peut être modélisé par un circuit RLC, où L et C sont respectivement liés à la masse et au module d'Young du système. Sa fréquence de résonance dépend donc de ces deux paramètres. Le dispositif utilisé pour l'encastrement des barreaux doit donc être très lourd et extrêmement rigide, afin d'être sûr que la fréquence de résonance du système soit très supérieure à la fréquence de fonctionnement.

Or on ne peut certifier qu'à la fréquence de fonctionnement du GEP, l'impédance mécanique de l'étau métallique soit négligeable. Sur le schéma de la figure 4.30, nous l'avons modélisée par deux impédances Z_e , placées entre les points B_1 et B_2 (extrémités des barreaux) et la masse.

4.3.2.4 Conclusion

Nous venons de présenter deux possibilités de mise en oeuvre du GEP.

La première consiste en un seul barreau piézoélectrique, dont une partie de la métallisation a été supprimée afin de créer des électrodes primaires et secondaires. La transmission de l'énergie mécanique entre primaire et secondaire est alors intrinsèque au barreau. Cependant, cette structure de GEP

s'avère inadaptée pour un fonctionnement à basse fréquence : le couplage capacitif primaire/secondaire entraîne l'apparition de courants parasites d'intensité supérieure au courant généré par effet piézoélectrique. Les essais expérimentaux ont mis en évidence la difficulté de mesurer des courants de l'ordre du microampère, face auxquels les courants habituellement qualifiés de "parasites" deviennent prépondérants.

La seconde possibilité consiste en un GEP formé de deux barreaux, placés de part et d'autre d'une lame de verre, choisie pour ses propriétés diélectrique (isolant) et mécanique (matériau rigide). Le couplage capacitif inter-électrodes est alors négligeable. Mais les essais expérimentaux laissent supposer que la force appliquée par le barreau primaire au barreau secondaire n'a pas la forme ni l'amplitude attendue. Ceci est dû à trois types d'imperfections : l'alignement des barreaux, les surfaces des barreaux en contact avec la lame de verre, et l'encastrement réalisé avec l'étau.

L'amplitude de la tension générée au secondaire est donc inférieure à celle attendue. Afin de disposer de davantage de puissance au secondaire, des barreaux plus grands ($5\text{cm} \times 2\text{cm} \times 3\text{mm}$) sont finalement utilisés (en PZT P189 de Quartz & Silice).

4.4 Précautions nécessaires pour la mesure des tensions en sortie du GEP

Le SP réel, tout comme le GEP qui vient d'être décrit, présente à basse fréquence une impédance interne très élevée, car essentiellement capacitive. Par conséquent, l'impédance des sondes ($10\text{M}\Omega$, 12pF) constitue une véritable charge pour le générateur piézoélectrique. Or il est essentiel d'effectuer toutes les mesures nécessaires à l'élaboration de l'électronique de conversion, sans modifier les impédances par la présence même des sondes de tension. Une solution consiste à utiliser des amplificateurs d'instrumentation (AI), aux impédances d'entrée très élevées. Par exemple, l'AD620 (Analog Device) possède une impédance différentielle et une impédance de mode commun égales à $10\text{G}\Omega$ et 2pF . Ces AI peuvent être alimentés entre $\pm 2,3\text{V}$ et $\pm 18\text{V}$. Leur taux de réjection du mode commun vaut 90dB .

En outre, pour un bon fonctionnement de l'AI, le circuit où ont lieu les mesures doit être référencé à un potentiel fixe. Dans le cas d'une portion de circuit non référencée (sortie d'un pont de diodes, dont l'entrée est connectée à la masse), il faut alors ajouter des impédances différentielles sur les 2 entrées de l'AI. Dans ce cas, si l'AI mesure directement la tension aux bornes du générateur piézoélectrique, ces impédances constituent également une charge différentielle pour le générateur.

4.5 Mise en oeuvre de la technique SSHI

4.5.1 Présentation du circuit électronique

Le schéma de principe du circuit d'inversion a été présenté figure 4.4. En pratique, le circuit électronique doit contenir deux interrupteurs bidirectionnels en tension, commandés à la fermeture. Leur ouverture est spontanée, lorsque le courant s'annule. L'interrupteur 3 segments utilisé est l'association en série d'un transistor MOS et d'une diode. La figure 4.32 (a) présente le schéma du circuit réalisé. Les transistors MOS canal N et canal P sont commandés par des tensions V_{gs1} et V_{gs2} référencées à la masse.

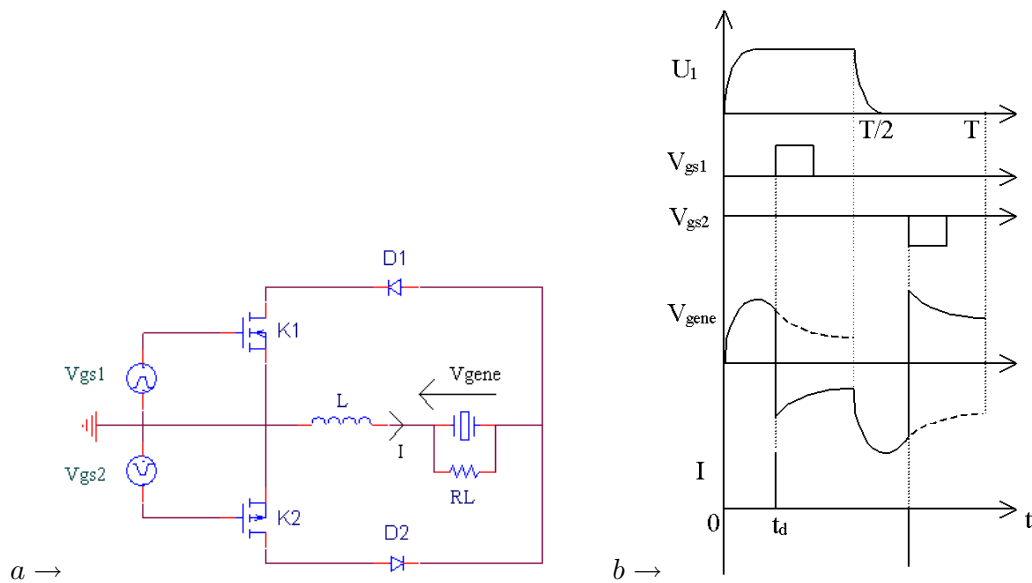


FIG. 4.32 – a : Circuit d'inversion réalisé pour appliquer la technique SSHI - b : Chronogramme des tensions et courants du circuit d'inversion

En référence aux chronogrammes de la figure 4.32 (b), le fonctionnement du circuit est le suivant :

- Phase de compression $[0 ; T/2]$:

A l'instant 0, les deux transistors sont bloqués et la tension V_{gene} aux bornes du SP augmente. A l'instant t_d , le transistor K_1 devient passant. Un courant I positif circule dans le circuit formé par l'inductance et le SP. Le courant décrit une arche de sinusoïde, et la tension V_{gene} s'inverse. A cause de la diode D_1 , le courant ne peut s'inverser, puisque d'autre part K_2 est bloqué. Alors le courant s'annule et la tension V_{gene} continue d'évoluer normalement jusqu'à la fin de la phase de compression.

- Phase de relaxation $[T/2 ; T]$:

A l'instant $T/2$, la tension V_{gene} aux bornes du SP s'inverse. Les deux transistors sont toujours bloqués. A l'instant $T/2 + t_d$, le transistor K_2 devient passant. Un courant I négatif circule dans la

maille inférieure du circuit. Le courant décrit une arche de sinusoïde, et la tension V_{gene} s'inverse. A cause de la diode D_2 , le courant ne peut devenir positif, puisque d'autre part K_1 est bloqué. Alors le courant s'annule et la tension V_{gene} continue d'évoluer normalement jusqu'à la fin de la phase de relaxation.

4.5.2 Elaboration de la commande des transistors

4.5.2.1 Commande externe

Pour les premiers essais expérimentaux, les tensions V_{gs1} et V_{gs2} ont été réalisées à l'aide de la même tension de commande V_{com} , via le circuit de la figure 4.33. V_{com} est une tension rectangulaire délivrée par un GBF externe.

Les tensions V_{com} et V_{gene} doivent être de même fréquence et en phase. Or V_{gene} est la tension aux bornes du barreau secondaire du GEP, donc V_{gene} est en phase avec la tension U_1 appliquée au primaire du GEP. Rappelons comment la tension U_1 est obtenue : la tension rectangulaire V_0 d'un second GBF est multipliée par 20 grâce à un amplificateur de puissance, puis traitée par le filtre constitué d'une résistance R_e et de la capacité C_{01} du primaire du GEP. La tension V_{com} doit donc être synchronisée avec V_0 .

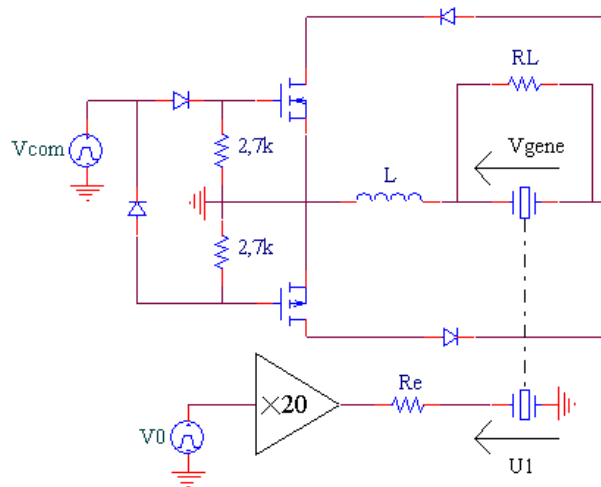


FIG. 4.33 – Circuit d'inversion avec commande externe des transistors

4.5.2.2 Commande interne par les tensions de capteurs piézoélectriques

Dans l'objectif de réaliser un GP autonome, il est nécessaire d'élaborer la commande des transistors sans utiliser de GBF externe, mais uniquement à partir des tensions des barreaux piézoélectriques.

Nécessité de capteurs piézoélectriques

Comme la technique SSHI est basée sur l'inversion de la tension V_{gene} , le fait d'utiliser cette même tension pour élaborer la commande conduit à un système bouclé. En effet, un essai expérimental a

montré que le système bouclé était instable. Il est donc nécessaire d'élaborer la commande à partir d'une tension en phase avec V_{gene} , donc issue d'un barreau piézoélectrique soumis à la même contrainte. Ce barreau remplit alors une fonction de capteur, par opposition à la fonction de générateur. On note V_{capt} la tension qu'il délivre. Nous verrons par la suite que plusieurs capteurs sont nécessaires. Cela ne pose pas de problème si le nombre de barreaux du SP est suffisant. On dispose alors de plusieurs tensions indépendantes, en phase avec la contrainte.

En pratique, dans le cas de la maquette rotative, il est possible de choisir deux ou trois barreaux capteurs parmi les 20 barreaux disponibles, et de séparer leurs électrodes de celles des barreaux restants.

Dans le cas du GEP, en plaçant 2 barreaux au secondaire, on dispose ainsi d'un barreau générateur et d'un barreau capteur, soumis tous deux à la même contrainte. Au sein du barreau capteur, plusieurs capteurs peuvent être créés en séparant autant de paires d'électrodes que nécessaire. Il existe bien sûr un couplage capacitif entre les électrodes des capteurs. Mais les effets parasites sont moins perturbateurs que ceux qui existeraient entre capteurs et générateur, s'ils étaient réalisés sur le même barreau. Dans le cas des capteurs, l'amplitude des signaux est moins déterminante, car ils sont utilisés en tant que porteurs d'information sur le signe de la contrainte.

Celle-ci est appliquée par 2 barreaux au primaire (connectés en parallèle), afin d'augmenter la valeur de la contrainte, qui est maintenant répartie entre les 2 barreaux du secondaire. La photo du dispositif complet est présentée figure 4.34.

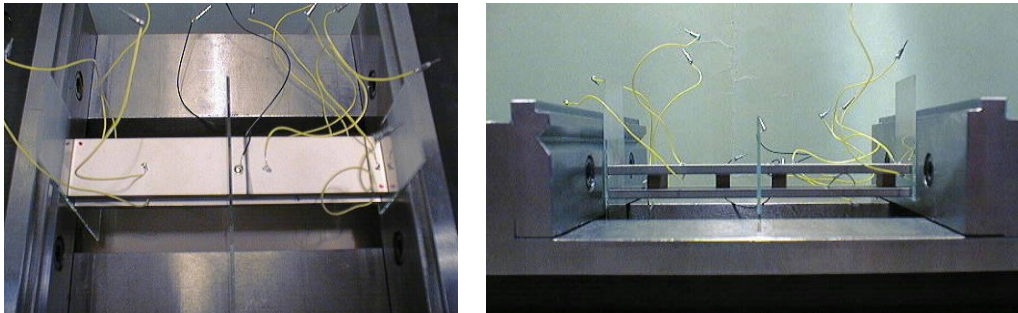


FIG. 4.34 – GEP constitué de 2 barreaux au primaire et 2 barreaux au secondaire

Stratégie de commande

Nous allons expliquer la stratégie qui nous a conduits au circuit de commande présenté figure 4.35. Le raisonnement qui suit est illustré par les chronogrammes de la figure 4.36.

Intéressons-nous à la commande du transistor K_1 . Il s'agit d'élaborer la tension V_{gs1} à partir du signal issu du capteur 1, dont la tension est notée V_{capt1} . Tous les $nT/2$ ($n \in N$), V_{capt1} s'inverse, sous l'effet de la compression ou de la relaxation. On souhaite que K_1 devienne passant à l'instant t_d le plus proche possible de $nT/2$. Or V_{capt1} s'annule au début de chaque demi-période, donc cette information ne peut servir d'ordre de commutation. Une façon simple de générer cet ordre consiste à comparer la tension V_{capt1} à une tension V_{seuil} . L'instant de commutation est alors réglable par l'intermédiaire de

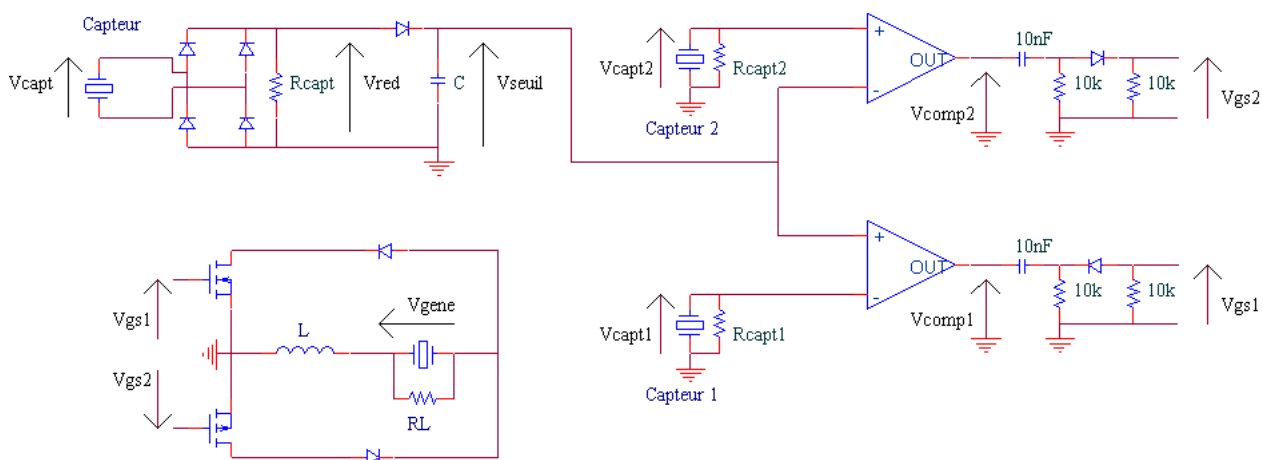


FIG. 4.35 – Circuit de commande comprenant 2 AOP

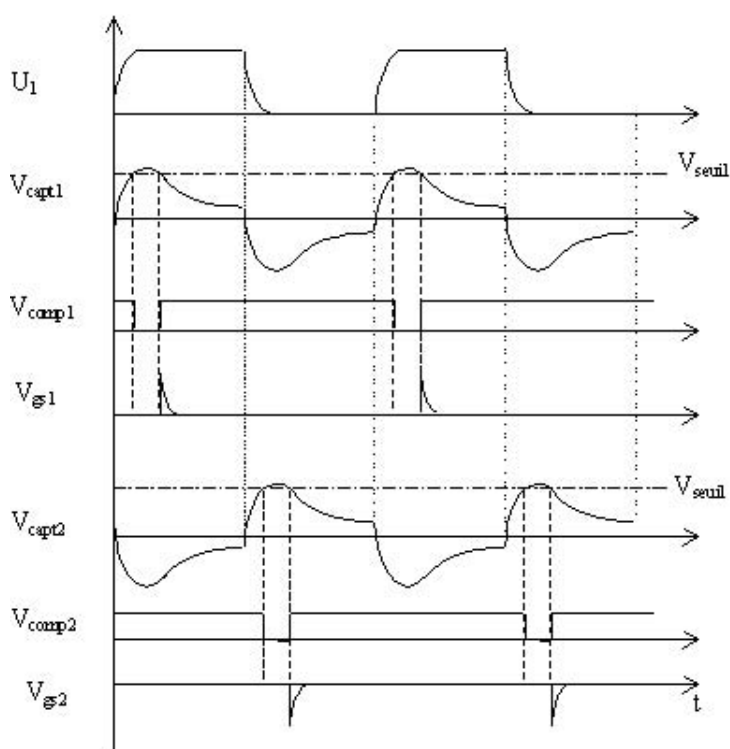


FIG. 4.36 – Signal issu du comparateur, comparé au signal souhaité

	Tension efficace			Tension crête à crête		
Sans SSHI	2,7V			7,5V		
Avec SSHI	5,3V	9,1V	7,2V	16,7V	20,8V	16,9V
gain	2,0	3,4	2,7	2,2	2,8	2,3
	a	b	c	a	b	c

TAB. 4.5 – Comparaison des valeurs mesurées de tension et de gain en tension, en fonction de l’instant de commutation ($U_0 = 200V$, $f=20Hz$, $R_L = 100M\Omega$)

V_{seuil} ou de l’amplitude de V_{capt1} . La tension V_{seuil} est obtenue à partir d’un autre capteur, dont la tension V_{capt} est redressée puis mémorisée à l’aide d’un détecteur crête.

La structure classique d’un détecteur crête comporte une résistance en parallèle avec C, afin de permettre la décharge de V_{seuil} quand l’amplitude de V_{red} décroît. La résistance de pertes de C, non représentée sur le schéma, suffit à cette décharge. Le pont de diode situé avant le redresseur crête est nécessaire pour avoir la même tension V_{seuil} pendant les 2 demi-périodes. Le choix de C résulte d’un compromis. Si $C \geq 22nF$, V_{seuil} est peu ondulée mais suit lentement les variations de l’amplitude de V_{seuil} . Si $C \leq 2,2nF$, V_{seuil} est très ondulée, mais suit instantanément les variations de l’amplitude de V_{seuil} . Un bon compromis est atteint avec 10nF.

La tension V_{comp1} ne permet pas de commander directement K_1 , qui serait passant au début de la phase de compression. Il faut donc dériver V_{comp1} , dont seule l’alternance positive constitue la tension V_{gs1} souhaitée. Ainsi, K_1 se bloque dès que V_{gs1} est inférieure à la tension de maintien. La capacité de 10nF sert uniquement à générer une tension alternative à partir de V_{comp1} qui est comprise entre 0 et 5V (tension d’alimentation de l’AOP).

La tension V_{gs2} est obtenue avec le même type de circuit, mais à partir du capteur 2, dont la tension V_{capt2} est en opposition de phase avec V_{capt1} .

L’ajustement de la charge des capteurs permet un réglage indépendant de V_{gs1} et V_{gs2} . Ce réglage est nécessaire pour maximiser l’amplification. Les valeurs de R_{capt1} et R_{capt2} optimales peuvent être différentes, car V_{capt1} et V_{capt2} n’ont pas exactement la même forme ni la même amplitude. En effet, les 2 capteurs ne sont pas rigoureusement de même taille (ni soumis à la même contrainte mécanique dans le cas de la maquette rotative).

Résultats expérimentaux

La figure 4.37 présente les tensions mesurées pour divers instants de commutation. Les résultats de mesure, regroupés dans le tableau 4.5, confirment que l’amplification maximale est obtenue pour $t_d \lesssim T/2$.

Remarquons que sur la figure c, le saut négatif de V_{gene} a lieu même si le transistor K_1 est commandé trop tard, c’est-à-dire sur $[T/2; T]$. Le courant qui s’établit correspond au recouvrement de la diode en série avec le transistor. En outre, V_{capt2} présente un offset, dû au couplage capacitif inter-électrodes. Cela n’empêche pas le fonctionnement du montage, car les commandes V_{gs1} et V_{gs2} sont bien décalées de 180° , sauf dans le cas non optimal de la figure c.

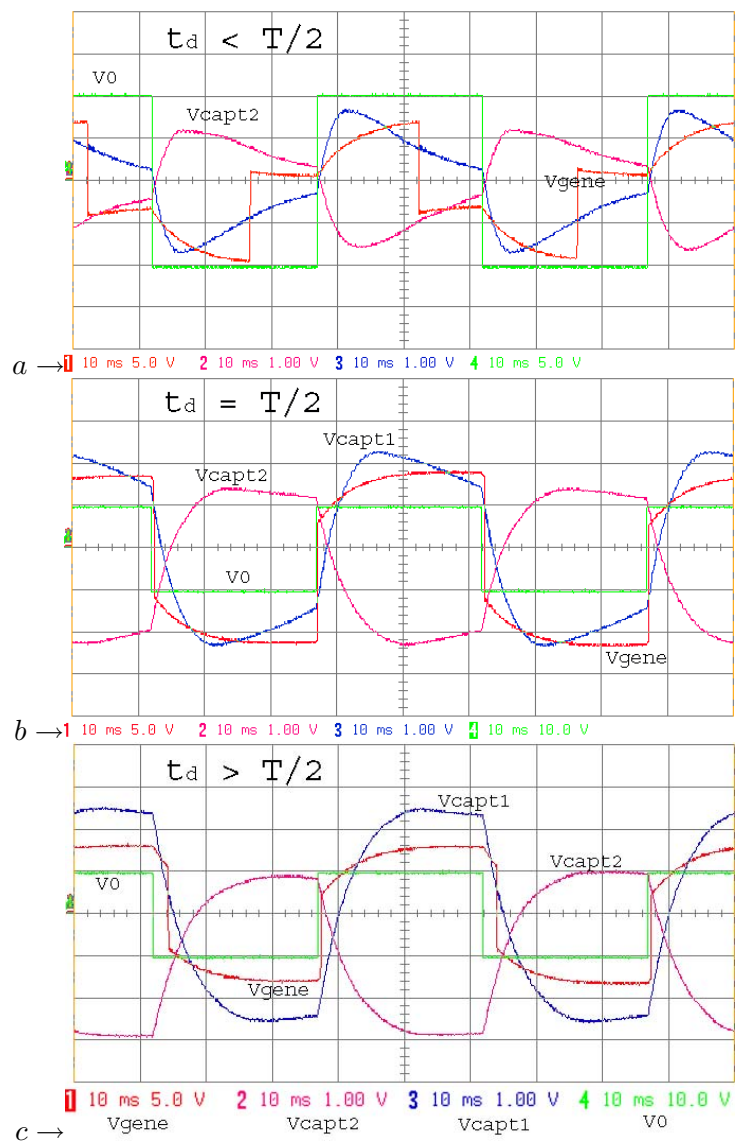


FIG. 4.37 – Tensions mesurées avec le circuit de commande comprenant 2 AOP : influence de l'instant de commutation ($U_0 = 200V$, $f=20Hz$, $R_L = 100M\Omega$)

Enfin, si la fréquence d'excitation change, il faut ajuster la charge des capteurs, pour maintenir l'amplification maximale. Sans ce réglage, l'amplification est diminuée, comme le montrent les courbes de la figure 4.38. La commutation, initialement optimisée pour $f=20\text{Hz}$, a lieu trop tôt si $f=10\text{Hz}$. Précisons que même aux fréquences voisines du Hz, le circuit de commande fonctionne toujours, mais l'amplification est diminuée à cause de la décharge complète de V_{gene} pendant chaque demi-période.

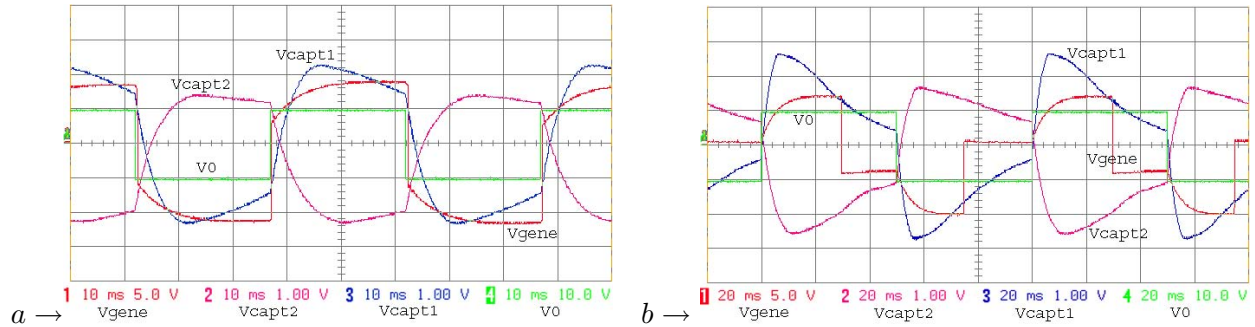


FIG. 4.38 – Tensions mesurées pour $f=20\text{Hz}$ (a) puis $f=10\text{Hz}$ (b) sans réglage de la charge des capteurs ($U_0 = 200\text{V}$, $R_L = 100\text{M}\Omega$)

4.5.3 Choix des fonctions électroniques et des composants utilisés

Nous venons de présenter le circuit électronique avec lequel nous avons mis en oeuvre la technique SSHI. Nous allons maintenant présenter plus en détail les choix effectués lors de la conception du circuit. Ainsi, les caractéristiques particulières du SP (impédance capacitive, faibles courants générés) déterminent les composants électroniques utilisés. En outre, dans l'optique d'un GP autonome, beaucoup de circuits intégrés ne sont pas utilisables, car ils consommeraient une part trop importante de l'énergie générée.

Des précisions sur les composants mentionnés ci-après sont fournies en annexe 5.

4.5.3.1 Composants discrets

L'impédance du SP est constituée d'une faible capacité en parallèle avec une résistance élevée. Le convertisseur doit donc présenter une impédance interne très élevée, pour ne pas faire chuter la tension délivrée par le générateur. Le circuit électronique ne doit donc contenir que de fortes résistances, au moins supérieures à $10\text{M}\Omega$ et de faibles capacités, au moins inférieures à 10pF . Ces impératifs sont très contraignants, dès lors qu'il faut réaliser un pont diviseur de tension ou un filtre RC. Ainsi, avec un pont diviseur de tension $10\text{M}\Omega / 100\text{M}\Omega$, les courants sont si faibles qu'ils sont très perturbés par les courants parasites dus au rayonnement à 50Hz .

En outre, le courant généré, de l'ordre du μA , est insuffisant pour permettre le fonctionnement en régime bloqué ou saturé de certains composants actifs. C'est le cas des diodes zener de type BZX79-2V4 à BZX79-7V5, dont le courant inverse s'échelonne de $50\mu\text{A}$ à $1\mu\text{A}$.

Enfin, il est préférable d'utiliser des transistors à faible charge de grille, pour permettre leur commutation sur l'intervalle de temps imposé par la demi-période d'oscillation. En particulier, il existe des transistors MOS à commande numérique dont la charge de grille est inférieure à $0,2nC$. Notons que la commande des transistors doit être non isolée, car l'utilisation d'un transformateur d'impulsion ou d'un opto-coupleur nécessiterait trop d'énergie. Le fait de commander les transistors sans isolation oblige à connecter leur source à la masse et à utiliser des MOS complémentaires.

4.5.3.2 Circuits intégrés

La plupart des circuits intégrés utilisés couramment consomment trop d'énergie pour pouvoir être alimentés à partir du SP. Plusieurs alternatives ont donc été envisagées pour concevoir le circuit de commande des transistors.

La charge directe des grilles des MOS à travers une diode zener n'est pas réalisable. En effet, comme cela a été dit, les diodes zener ne peuvent fonctionner en régime saturé avec un courant si faible.

Réaliser un circuit monostable ou bistable à partir d'éléments discrets a peu de chance d'aboutir à une consommation moindre que celle des bascules en circuit intégrés. De plus, les seuils ou hystérésis ainsi réalisés dépendent directement de la tension d'alimentation. Dans l'optique d'une commande autonome, ces tensions d'alimentation risquent de fluctuer avec la fréquence de la contrainte. Il est donc nécessaire de réaliser une commande robuste avec la tension d'alimentation.

Nous avons finalement opté pour des amplificateurs opérationnels faible consommation, dont le courant d'alimentation ne dépasse pas $10\mu A$ (technologie BiCMOS de National Semiconductor).

La tension d'alimentation requise (entre 2,7 et 5V) est fournie par la tension V_{gene} redressée. Si son niveau est insuffisant, il est possible d'utiliser un doubleur de tension (Fig. 4.39).

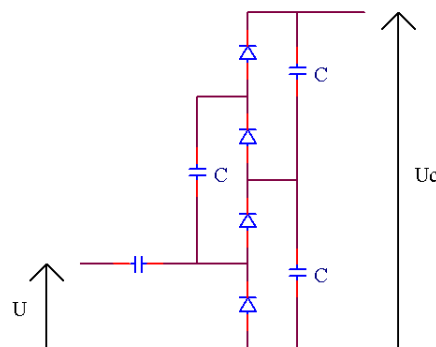


FIG. 4.39 – Circuit redresseur doubleur de tension

4.5.3.3 Choix de l'inductance

La technique SSHI est basée sur l'inversion de la tension V_{gene} pendant l'intervalle $[t_d ; t_d + \frac{T_{osc}}{2}]$, correspondant à une demi-période d'oscillation. Le choix de l'inductance d'inversion est réalisé selon

deux critères :

- L'amortissement de la tension V_{gene} à la fin de l'inversion doit être le plus faible possible, donc l'inductance doit présenter un facteur de qualité Q aussi élevé que possible. L'amortissement de V_{gene} est déterminé par la relation :

$$\frac{V_{gene}(t_d + \frac{T_{osc}}{2})}{V_{gene}(t_d)} = \exp\left(-\frac{\pi}{2Q\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2}}\right) \quad (4.13)$$

A partir de $Q=30$, l'amortissement de V_{gene} est inférieur à 5%.

- La période de l'oscillation $T_{osc} = 2\pi\sqrt{LC_0}\sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \simeq 2\pi\sqrt{LC_0}$ doit être faible devant la période de la contrainte mécanique. Or la capacité bloquée C_0 vaut environ 3nF pour le GEP, et 20nF pour le SP de la maquette rotative. Pour des valeurs d'inductances inférieures à 10mH, la fréquence d'oscillation est supérieure à 10kHz, donc bien supérieure à la fréquence de fonctionnement du SP.

Comparaison du facteur de qualité de trois inductances HF de valeurs 10mH, 1mH et 100 μ H

Nous avons donc mesuré le facteur de qualité d'inductances HF de valeurs 10mH, 1mH et 100 μ H, dont le circuit magnétique est en ferrite (NiZn). Le circuit de test utilisé, directement inspiré d'un onduleur de tension, est présenté figure 4.40. Un condensateur C de valeur 2,2nF est placé en série avec l'inductance testée. La tension V_c présente la forme attendue pour un système oscillant du second ordre (Fig. 4.40).

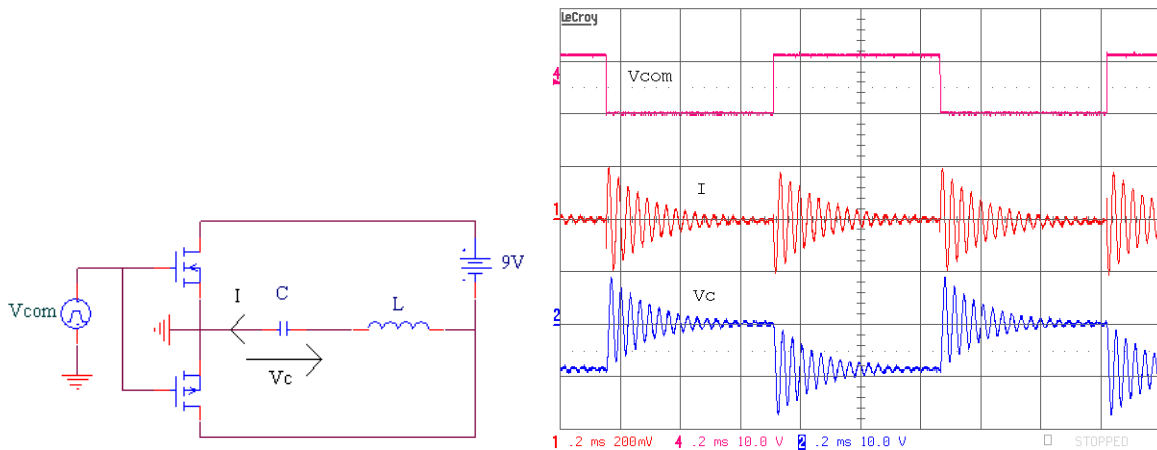


FIG. 4.40 – Circuit utilisé pour tester les inductances d'inversion - Tension V_c (a) et image du courant I_c (b) dans le circuit oscillant (inductance $L=10$ mH)

Le facteur de qualité Q est déterminé expérimentalement d'après le 1^{er} dépassement D_1 d'expression

(4.13). En outre, l'analyseur d'impédance permet de connaître l'impédance de l'inductance (modèle parallèle $L_p R_p$) et son facteur de qualité (4.14) à la fréquence de l'oscillation mesurée (f_{osc}). Les divers résultats de mesure sont présentés dans le tableau 4.6.

$$Q = \frac{R_p}{2\pi f_{osc} L_p} = R_p \sqrt{\frac{C}{L_p}} \quad (4.14)$$

	Caractéristiques de V_c			Mesures à l'analyseur d'impédance		
Désignation Inductance	Fréquence	D_1	Q	L_p	R_p	Q
10mH	30,8kHz	93%	21	12,2mH	72kΩ	31
1mH	94,8kHz	96%	41	1,29mH	53kΩ	69
100μH	294kHz	98%	74	137μH	31kΩ	123

TAB. 4.6 – Comparaison des mesures obtenues avec le circuit de test et avec l'analyseur d'impédance

Les valeurs obtenues avec le circuit de test sont légèrement inférieures à celles délivrées par l'analyseur d'impédance, qui utilise des signaux de faible niveau. Avec le circuit de test, la tension appliquée à l'inductance est voisine de 10V, donc les pertes magnétiques, proportionnelles au champ B^α ($\alpha \simeq 2$), sont plus élevées. Les facteurs de qualité correspondants sont donc plus faibles, mais suffisants pour la mise en oeuvre de la technique SSHI.

L'inductance de 100μH semble être la meilleure. Pourtant, ce n'est pas celle que nous avons choisie. Le test des inductances dans le circuit d'inversion ont révélé l'incidence du recouvrement des diodes sur l'amplification effective de la tension.

Test des inductances dans les conditions réelles de fonctionnement

Les inductances ont été comparées dans les conditions réelles de fonctionnement, c'est-à-dire avec le GEP et le circuit d'inversion que nous avons présenté figure 4.32.

Notons que ce circuit a été déduit du circuit de test des inductances (Fig. 4.40), auquel nous avons ajouté deux diodes supplémentaires en série avec les transistors (Fig. 4.41). Elle ont pour rôle d'empêcher l'inversion du courant et par conséquent de bloquer la tension à sa valeur extrême, 0 ou 9V.

Inductance	Saut de tension à l'inversion (V)	Amplitude crête de tension (V)	Tension efficace V_{rms} (V)	Gain par rapport à V_{rms} sans SSHI (1,1V)
$10mH$	3,9	5,6	2,4	2,2
$1mH$	2,9	4,8	2,0	1,8
$100\mu H$	2,3	4,5	1,6	1,5

TAB. 4.7 – Tensions et gains en tension mesurés, obtenus avec la technique SSHI pour les 3 inductances ($R_L = 10M\Omega$)

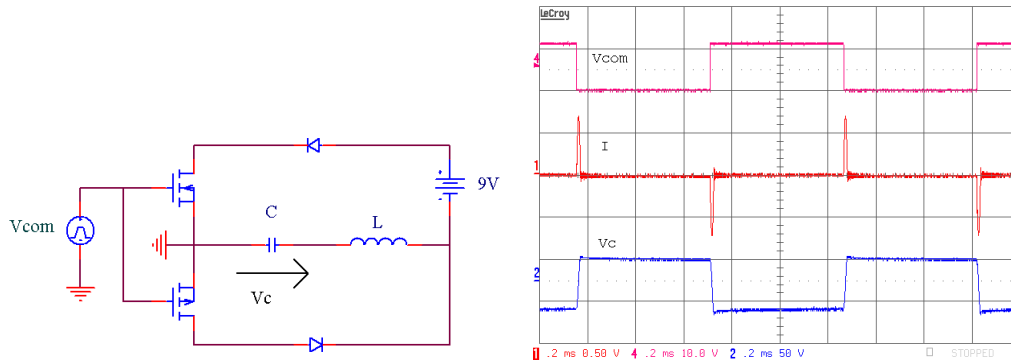


FIG. 4.41 – Circuit utilisé pour tester les inductances, avec 2 diodes supplémentaires, et grandeurs V_c et I_c mesurées ($L=10mH$, $R = 56\Omega$, $E=9V$)

L'amplitude du saut de tension lors de l'inversion a été comparée pour les 3 inductances. La mesure a été réalisée lorsque l'amplification de V_{gene} est maximale, donc pour $t_d \lesssim T/2$.

Malgré son facteur de qualité élevé, l'inductance de $100\mu H$ conduit au gain en tension le plus faible (Tab. 4.7). Ceci est dû au recouvrement des diodes : une oscillation parasite est observée, entre l'inductance et la capacité de la diode. De ce fait, le courant s'annule avec un léger retard, et la tension remonte légèrement au lieu de rester à sa valeur minimale. Le recouvrement est d'autant plus important que le $\frac{di}{dt}$ est élevé, donc que la fréquence est grande. Avec $100\mu H$, l'amplification effective de la tension devient alors inférieure à celle obtenue avec $10mH$. La figure 4.42 présente la tension V_{gene} obtenue avec (figure a) et sans (figure b) amplification, pour l'inductance de $10mH$.

4.5.4 Conclusion

Nous avons présenté la structure et le fonctionnement du circuit d'inversion. La stratégie de commande a été mise au point afin de simplifier au maximum le circuit de commande des interrupteurs. La fermeture d'un transistor MOS permet la circulation du courant dans le circuit résonant formé de l'inductance et du SP, lui-même connecté à une charge résistive. Le courant ne peut s'inverser à cause d'une diode, ce qui entraîne l'inversion de la tension du SP. Ce procédé répété à chaque phase de compression et de relaxation conduit à l'amplification de la tension du SP. L'amplification est maximale si l'inversion a lieu à la fin de chaque phase. L'autopilotage du convertisseur est donc indispensable,

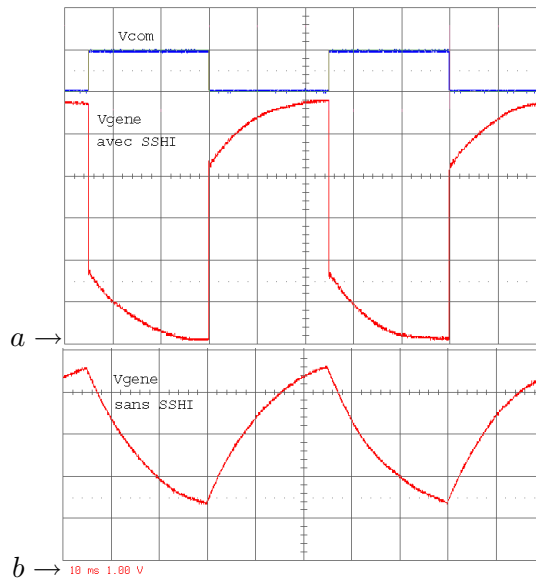


FIG. 4.42 – Tension U_2 avec (a) et sans (b) sans amplification ($L = 10mH$, $t_d \lesssim T/2$)

dans l’optique d’un GP autonome. Cet autopilotage nécessite l’utilisation de capteurs piézoélectriques, soumis à la même contrainte que les barreaux générateurs. Les capteurs renseignent sur le signe du courant délivré à la charge, information nécessaire au choix du transistor à commander.

Avec la maquette rotative, on peut également imaginer un système d’autopilotage par la position. Il suffirait d’équiper le mobile d’un balai et le bâti, de contacts électriques répartis circulairement (Fig. 4.43). Il faudrait deux fois plus de contacts que de barreaux piézos, pour permettre une commutation mécanique à chaque demi-période (compression et relaxation). Le balai fermerait ainsi le circuit oscillant {SP, inductance} à l’instant t_d , réglable par l’intermédiaire de la position angulaire des contacts. Un système plus perfectionné nécessiterait un codeur incrémental, comme pour l’autopilotage des machines synchrones. L’autopilotage par la position permettrait d’utiliser tous les barreaux pour la génération d’énergie et fournirait probablement une commande plus robuste, car affranchie de la forme plus ou moins bruitée de la tension générée.

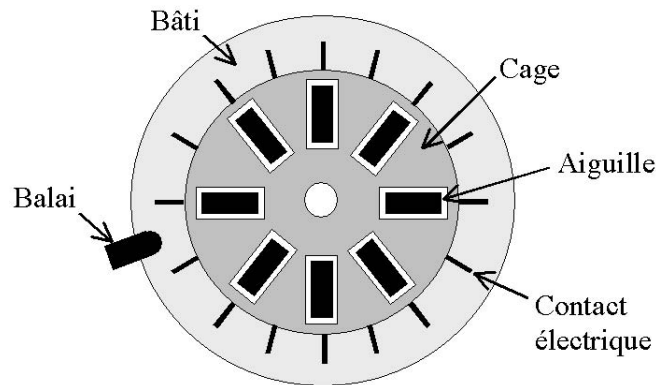


FIG. 4.43 – Schéma du dispositif d'autopilotage avec la maquette rotative

Enfin, la simplicité du circuit de commande est dictée par la nécessité d'alimenter ce circuit sans consommer une part trop importante de l'énergie générée. De plus, certains composants discrets ou circuits intégrés ne peuvent être utilisés car l'intensité du courant généré ne permet pas leur fonctionnement normal. Ces contraintes mettent en évidence l'importance de la gestion de l'énergie, qui sera cruciale pour la conception des futurs convertisseurs, de plus en plus miniaturisés.

Un circuit de commande, nécessitant 3 capteurs en plus du générateur, a été réalisé avec succès. Ce circuit, qui comprend deux AOP, consomme au moins $20\mu A$ sous $5V$. Son alimentation autonome n'est pas possible avec le GEP, mais n'est pas exclue avec la maquette rotative, plus performante.

4.6 Performances de la technique SSHI en régime quasi-statique

A l'aide du générateur d'effort piézoélectrique, nous avons réalisé l'étude expérimentale de la technique SSHI en régime quasi-statique. Pour faciliter le réglage de l'instant d'inversion, les interrupteurs ont été commandés par une tension externe en phase avec la contrainte mécanique.

4.6.1 Charge résistive

Dans un premier temps, la sortie du GEP est directement connectée à une charge résistive. Les résultats suivants montrent l'efficacité de cette technique, même si la tension du générateur piézoélectrique n'est pas sinusoïdale, comme c'est le cas ici. Divers facteurs influencent le gain en puissance obtenu. Les résultats suivants sont obtenus pour une tension U_1 d'amplitude $400V$ crête à crête.

4.6.1.1 Influence de la charge

La mesure de la puissance électrique générée en fonction de la charge montre que la technique SSHI a deux principales conséquences. La figure 4.44 présente les courbes obtenues expérimentalement et par simulation, à une fréquence de $20Hz$.

D'une part, le gain en puissance est visible quelle que soit la charge, sauf pour les fortes charges. Pour celles-ci, le barreau piézoélectrique se décharge rapidement, ce qui empêche l'amplification de la

tension. Par contre, pour les faibles charges, le gain en puissance est supérieur à 10. Les amplitudes des puissances mesurées et calculées sont différentes car, pour la simulation, la transmission de l'énergie mécanique du primaire au secondaire du GEP a été supposée idéale. L'écart observé en l'absence d'amplification est encore accru par l'amplification. Mais les courbes mesurées et calculées présentent bien des allures similaires.

D'autre part, la charge optimale, c'est-à-dire pour laquelle la puissance générée est maximale, est décalée vers les faibles charges lorsque la technique SSHI est appliquée.

En régime dynamique, la technique SSHI modifie de la même façon la courbe de la puissance en fonction de la résistance de charge (Fig. 4.15).

Enfin, nous pouvons constater, pour les très faibles charges, une irrégularité de la courbe de puissance générée avec la technique SSHI. Cette irrégularité est confirmée par la simulation. Elle résulte probablement d'une instabilité de l'amplitude de la tension pour ces valeurs de charge, comme le montre la courbe c de la figure 4.44, courbe obtenue par simulation.

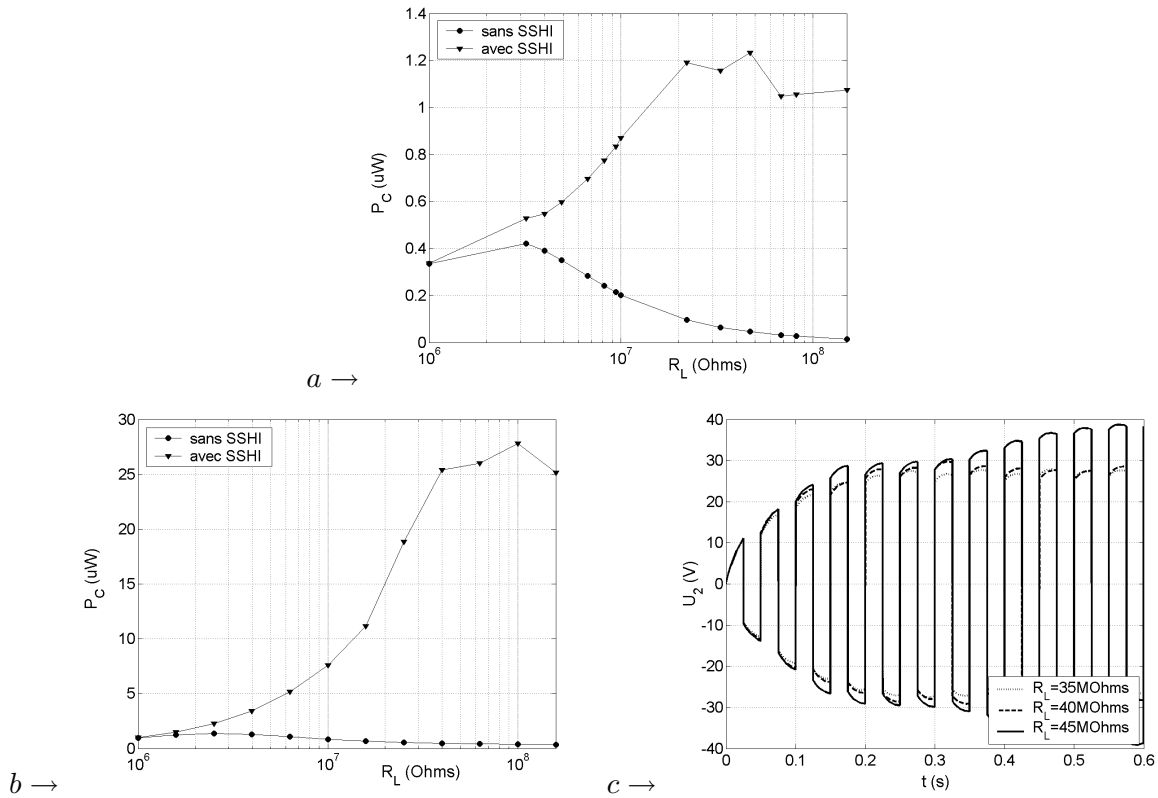


FIG. 4.44 – Effet de la charge résistive ($f=20\text{Hz}$) : Puissances mesurées (a) et calculées (b) ; Tensions calculées pour $R_L = 35M\Omega$; $40M\Omega$; $45M\Omega$ (c)

4.6.1.2 Influence de la fréquence

Selon la fréquence de la contrainte mécanique, l'amplification obtenue est variable. Les courbes de la figure 4.45 ont été mesurées pour une charge $R_L = 68M\Omega$. La puissance générée avec amplification

présente un optimum à 23Hz. Sans amplification, il n'y a pas d'optimum de puissance car la charge électrique est trop faible. Pour justifier l'évolution des puissances, le tableau 4.8 présente les tensions mesurées à 5Hz, 23Hz et 80Hz, avec ou sans amplification.

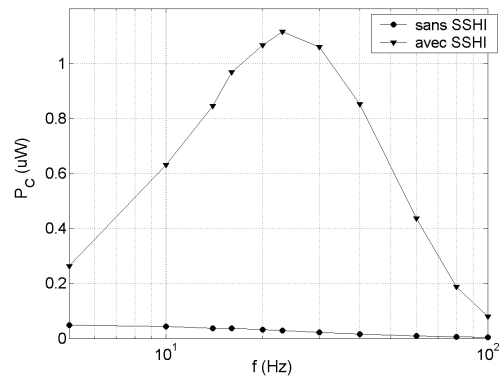
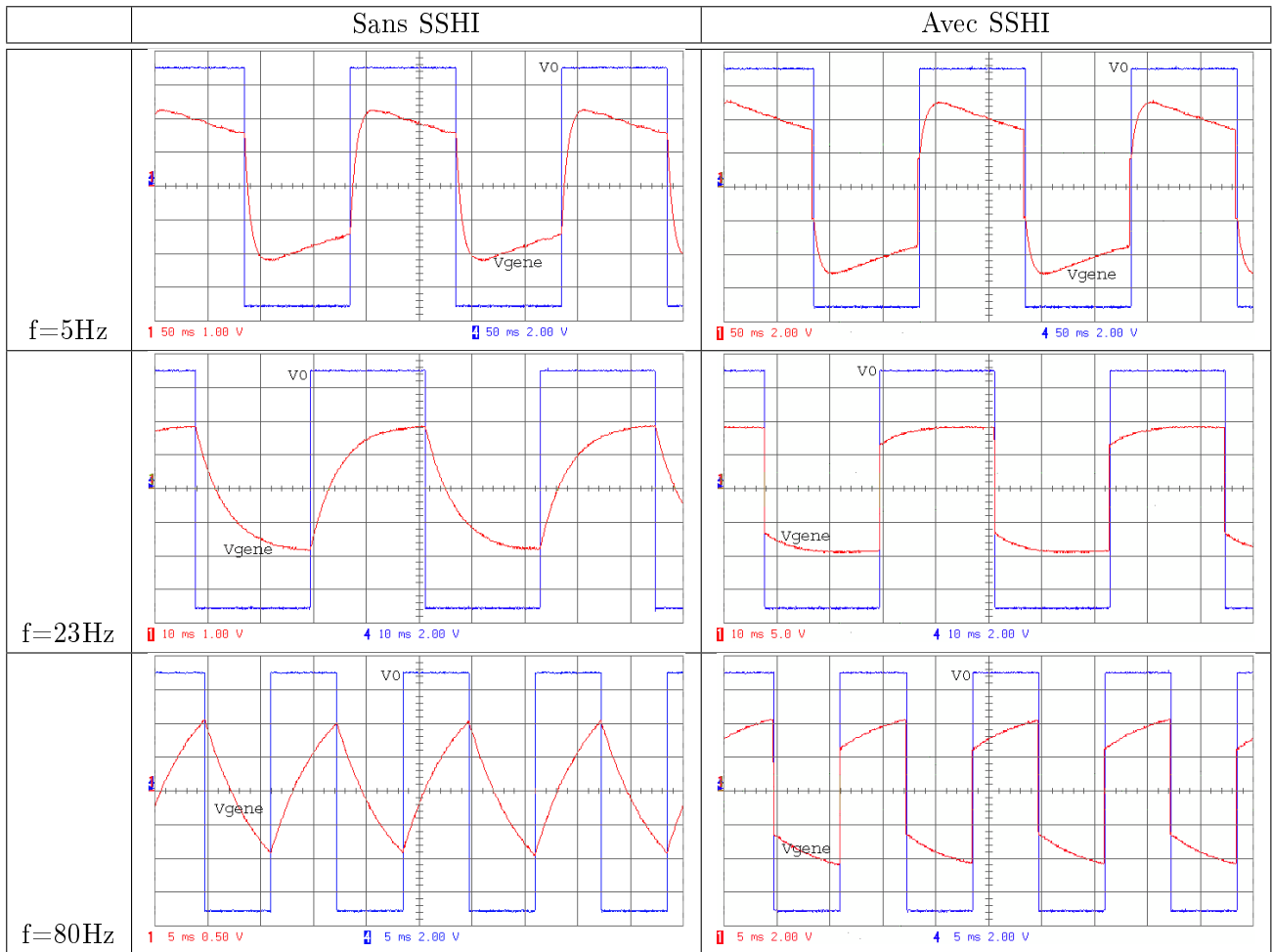


FIG. 4.45 – Effet de la fréquence : Puissances mesurées avec ou sans amplification ($R_L = 68M\Omega$)



TAB. 4.8 – Effet de la fréquence : Tensions mesurées avec ou sans amplification ($R_L = 68M\Omega$)

Ces résultats permettent de conclure sur la sensibilité de la technique d'amplification avec la fréquence. Si la fréquence varie, cette variation doit rester limitée pour ne pas diminuer le gain en puissance. Avec l'exemple présenté, une plage de variation de 20Hz autour de 23Hz n'entraîne qu'une perte de 10% sur la puissance générée.

4.6.1.3 Influence de l'amplitude de la contrainte

Enfin, un dernier facteur pouvant influencer l'amplification de puissance est l'amplitude de la contrainte appliquée. Dans le cas du GEP, il s'agit de l'amplitude U_0 de la tension appliquée au primaire. Comme cela était prévisible, avec ou sans amplification, la valeur efficace de la tension générée est proportionnelle à U_0 (Fig. 4.46). La technique SSHI étant une technique non linéaire, la variation avec U_0 du gain en valeur efficace et en puissance n'est pas linéaire, comme le montrent les courbes de la figure 4.47. Notons le gain en puissance, mesuré pour $U_0 = 180V$: il est supérieur à 40. On a donc fortement intérêt à augmenter l'amplitude de la force appliquée.

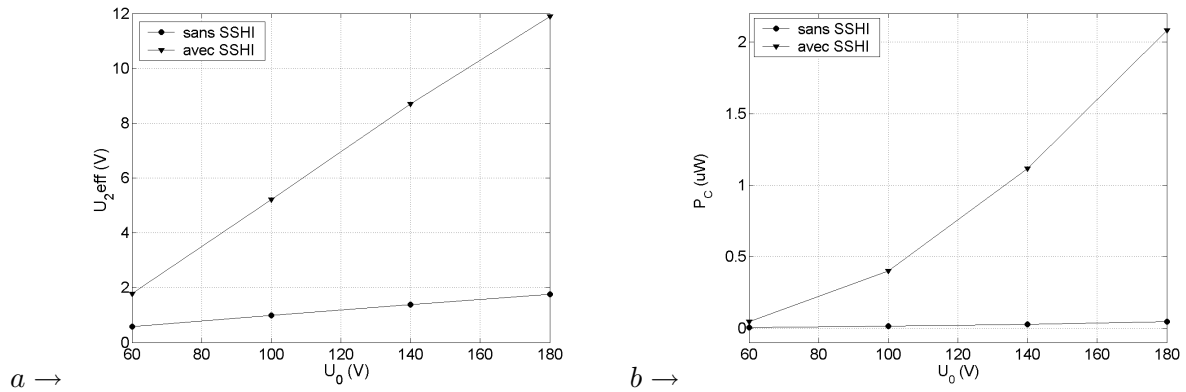


FIG. 4.46 – Effet de l'amplitude de la contrainte : Valeur efficace de U_2 et puissance générée, mesurées avec ou sans amplification ($f=23\text{Hz}$, $R_L = 68M\Omega$)

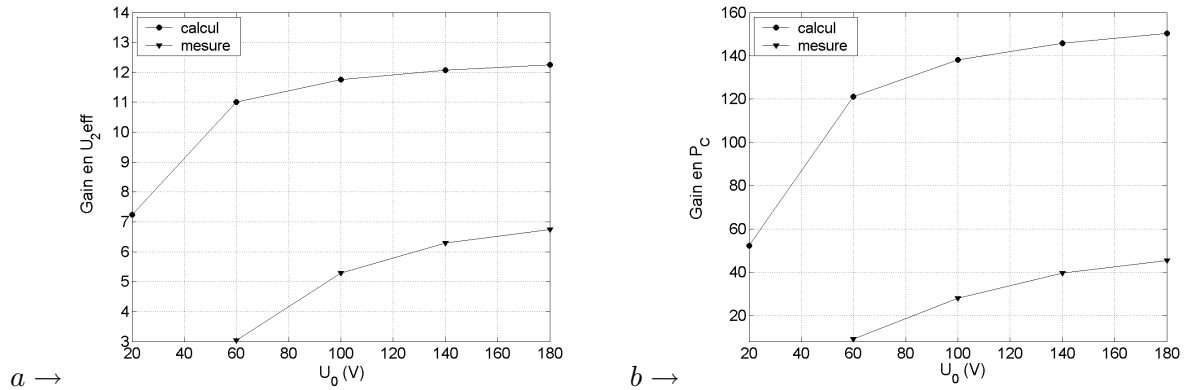


FIG. 4.47 – Effet de l'amplitude de la contrainte : Gains en valeur efficace et en puissance, mesuré et calculé ($f=23\text{Hz}$, $R_L = 68M\Omega$)

4.6.2 Charge capacitive

Dans un second temps, le secondaire du GEP est connecté, via un pont de diodes, à une charge capacitive. Dans ce cas, les performances du générateur piézoélectrique ne sont pas jugées d'après la puissance mais d'après l'énergie délivrée. Ainsi, l'énergie W_S stockée dans le condensateur C_L est mesurée au bout d'un temps t_0 (4.15). U_{CL} est la tension aux bornes du condensateur.

$$W_S(t_0) = \frac{1}{2}C_L(U_{CL}(t_0))^2 \quad (4.15)$$

Plus la capacité est élevée, plus U_{CL} croît lentement (Fig. 4.48). L'énergie $W_S(t_0)$ diminue quand C_L augmente. Ceci est vérifié par les mesures (Fig. 4.49). Notons que, quel que soit C_L , sa tension croît jusqu'à la valeur crête de la tension du générateur, notée $(V_{gene})_{max}$. Donc plus C_L est élevé, plus l'énergie stockée en fin de charge $(W_S)_{fin}$ est grande (4.16).

$$(W_S)_{fin} = \frac{1}{2} C_L (V_{gene})_{max}^2 \quad (4.16)$$

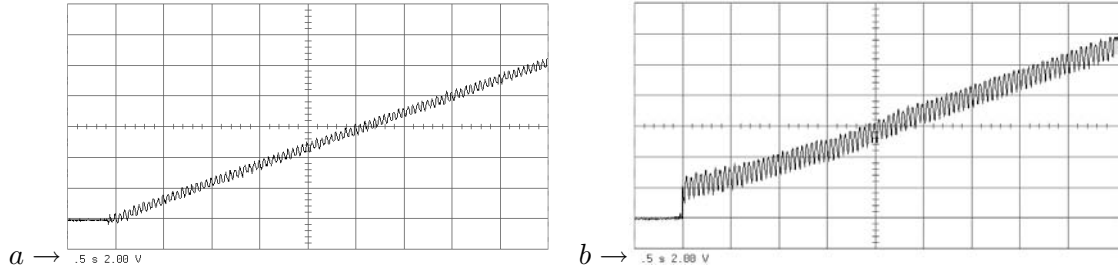


FIG. 4.48 – Tensions mesurées aux bornes de $C_L = 100pF$, sans amplification (a) ou avec amplification (b) ($U_0 = 140V$, $f=20Hz$)

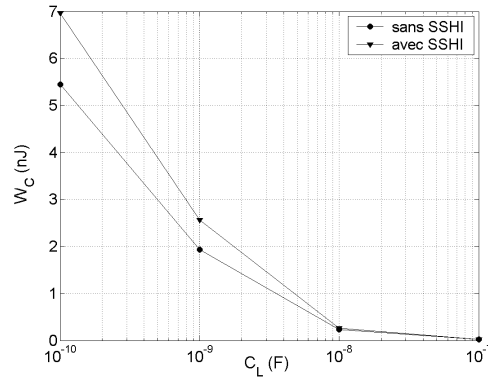


FIG. 4.49 – Mesure de l'énergie délivrée en $T_0 = 4,5s$ à une charge capacitive C_L , pour différentes valeurs de C_L ($U_0 = 140V$, $f=20Hz$)

Même si la technique SSHI permet d'accélérer la charge des condensateurs de faible valeur ($C_L < 1nF$), le gain en énergie reste limité (1,3 pour $C_L = 100pF$). En effet, le circuit d'inversion a pour rôle d'amplifier l'énergie disponible en sortie du SP, et non de la transférer à la charge capacitive. L'inductance d'inversion stocke l'énergie du SP et la lui restitue. Pour améliorer le transfert d'énergie à une capacité, il faudrait ajouter un convertisseur à stockage inductif. Cette solution va être décrite plus précisément dans les perspectives de ce travail.

4.6.3 Conclusion

Les performances de la technique SSHI ont été étudiées pour deux types de charges, résistive et capacitive.

D'une part, sur charge résistive, le gain en puissance est élevé pour les faibles charges, mais reste limité pour les fortes charges. Il existe une charge optimale pour une fréquence donnée. La technique SSHI entraîne un décalage de cet optimum vers les valeurs élevées de résistances. Si la fréquence varie

autour de ce point de fonctionnement, la diminution de la puissance délivrée est acceptable si la plage de fréquence n'excède pas une décade. Enfin, la valeur efficace de U_2 est proportionnelle à l'amplitude F_0 de la contrainte appliquée. La pente de la courbe est plus élevée avec la technique SSHI. Le gain en puissance n'est pas proportionnel à F_0 , ce qui était prévisible avec une technique d'amplification non linéaire.

D'autre part, la charge directe d'une capacité via un redresseur est accélérée avec la technique SSHI, pour les faibles valeurs de capacités seulement. Ce gain en énergie est limité, car le transfert d'énergie s'effectue toujours directement du SP à la charge capacitive. Dans les travaux futurs, un convertisseur à stockage inductif doit être ajouté entre le circuit d'inversion et la charge.

4.7 Application de la technique SSHI à la maquette rotative

La technique SSHI a été testée succinctement sur le générateur rotatif. Par mesure de simplicité, les interrupteurs du circuit d'inversion ont été commandés par une tension externe de même fréquence que la contrainte mécanique, et synchronisée avec elle. Cette synchronisation est difficile lorsque la tension est trop impulsionnelle, ce qui est le cas pour les fortes charges. Nous avons néanmoins réussi à faire fonctionner le convertisseur avec une charge de $10M\Omega$ connectée au SP (Fig. 4.50). Pour une force de fréquence 5,2Hz et d'amplitude 2N par barreau, la puissance délivrée vaut alors $13,7\mu W$ au lieu de $3,1\mu W$, soit un gain de 4,4.

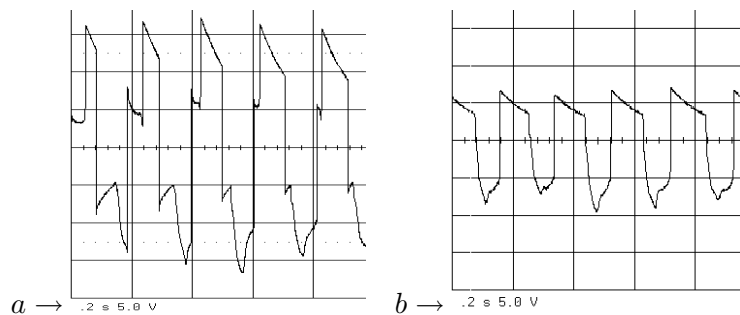


FIG. 4.50 – Technique SSHI appliquée au générateur rotatif : Tension V_{gene} avec (a) ou sans (b) amplification

Un travail important reste à effectuer, sur des aspects mécaniques et électriques, afin d'aboutir au générateur autonome souhaité. Avec la maquette actuelle, les tensions issues des capteurs changent de forme d'une série de mesure à la suivante, à cause de l'usure mécanique du bâti. Il faut donc faire des modifications structurelles du DMA. Il est indispensable de disposer de tensions reproductibles et non bruitées (Fig. 4.51) pour effectuer des essais prolongés. Ces essais sont nécessaires pour la mise au point de l'autopilotage du circuit d'amplification, à l'aide de la tension des capteurs.

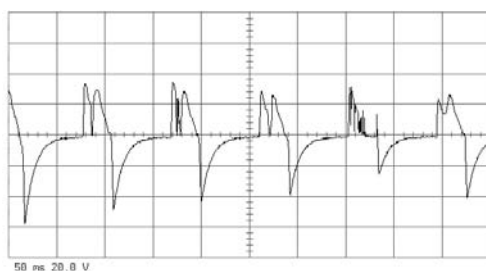


FIG. 4.51 – Technique SSHI appliquée au générateur rotatif : Tension bruitée du capteur

Nous avons estimé la puissance générée par le SP, avec la technique SSHI et une force de fréquence 55Hz et d’amplitude 10N par barreau. La figure 4.52 présente la courbe obtenue. La puissance générée atteint alors 2,24mW pour une charge de 10MΩ. Cette puissance permettra d’alimenter le circuit d’inversion, dont la consommation principalement due aux AOP est estimée à 100μW. Enfin, nous avons l’intention de tester le GP prototype pour charger de petites batteries Ni/MH de faible capacité (gamme comprise entre 7 et 300mAh) (Annexe 5).

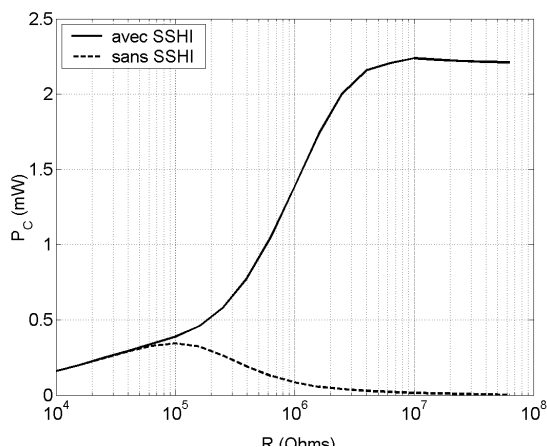


FIG. 4.52 – Technique SSHI appliquée au générateur rotatif : Puissance générée estimée pour une force de fréquence 55Hz et d’amplitude 10N par barreau

4.8 Conclusion et perspectives

L’étude expérimentale de la technique SSHI a mis en évidence sa capacité à amplifier l’énergie générée par le SP en régime quasi-statique. Celui-ci présente alors un coefficient de couplage effectif supérieur au coefficient de couplage intrinsèque du matériau.

L’efficacité de la technique a été démontrée dans le cas d’une charge résistive. Mais avec une charge capacitive, le gain en énergie reste limité, car le transfert d’énergie s’effectue directement du SP à la charge capacitive. Seul un convertisseur à stockage inductif peut améliorer ce transfert.

La figure 4.53 présente une structure possible de convertisseur. A la fermeture de l'interrupteur T_1 , le condensateur C_1 , chargé initialement à la tension U_0 , est connecté à l'inductance L. L'énergie du condensateur C_1 est transférée à l'inductance. A l'instant t_1 où l'interrupteur T_1 est ouvert, la tension aux bornes de C_1 et le courant L_1 ont pour valeurs :

$$U_1 = U_0 \cos(\omega t_1) \quad \text{et} \quad I_L = U_0 \sqrt{\frac{C_1}{L}} \sin(\omega t_1) \quad \text{avec} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}$$

L'énergie dans C_1 a diminué de ΔW_C , qui a été transférée à L :

$$\Delta W_L = \frac{1}{2} L (I_L)^2 = \frac{1}{2} C_1 (U_0)^2 \sin^2(\omega t_1) = \frac{1}{2} C_1 (U_0)^2 (1 - \cos^2(\omega t_1)) = \Delta W_C$$

Cette énergie est ensuite transférée à C_2 lorsque l'interrupteur T_2 est à son tour fermé.

L'énergie transférée de C_1 à C_2 est fixée par l'instant t_1 . En outre, ce convertisseur permet de réaliser une adaptation d'impédance, car en moyenne sur une période, l'impédance équivalente vue par C_1 est :

$$\langle Z_{eq} \rangle = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_L} = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \left(\frac{1 - \cos(\omega t_1)}{\sin(\omega t_1)} \right)$$

Il est possible d'ajouter un interrupteur T_3 , que l'on ferme avant de décharger L dans C_2 (Fig. 4.54). Cette phase de roue libre permet de régler la valeur moyenne de U_2 pendant une période.

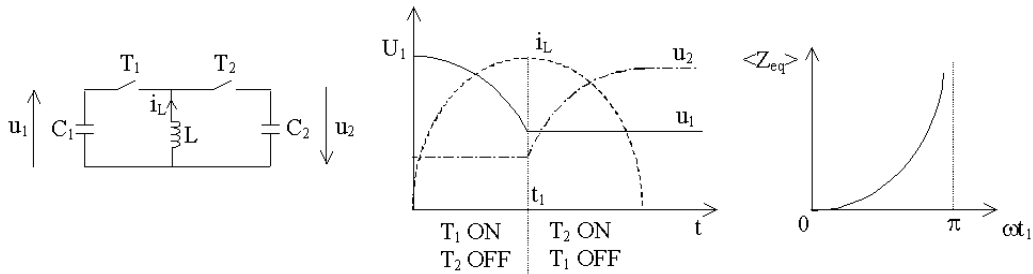


FIG. 4.53 – Transfert d'énergie d'un condensateur C_1 vers un condensateur C_2 via une inductance L

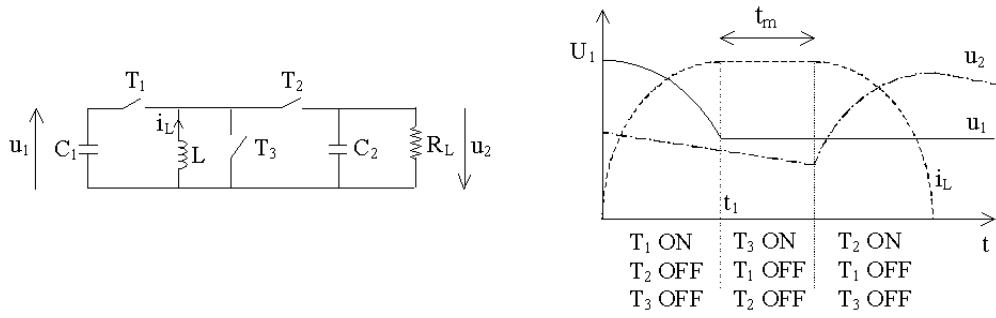


FIG. 4.54 – Transfert d'énergie d'un condensateur C_1 vers un condensateur C_2 via une inductance L , avec phase de roue libre

La figure 4.55 présente un exemple de circuit réalisant ce principe de conversion. Ce circuit est intéressant, car simple et performant : le fonctionnement de la figure 4.53 est obtenu en commandant les deux transistors MOS canal N par des tensions V_{gs1} et V_{gs2} complémentaires, référencées par rapport au même potentiel. Si les deux transistors sont maintenus bloqués pendant le temps t_m (Fig. 4.54), la diode D devient passante et assure ainsi la phase de roue libre.

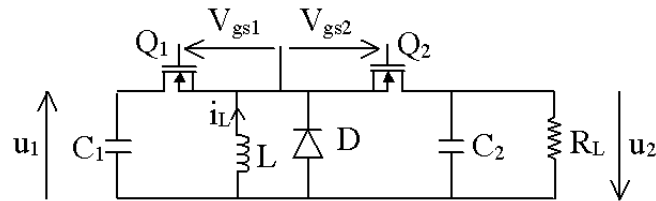


FIG. 4.55 – Exemple de convertisseur à stockage inductif

Ce type de convertisseur offre des perspectives intéressantes pour le SR. En effet, il permet un fonctionnement de type MPPT (Fig. 4.56) : les transistors Q_1 et Q_2 sont commandés de telle sorte que $\langle Z_{eq} \rangle$ corresponde à la valeur optimale pour la technique SSHI. Cette valeur optimale correspond au maximum de puissance générée par le SP à la fréquence imposée par la contrainte mécanique. D'après la figure 4.44 (a), une valeur minimale de $\langle Z_{eq} \rangle$ est probablement suffisante, car au delà la puissance est fluctuante et diminue peu. Ce critère, moins contraignant qu'une valeur optimale de charge, permettrait de simplifier la commande du SR.

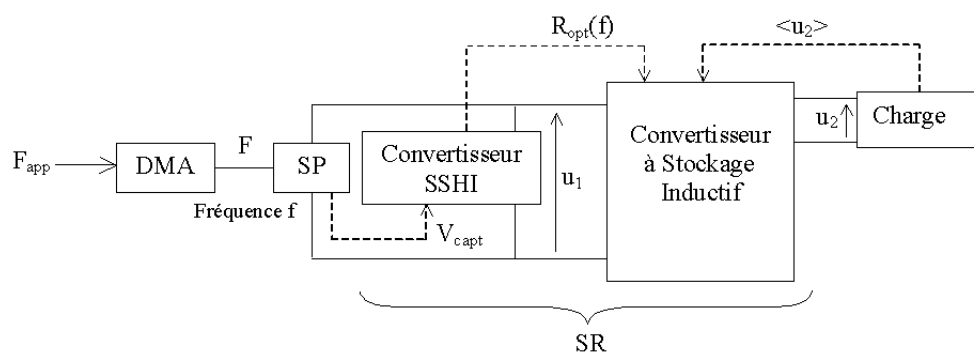


FIG. 4.56 – Schéma de principe d'un fonctionnement MPPT du GP

Malheureusement, le temps a manqué pour développer ce convertisseur. Il faudrait étudier précisément son principe de fonctionnement et le mettre en oeuvre, en veillant toujours à minimiser la consommation de l'électronique de commande.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire concernent la génération portable de l'énergie électrique basée sur la récupération de l'énergie mécanique humaine à l'aide de matériaux piézoélectriques.

La recherche bibliographique a révélé un nombre important d'études sur le sujet, en particulier depuis ces cinq dernières années. Ce domaine de recherche est totalement ouvert, comme en témoigne la multiplicité des solutions technologiques mises en oeuvre. Celles-ci mettent en évidence un schéma général du générateur piézoélectrique (GP), schéma que nous avons suivi afin de concevoir un démonstrateur, selon un cahier des charges précis.

La partie active du GP, que nous avons étudié et mis en oeuvre, est un système piézoélectrique (SP), constitué d'un ensemble de barreaux piézoélectriques fonctionnant en compression. En régime quasi-statique, ce SP est équivalent à une source de courant proportionnelle à la dérivée de la contrainte, en parallèle avec une capacité. A l'aide de ce modèle, nous avons étudié le fonctionnement du SP, soumis à une contrainte périodique de forme exponentielle, qui correspond à nos essais expérimentaux. Connecté à une charge RC, le SP génère une tension alternative lors d'un cycle complet de compression - relaxation. L'amplitude de la tension dépend de la dynamique de la contrainte et de la charge électrique. La puissance électrique générée a été calculée pour différentes valeurs de charge RC, démontrant que le SP est adapté aux faibles capacités et aux fortes résistances.

Le dispositif mécanique d'application (DMA) associé à notre GP convertit un effort humain de faible intensité et de faible fréquence en une contrainte d'amplitude élevée. La première maquette expérimentale a démontré la faisabilité de ce principe : la contrainte est appliquée au SP par un mobile équipé de roulements, ce mobile étant soumis à une précontrainte élevée. Nous avons vérifié la validité du modèle, qui nous a permis d'interpréter les phénomènes observés. Les essais expérimentaux ont soulevé des aspects technologiques déterminants pour la qualité de la conversion électromécanique. Des barreaux de différentes tailles ont été testés, ainsi que plusieurs types d'électrodes. Ces essais ont montré l'importance de la dynamique de la force appliquée : il est inutile d'augmenter la surface des barreaux, car l'essentiel de l'énergie est généré lors des grandes variations de contrainte, donc aux moments où celle-ci apparaît ou disparaît à la surface du barreau.

La seconde maquette expérimentale diffère de la première par le nombre de barreaux sollicités, vingt au lieu de deux, et par la nature du mouvement humain requis, non plus linéaire mais rotatif, ce qui permet ainsi une multiplication de fréquence. La courbe de la puissance générée en fonction de la charge résistive présente un maximum, dont la valeur augmente avec l'amplitude et la fréquence de la contrainte. Avec une contrainte de 2,2N à 55Hz, la puissance atteint $13,2 \mu W$ pour une charge de $100 k\Omega$. Pour des raisons techniques, cette maquette ne permet pas actuellement d'appliquer la contrainte souhaitée de 10 N par barreau. La puissance générée par les 20 barreaux atteindrait alors $330 \mu W$ pour une charge de $100 k\Omega$.

Enfin, nous avons élaboré un système de récupération (SR) adapté aux caractéristiques particulières de notre SP en régime quasi-statique. Après une étude bibliographique des convertisseurs statiques utilisés dans les générateurs piézoélectriques, nous avons choisi un convertisseur mis au point pour la récupération d'énergie des vibrations d'un système mécanique en flexion (technique SSHI). Par simulation, nous avons montré que cette technique fonctionne également avec un SP en régime quasi-statique. Le gain en puissance est d'autant plus grand que la résistance de charge est élevée.

La conception du circuit électronique a été une étape importante, car soumise à deux difficultés. La première est liée aux faibles courants générés, pour lesquels certains composants habituellement utilisés ne peuvent fonctionner. La seconde consiste à minimiser l'énergie nécessaire à la commande des interrupteurs, ce qui interdit l'utilisation des circuits intégrés courants. Une solution consiste à utiliser l'information issue de plusieurs barreaux piézoélectriques, qui jouent alors le rôle de capteurs. La mise au point de la commande nécessitant des essais prolongés, nous avons préféré ne pas utiliser la maquette rotative. Nous avons donc mis au point un générateur d'effort piézoélectrique, afin d'appliquer à un barreau piézoélectrique le même type de contrainte que celle générée par le DMA. Les prédictions théoriques ont été confirmées expérimentalement. Le gain en puissance est maximal pour les résistances de charge élevées : il est alors supérieur à 10.

Enfin, nous avons testé la technique SSHI avec la maquette rotative. Les tensions délivrées par les capteurs étant trop bruitées, elles ne sont pas exploitables pour élaborer la commande des interrupteurs. Nous avons donc dû utiliser un signal de commande externe, synchronisé avec la tension du SP. Cette synchronisation est difficile lorsque la tension est trop impulsionnelle, ce qui est le cas pour les fortes charges. Nous avons néanmoins réussi à faire fonctionner le convertisseur avec une charge de $10 M\Omega$ connectée au SP et une force de fréquence 5,2 Hz et d'amplitude 2 N par barreau. La puissance délivrée vaut alors $13,7 \mu W$ au lieu de $3,1 \mu W$, soit un gain de 4,4. Nous avons estimé la puissance générée par le SP, avec la technique SSHI et une force de fréquence 55 Hz et d'amplitude 10 N par barreau. La puissance délivrée atteint alors 2,24 mW pour une charge de $10 M\Omega$. Cette puissance permettra d'alimenter le circuit d'inversion, dont la consommation principalement due aux AOP est estimée à $100 \mu W$.

Les principes théoriques mis en évidence et les résultats expérimentaux obtenus montrent la faisabilité d'un générateur piézoélectrique basé sur la récupération de l'énergie des mouvements humains.

Pour le moment, notre générateur prototype n'atteint pas les performances des générateurs électromagnétiques, qui existent depuis plus longtemps (principe de la dynamo). Cependant, il nous semble intéressant de poursuivre la recherche sur les générateurs piézoélectriques, car les choix technologiques sont nombreux, en particulier au niveau des matériaux piézoélectriques. Le travail présenté ici suggère une démarche de conception, où les phases théoriques et expérimentales sont nécessaires et complémentaires. Enfin, cet exemple d'étude d'un convertisseur électromécanique montre la nécessité de prendre en compte les phénomènes électriques et mécaniques, même si initialement seules les performances électriques sont recherchées.

Perspectives

Les perspectives de cette étude concernent les trois étages de conversion du GP :

- Au lieu d'exploiter un SP en compression, il serait intéressant d'adapter le DMA à un SP en flexion. Celui-ci serait fixé à une membrane sur laquelle roulerait le mobile. Il faut alors limiter la contrainte appliquée pour ne pas causer la rupture mécanique du SP. L'objectif serait de réaliser une étude comparative entre un SP en flexion et un SP en compression.

- Concernant le DMA, il faudrait modifier la maquette rotative afin d'augmenter l'amplitude de la contrainte appliquée, tout en minimisant l'effort requis de la part de l'utilisateur. Dans ce but, nous avons suggéré au chapitre 3 d'autres structures de mobile et de support pour les barreaux piézoélectriques. Nous espérons alors diminuer l'usure mécanique du bâti, et améliorer le transfert de l'énergie mécanique au SP.

- Ces améliorations sont nécessaires pour pouvoir utiliser le SR avec la maquette rotative. Il reste à réaliser la commande des interrupteurs à partir de la tension des capteurs, et à rendre cette commande autonome. En outre, un étage supplémentaire peut être ajouté en parallèle du circuit d'amplification, afin d'améliorer le transfert de l'énergie générée vers une capacité de stockage. Il s'agirait d'un convertisseur à stockage inductif. Le SR complet serait alors constitué d'un étage d'amplification et d'un étage de conversion.

Annexes

Annexe 1 :

Generation of electrical energy for portable devices

Comparative study of an electromagnetic and a piezoelectric system

G. Poulin, E. Sarraute, F. Costa

SATIE Laboratory, ENS-Cachan, 61 av. du Pdt Wilson, 94235 CACHAN cedex

Abstract : This article presents the comparative study of two different electromechanical systems, in order to conceive autonomous portable generators capable of harvesting human mechanical energy. The first one is an electromagnetic system, made of a magnet in translation within a coil. The second one is a piezoelectric system, which is a PZT ceramic bar, polarised longitudinally, embedded at one end and constrained at the other end. The analytical models described in this paper present a high similarity and a duality in signal levels, adapted load and optimal working frequency, the two latters corresponding to the maximal electrical power generated.

Keywords : Piezoelectric generator, electromagnetic generator, autonomous portable systems, electromechanical conversion.

1 Introduction

The market of portable electronic devices has been strongly expanding especially for the last ten years, and their energy consumption has been decreasing in parallel [GON02]. So the idea of harvesting a part of the mechanical energy dissipated in our environment arouses a renewed interest : such power supplies are free, non-polluting and long-lasting, contrary to currently used batteries.

The source of mechanical energy may be the movements of human body [SHE01], or a vibrating structure [WIL96, OTT02, KAS02]. The frequency of the mechanical excitation depends on the source : some Hz for human movements, some hundreds of kHz for machinery vibrations. The mechanical energy is converted into electrical energy by a transducer which may be piezoelectric [SHE01, OTT02, KAS02], electromagnetic [WIL96] or electrostatic [CHA99].

The aim of this study is to compare two different electromechanical systems, in order to use them in autonomous portable generators, that would harvest the mechanical energy delivered by people

through voluntary or unintentional movements. The first one is an electromagnetic system, constituted by a magnet moving in translation through a coil. The second one is a piezoelectric system, made of a piezoceramic bar, polarised longitudinally, embedded at one end and constrained at the other. The two systems are compared through the electrical power delivered in sinusoidal mode.

After describing the analytical models established for both systems, we will explain their working principle, with a comparative point of view. Then, a quantitative study using realistic values of geometrical and physical parameters will illustrate the duality of the two systems, whose optimal working require very different levels of force, displacement, frequency and electrical load, in order to maximize the generated electrical power.

2 Electromagnetic system

2.1 Description of the system

Figure 4.57 shows a diagram of the electromagnetic system, constituted by a coil and a permanent magnet tied to a spring. A force F applied to the magnet makes it move in translation through the coil. This movement induces a voltage U at the coil terminals and this energy is delivered to an electrical load, represented by a resistance R_L on the diagram.

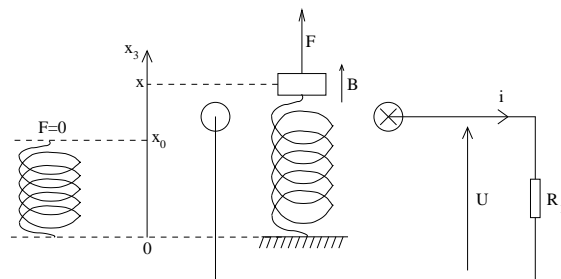


FIG. 4.57 – Linear electromagnetic system.

The movement is studied within one dimension, noted axis x_3 . Along this direction, x is the position of the magnet, as well as the length of the spring. The various forces applied to the magnet, of mass M , are :

- its weight : $P = Mg$, where $g = 9.81m/s^2$ is the gravitational acceleration.
- the external force F .
- the elastic force of the spring : $F_{spring} = -k(x - x_0)$, where k is the stiffness of the spring and x_0 its length without any force, as shown on figure 4.57.
- dry friction, which is neglected here.
- viscous friction : $F_{viscous} = -f \frac{dx}{dt}$, where f is the viscous friction coefficient.

- the electromagnetic force due to electromechanical conversion : $F_{em} = -Bli$, where i is the current through R_L , l is the total length of the wire that constitutes the coil. The magnetic field B due to the magnet is supposed constant in time and uniform in proximity to the coil.

The fundamental mechanical law applied to the magnet is :

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = P + F_{spring} + F_{viscous} + F_{em} + F$$

$$M \frac{d^2x}{dt^2} = -Mg - k(x - x_0) - f \frac{dx}{dt} - Bli + F$$

With $x_1 = x - x_0 + \frac{Mg}{k}$:

$$M \frac{d^2x_1}{dt^2} + f \frac{dx_1}{dt} + kx_1 = -Bli + F$$

Moreover, $U = E - R_e i - L_e \frac{di}{dt}$

R_e and L_e are respectively the resistance and the self inductance of the coil. E is the induced electromotive force : $E = Bl \frac{dx_1}{dt}$. This simple expression presupposes that magnetic losses are neglected in this study.

These different relations lead to the equations system :

$$\begin{cases} M \frac{d^2x_1}{dt^2} + f \frac{dx_1}{dt} + kx_1 = -Bli + F \\ U = Bl \frac{dx_1}{dt} - R_e i - L_e \frac{di}{dt} \end{cases}$$

2.2 Equivalent circuit

In Laplace domain, U , i , $v_1 = \frac{dx_1}{dt} v_1$ and F become respectively $U(p)$, $I(p)$, $V_1(p)$ and $F(p)$.

$$Z_e(p) = R_e + L_e p \text{ and } Z(p) = \frac{k}{p} + f + Mp$$

are respectively the electrical impedance of the coil and the equivalent electrical impedance of the resonant mechanical system.

$$\begin{cases} F + \frac{Bl}{Z_e} U = \frac{(Bl)^2}{Z_e} V_1 + Z(p) V_1 \\ I = -\frac{U}{Z_e} + \frac{Bl}{Z_e} V_1 \end{cases}$$

These equations correspond to an equivalent circuit, based on the electromechanical analogy between {force, velocity} and {voltage, current}. The transformer which ratio is $N = \frac{Bl}{Z_e}$ connects the mechanical branch and the electrical branch (Fig. 4.58 left).

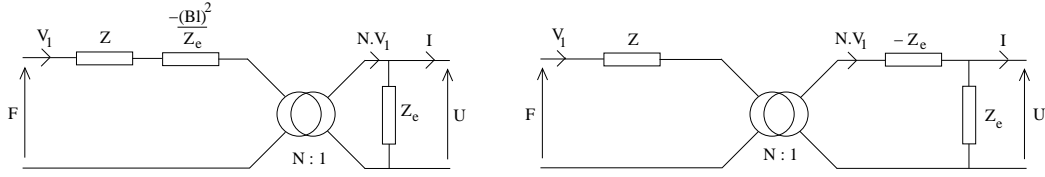


FIG. 4.58 – Equivalent circuits of the electromagnetic generator. Left : initial form. Right : modified form.

The impedance $\frac{(Bl)^2}{Z_e}$ at the primary becomes $-\frac{(Bl)^2}{Z_e} \cdot \left(\frac{Z_e}{Bl}\right)^2 = -Z_e$ at the secondary, which modifies the equivalent circuit as on figure 4.58 (right). This negative impedance and the transformer represent the electromechanical conversion.

2.3 Transfer functions with sinusoidal excitation and resistive load

In this part, the force applied to the magnet is sinusoidal, of angular frequency ω and amplitude F . The electrical load is a resistance called R_L . Then the equations become :

$$\begin{cases} Z(j\omega) V_1 = -BlI + F \\ U = BlV_1 - Z_e(j\omega) I = R_L I \end{cases}$$

The transfer functions between voltage and successively force, current $I = \frac{U}{R_L}$ and velocity can be easily calculated :

$$\frac{U}{F} = \frac{R_L Bl}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (Bl)^2} \frac{I}{F} = \frac{Bl}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (Bl)^2} \frac{V_1}{F} = \frac{R_L + Z_e}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (Bl)^2}$$

Let us calculate the average electrical and mechanical powers, called p_e and p_m :

$$p_e = \text{Re} \left(\frac{1}{2} U \cdot I^* \right) = \frac{1}{2R_L} |U|^2 \quad p_m = \text{Re} \left(\frac{1}{2} F \cdot V_1^* \right)$$

$$p_e = \frac{R_L (Bl)^2}{2|(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (Bl)^2|^2} p_m = \frac{((R_L + R_e)^2 + L_e^2 \omega^2) f + (Bl)^2 (R_L + R_e)}{2|(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (Bl)^2|^2}$$

The conversion coefficient is defined by $\eta = \frac{p_e}{p_m}$:

$$\eta = \frac{R_L (Bl)^2}{((R_L + R_e)^2 + L_e^2 \omega^2) f + (Bl)^2 (R_L + R_e)}$$

For the present application of power generation, it would be better if the conversion coefficient was close to 1.

3 Piezoelectric system

3.1 Description of the system

A piezoelectric long bar, of cylindric or parallelepipedic shape, is embedded at one end and vibrates in mode 33 (Fig. 4.59). F_1 and V_1 are respectively force and velocity at free end. Both ends are metallized and connected to a load, represented by a resistance R_L .

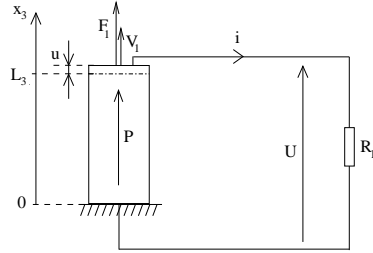


FIG. 4.59 – Long piezoelectric bar, embedded at one end and vibrating in mode 33.

The model established is unidimensional, so only the components along axis x_3 are taken into account.

Notations are as follows :

P : dielectric polarisation

u : displacement

U : voltage

I : current

A_3 : bar section

L_3 : bar height

ρ : volumic mass of piezoelectric material

D_3 : electric induction $D_3 = \frac{I}{j\omega A_3}$

E_3 : electric field $E_3 = -\frac{\partial U}{\partial x_3}$

β_{33}^T : inverse of dielectric permittivity

S_3 : relative deformation $S_3 = \frac{\partial u}{\partial x_3}$

T_3 : constraint $T_3(L_3) = \frac{F_1}{A_3}$

s_{33}^D : mechanical compliance

g_{33} : piezoelectric coefficient (S_3/D_3 with constant T or E_3/T_3 with constant D)

The piezoelectricity equations, formulated with (T_3, D_3) variables, are :

$$S_3 = s_{33}^D T_3 + g_{33} D_3$$

$$E_3 = -g_{33} T_3 + \beta_{33}^T D_3$$

The mechanical equation is obtained with Newton's law, $\frac{\partial T_3}{\partial x_3} = -\rho \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$.

With $\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$, the equation becomes simply :

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x_3^2} = \rho s_{33}^D \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}$$

This equation corresponds, in sinusoidal mode, to a mechanical propagation wave :

$$u(x_3, t) = (A_1 e^{-jkx_3} + A_2 e^{jkx_3}) e^{j\omega t}$$

where $k = \frac{\omega}{u_p}$ is the wave number, $u_p = \frac{1}{\sqrt{\rho s_{33}^D}}$ the phase velocity, and A_1 and A_2 two complex constants depending on limit conditions.

3.2 Equivalent circuit

As a first step, if we consider a piezoelectric device free at its ends, the Mason's equivalent circuit is composed of three parts : the mechanical branch, the electrical branch and a transformer that symbolizes the electromechanical conversion [IKE].

The mechanical branch of the circuit is described by the system :

$$\begin{cases} F_1 - f = Z_1(j\omega) \cdot (V_1 - V_2) + Z_2(j\omega) \cdot V_1 \\ F_2 - f = Z_1(j\omega) \cdot (V_1 - V_2) - Z_2(j\omega) \cdot V_2 \end{cases}$$

F_1 , F_2 and V_1 , V_2 are respectively forces and velocities at bar ends. Z_1 and Z_2 are mechanical impedances :

$$Z_1 = \frac{Z_c}{j \sin(kL_3)} = \frac{Z_c}{j \sin\left(\frac{\omega}{u_p} L_3\right)} \quad Z_2 = j Z_c \tan\left(\frac{kL_3}{2}\right) = j Z_c \tan\left(\frac{\omega}{2u_p} L_3\right)$$

$$\text{where } Z_c = \frac{kA_3}{\omega s_{33}^D} = \sqrt{\frac{\rho}{s_{33}^D}} A_3 \text{ and } h_{33} = \frac{g_{33}}{s_{33}^D}.$$

At last, f is the force due to piezoelectricity : $f = -h_{33} \frac{I}{j\omega}$. The mechanical part of the device's equivalent circuit is presented on figure 4.60 (left).

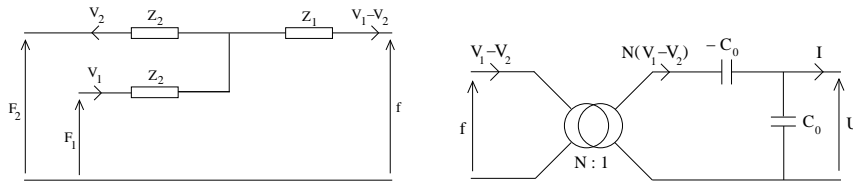


FIG. 4.60 – Equivalent circuit of piezoelectric device. Left : Mechanical branch. Right : Electromechanical branch.

The electrical branch is deduced from the relations :

$$\begin{cases} \frac{f}{N} = -\frac{1}{jC_0\omega} N \cdot (V_1 - V_2) + U \\ I = N \cdot (V_1 - V_2) - jC_0\omega U \end{cases}$$

$$\text{where } C_0 = \frac{A_3}{\beta_{33}^L L_3}, \quad \beta_{33}^L S = \beta_{33}^T \left(1 + \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T}\right) \text{ and } N = h_{33} C_0.$$

C_0 is the capacitance of the embedded ceramic, in other words that of the capacitance whose dielectric is not piezoelectric and has the same permittivity. A transformer of ratio N and a negative impedance represent the electromechanical conversion.

This second equations system leads to the electromechanical branch presented on figure 4.60 (right).

Since the piezoelectric bar used in our application is embedded at one end, velocity $V_2 = 0$, which simplifies the equivalent circuit (Fig. 4.61) obtained with the new equations system :

$$\begin{cases} Z(j\omega) V_1 = F_1 - f \\ I = NV_1 - jC_0\omega U \end{cases}$$

where $Z(j\omega) = \frac{Z_c}{j\tan\left(\frac{\omega}{u_p}L_3\right)}$ is the new mechanical branch impedance.

At last, dielectric losses can be represented by a resistance $R_0 = \frac{1}{\omega C_0 \tan\delta}$ in parallel with C_0 ($\tan\delta$: loss angle). In the same way, mechanical losses are represented by a resistance R_m in series in the mechanical branch. So, in that case, we obtain $Z(j\omega) = \frac{Z_c}{j\tan\left(\frac{\omega}{u_p}L_3\right)} + R_m$. Losses are frequency dependent [POUsept03], but will be considered as constant in this study, more especially as manufacturers give $\tan\delta$ and quality factor Q_m (bound to R_m) respectively at 1kHz and at first mode of resonance frequency. Moreover, R_0 will not be taken into account in the following study, because it has classically a huge value.

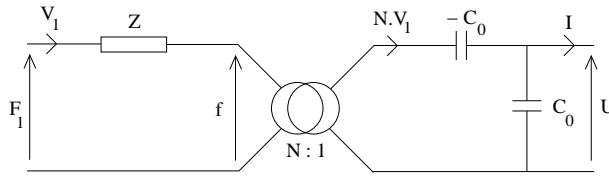


FIG. 4.61 – Complete model of embedded piezoelectric bar.

The equivalent circuit is surprisingly similar to that of the electromagnetic generator (Fig. 4.58 right).

3.3 Transfer functions with sinusoidal excitation and resistive load

In this part, the force applied to the bar is sinusoidal, of angular frequency ω and amplitude F . The electrical load is a resistance called R_L . Then the equations become :

$$\begin{cases} Z(j\omega) V_1 = N \frac{I}{jC_0\omega} + F \\ I = NV_1 - jC_0\omega U = \frac{U}{R_L} \end{cases}$$

The transfer functions between voltage and successively force, current $I = \frac{U}{R_L}$ and velocity can be easily calculated :

$$\frac{U}{F} = \frac{R_L N \frac{1}{jC_0\omega}}{\left(R_L + \frac{1}{jC_0\omega}\right)Z(j\omega) + \frac{h_{33}^2}{\omega^2}} \frac{I}{F} = \frac{N \frac{1}{jC_0\omega}}{\left(R_L + \frac{1}{jC_0\omega}\right)Z(j\omega) + \frac{h_{33}^2}{\omega^2}} \frac{V_1}{F} = \frac{R_L + \frac{1}{jC_0\omega}}{\left(R_L + \frac{1}{jC_0\omega}\right)Z(j\omega) + \frac{h_{33}^2}{\omega^2}}$$

Let us calculate the average power and the conversion coefficient :

$$p_e = \frac{R_L \frac{h_{33}^2}{\omega^2}}{2 \left| \left(R_L + \frac{1}{jC_0\omega}\right)Z(j\omega) + \frac{h_{33}^2}{\omega^2} \right|^2} P_m = \frac{\left(R_L^2 + \frac{1}{C_0^2\omega^2}\right) \text{Re}(Z(\omega)) + R_L \frac{h_{33}^2}{\omega^2}}{2 \left| \left(R_L + \frac{1}{jC_0\omega}\right)Z(j\omega) + \frac{h_{33}^2}{\omega^2} \right|^2} \eta = \frac{R_L N^2}{(1 + R_L^2 C_0^2 \omega^2) \text{Re}(Z(j\omega)) + R_L N^2}$$

4 Summary

The modelling of both systems shows their equivalent circuits are similar : a mechanical branch made of a resonant impedance $Z(\omega)$; a transformer and a negative impedance representing the electro-mechanical conversion ; an electrical branch constituted by an impedance Z_e in parallel. This similarity induces that of their transfer functions, that can be written in general as :

$$\frac{U}{F} = \frac{R_L Z_e N}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2} \frac{I}{F} = \frac{Z_e N}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2} \frac{V_1}{F} = \frac{R_L + Z_e}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2}$$

where N (transformer ratio) and R_{conv} correspond to electromechanical conversion : $R_{conv} = Bl$ for the electromagnetic system, $R_{conv} = \frac{h_{33}}{\omega}$ for the piezoelectric system. The equivalent circuits and the different transfer functions are summarized in table 4.9.

5 Generalised modeling to second order systems

5.1 Approximation to second order systems

In order to make easier the understanding of their working principle, we approximate the systems to second order ones. For the electromagnetic system, the approximation is always confirmed. For the piezoelectric one, it isn't the case when frequency is too low (before resonance frequency) or when the load is too high (before the adapted load). In this case, the second order model must be only considered as a simple tool, used to interpret the results and graphs that will be next presented and evaluated with the exact model.

Let us come back to the general form of the voltage transfer function :

$$\frac{U}{F} = \frac{R_L Z_e N}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2}$$

where $Z_e = R_e + jL_e\omega$ for the electromagnetic system, and $Z_e = \frac{1}{jC_0\omega}$ for the piezoelectric system. The hypothesis $|Z_e| \ll R_L$ can be made at frequencies close to resonance.

System	Electromagnetic	Piezoelectric
Equivalent circuit		
Mechanical branch Exact model	$Z(j\omega) = \frac{k}{j\omega} + f + jM\omega$	$Z(j\omega) = \frac{Z_c}{j \tan\left(\frac{\omega}{u_p} L_3\right)} + R_m$ $u_p = \frac{1}{\sqrt{\rho s_{33}^D}}, Z_c = \frac{A_3}{u_p s_{33}^D}$
Mechanical branch Linearised model		$Z(j\omega) = \frac{1}{jC_m\omega} + R_m + jL_m\omega$ $C_m = \frac{8L_3 s_{33}^D}{\pi^2 A_3}, L_m = \frac{\rho A_3 L_3}{2}, R_m = \frac{2\pi}{Q_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}$
Electrical branch	$Z_e(j\omega) = R_e + jL_e\omega$	$Z_e(j\omega) = \frac{1}{jC_0\omega}, C_0 = \frac{\epsilon_{33}^S A_3}{L_3}$
Transformer ratio	$N = \frac{Bl}{Z_e}$	$N = h_{33} C_0$
Voltage, current and velocity	$\frac{U}{F} = \frac{R_L Z_e N}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2} \frac{I}{F} = \frac{Z_e N}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2} \frac{V_1}{F} = \frac{R_L + Z_e}{(Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2}$	
Electrical and mechanical power	$p_e = \frac{R_L R_{conv}^2}{2 (Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2 ^2} p_m = \frac{ Z_e + R_L ^2 \text{Re}(Z(j\omega)) + (R_L + \text{Re}(Z_e^*)) R_{conv}^2}{2 (Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_{conv})^2 ^2} \frac{R_{conv}^2}{R_{conv}}$	
Conversion coefficient	$\eta = \frac{R_L R_{conv}^2}{ (Z_e + R_L)Z(j\omega) + (R_L + \text{Re}(Z_e^*)) R_{conv}^2 }$	
	$R_{conv} = Bl$	$R_{conv} = \frac{h_{33}}{\omega}$

TABLE 4.9 – Equivalent circuits and transfer functions of both systems models.

- For the electromagnetic system, after simplification the function presents the form of a generalised second order system :

$$\frac{U}{F} = \frac{\frac{Bl}{k} j\omega}{1 + \frac{1}{k} \left(f + \frac{(Bl)^2}{RL} \right) j\omega + \frac{M}{k} (j\omega)^2} = \frac{G_0 \frac{j\omega}{\omega_0}}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

where ω_0 and ξ are the self angular frequency and the damping factor.

This result is in agreement with the analysis of the electromagnetic generator presented by Williams *et al.* [WIL96]. In this analysis, the spring is attached to a vibrating housing. The external force applied to the magnet is then the acceleration of the housing, which means that $F(j\omega)$ is proportional to $(j\omega)^2$, and the transfer function $\frac{U}{F}$, proportional to $(j\omega)^3$.

- For the piezoelectric system, the frequency representation of mechanical admittance shows various resonance modes. The mechanical resonance occurs when mechanical impedance is minimum, so when $L_3 = \frac{n}{4} \lambda_{rm}$, n odd. It is possible to linearise $Z(j\omega)$ around first resonance $\omega_{rm} = \pi \frac{u_p}{2L_3}$:

$$Z(j\omega) = jL_m\omega_{rm} + \frac{1}{jC_m\omega_{rm}} + R_m$$

$$\text{where } C_m = \frac{8L_3 s_{33}^D}{\pi^2 A_3}, L_m = \frac{\rho A_3 L_3}{2} \text{ and } R_m = \frac{2\pi}{Q_m} \sqrt{\frac{L_m}{C_m}}.$$

The mechanical impedance linearisation induces an error, all the more so as the frequency is far from resonance (Fig. 4.62). Linearisation is useful to make a parallel between the two systems, but exact impedance must be used for every numerical result.

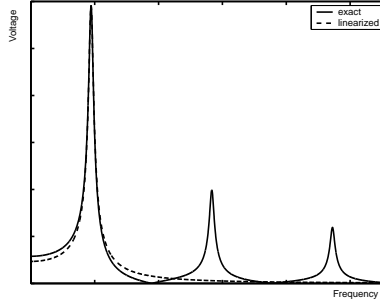


FIG. 4.62 – Piezoelectric system : Voltages calculated with exact and linearised models.

The corresponding transfer function is then :

$$\frac{U}{F} = \frac{h_{33}C_0 \frac{1}{jC_0\omega}}{\frac{1}{jC_m\omega} + R_m + jL_m\omega + \frac{h_{33}^2}{RL\omega^2}}$$

One more hypothesis is necessary : $\frac{h_{33}^2}{RL\omega^2} \ll |Z(j\omega)|$, and leads to a second order system too :

$$\frac{U}{F} = \frac{h_{33}C_m}{1 + R_m C_m j\omega + L_m C_m (j\omega)^2} = \frac{G_0}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

Table 4.10 presents the coefficients of the second order models and the corresponding conversion coefficient.

System	Electromagnetic	Piezoelectric
Simplification hypothesis	$ Z_e \ll R_L$	$ Z_e \ll R_L$ and $\frac{h_{33}^2}{R_L \omega^2} \ll Z(j\omega) $
Approximative voltage transfer function $\frac{U}{F}$	$\frac{G_0 \frac{j\omega}{\omega_0}}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$	$\frac{G_0}{1 + 2\xi \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}$
Static gain G_0	$\frac{Bl}{\sqrt{kM}}$	$h_{33}C_m = \frac{8L_3g_{33}}{\pi^2A_3}$
Self frequency f_0	$\frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{M}}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} = \frac{1}{4L_3\sqrt{\rho_s D_{33}}}$
Damping factor ξ	$\frac{1}{2\sqrt{kM}} \left(f + \frac{(Bl)^2}{R_L} \right)$	$\frac{\pi}{Q_m}$
Conversion coefficient η	$\frac{(Bl)^2}{R_L f + (Bl)^2}$	$\frac{h_{33}^2}{R_L R_m \omega^2 + h_{33}^2}$

TAB. 4.10 – Second order systems approximation : characteristic parameters and expression of the conversion coefficient.

5.2 Discussion

5.2.1 Global behaviour

Both systems present the same resonant behaviour shown in figure 4.63 (left). The resonance of electromagnetic system occurs at its self frequency, whatever damping factor ξ may be. The resonance of piezoelectric system occurs if $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$, at $f_r = f_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}$. The resonance peak amplitude depends on static gain and damping factor.

The conversion coefficient is maximum at low frequencies, before decreasing continuously (Fig. 4.63 left).

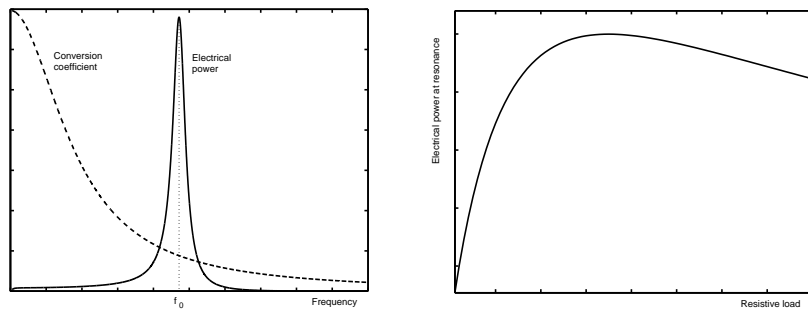


FIG. 4.63 – Similar behaviour of both systems. Left : Evolution of electrical power and conversion coefficient versus frequency. Right : Evolution of electrical power at resonance versus load.

Working at resonance is of course the most interesting. At this frequency, the delivered electrical power p_e is maximum and depends on electrical load R_L . There is an optimal value of R_L that maximizes p_e (Fig. 4.63 right).

5.2.2 Influence of geometrical dimensions and physical properties on models parameters

The model characteristics are not influenced in the same way by geometrical and physical properties, as table 4.11 summarizes it.

System	Electromagnetic	Piezoelectric
Static gain G_0	k, M, B, l	L_3, A_3, g_{33}
Self frequency f_0	k, M	L_3, ρ, s_{33}^D
Damping factor ξ	k, M, B, l, f, R_L	Q_m

TAB. 4.11 – Influence of geometrical and physical properties on models characteristics.

For the electromagnetic system, the characteristics are adjustable in a wide range. For the piezoelectric system, the choice is more limited. On one hand, its dimensions must not exceed some centimeters, in order to fill the criterion of density. On the other hand, it is possible to choose a material whose piezoelectric properties are adapted to our application. Here the advantage is given to high g_{33} coefficient, as it links electrical field and mechanical constraint. Certainly this series is still limited, but it will probably grow larger, with the coming out of more and more performant materials. So the range of resonance frequency and damping factor is for the moment fixed by existing materials properties.

6 Numerical example

In order to understand how both systems work, two examples are presented below. Their geometrical dimensions and physical characteristics have been chosen arbitrarily but correspond to realistic systems that could be included in complete portable generators :

Electromagnetic device

The coil is made of several turns of brass wire of which section and resistivity are respectively $S_{Cu} = 2 \times 10^{-7} m^2$ and $\rho_{Cu} = 1.7 \times 10^{-8} \Omega m$. The height and the radius of the coil are respectively $h_b = 5cm$ and $R=1.5cm$. Knowing the diameter of the wire $D_{Cu} = 2\sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 505\mu m$ and the number of wire turns $N = \frac{h_b}{D_{Cu}} = 99$, it is easy to deduce the total length of the wire $l = 2\pi RN = 9.33m$. Then, the resistance and the self inductance of the coil are given by $R_e = \frac{\rho_{Cu} l}{S_{Cu}} = 0.794\Omega$ and $L_e = \frac{\mu_0 N^2 \pi R^2}{h_b} = 174\mu H$ where $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ is the air permeability.

All the parameters are listed in table 4.12.

Characteristics	Parameters	Equivalent second order system
$S_{Cu} = 2 \times 10^{-7} m^2$	$l = 9.33m$	$G_0 = 22.3$
$\rho_{Cu} = 1.7 \times 10^{-8} \Omega m$	$L_e = 174 \mu H$	$f_0 = 2 Hz$
$h_b = 5cm$	$R_e = 0.794 \Omega$	$\xi = 0.796 \left(0.05 + \frac{196}{R_L} \right)$
$R = 1.5cm$	$B = 1T$	$\eta = \frac{196}{0.05 R_L + 196}$
	$M = 50g$	
	$k = 7.89 N/m$	
	$f = 0.05 Ns/m$	

TAB. 4.12 – Electromagnetic system : Characteristics and model parameters.

Piezoelectric device

The characteristics of the $3mm \times 3mm \times 1cm$ PZT ceramic bar and the corresponding model parameters are listed in table 4.13. Small variations around these values will show the influence of the parameters on the working of the system. The same study is conducted for the electromagnetic system, around the values of table 4.12.

Characteristics	Parameters	Equivalent second order system
$\rho = 7700 kg/m^3$	$Z_c = 262 \Omega$	$G_0 = 23.4$
$s_{33}^D = 9.09 \times 10^{-12} m^2/N$	$u_p = 3780 m/s$	$f_0 = 94.5 kHz$
$g_{33} = 26 \times 10^{-3} Vm/N$	$C_0 = 6,64 \times 10^{-12} F$	$\xi = 0.039$
$h_{33} = 28.6 \times 10^8 V/m$	$R_0 = 1.2 G \Omega$	$\eta = \frac{818 \times 10^{16}}{818 \times 10^{16} + 16.2 R_L \omega^2}$
$\beta_{33}^T = 6.11 \times 10^7 V^2/N$	$N = h C_0 = 0.019$	
$Q_m = 80$	$C_m = 8.19 \times 10^{-9} F$	
$L_3 = 1cm$	$L_m = 3.47 \times 10^{-4} H$	
$A_3 = (3mm)^2$	$R_m = 16.2 \Omega$	
$\tan \delta = 0.02$		

TAB. 4.13 – Piezoelectric system : Characteristics and model parameters (Piezoelectric material : P188 from Quartz & Silice)

The same amplitude of constraint, 31.7mN, is applied on both systems. This amplitude has been fixed by the electromagnetic system : its maximal displacement under optimal load (load that maximizes electrical power at resonance) must remain inferior to half the device's height (considered as coil height h_b).

As their dimensions are different, because of conception constraints, it is preferable to consider volumic power instead of power. At this stage of development, we consider that the volume of each device doesn't include the electronics that will be added in order to harvest the delivered electrical power. Electromagnetic device's volume is $\pi \times R^2 \times h_b = 35cm^3$. Piezoelectric device's volume is $A_3 \times L_3 = 0.09cm^3$.

Even with this precaution, we cannot directly compare the amplitude of volumic powers. The design

of each system depends on its own parameters and raises its own technical problems. The subject of the present paper is not the competition between two prototypes but an explanation of their working.

6.1 Voltage, current, force and displacement levels

First of all, the levels of main quantities are quite different between the two systems. For a given amplitude of sinusoidal constraint, the maximum values of voltage, current and displacement depend on the electrical load but evolve in specific ranges. The next examples are significant. The systems are working at resonance with optimal load (load that maximizes electrical power at resonance) under same constraint (still 31.7mN) :

- electromagnetic system : 2.9V ; 1.7mA ; 2.5cm for a 1700 Ω load (electrical power : 2.5mW)
- piezoelectric system : 4.7V ; 3.3 μ A ; 1.7nm for a 1.4M Ω load (electrical power : 7.7 μ W)

So they require two complementary types of working, in order to reach the same level of delivered electrical power : small force, high displacement for the electromagnetic system ; high force, small displacement for the piezoelectric one. These estimations reveal a strong duality between the two systems, of such different principles, but similar models. Moreover, the nature of their impedance is different too : the electromagnetic device is rather resistive (small devices don't present an inductive behaviour) ; the piezoelectric device is rather capacitive.

6.2 Resonance frequency

The two systems have similar responses in voltage, current, velocity and power, but the resonance does not occur in the same frequency range (Fig. 4.64) : some Hz for the first one, some hundreds of kHz for the second one.

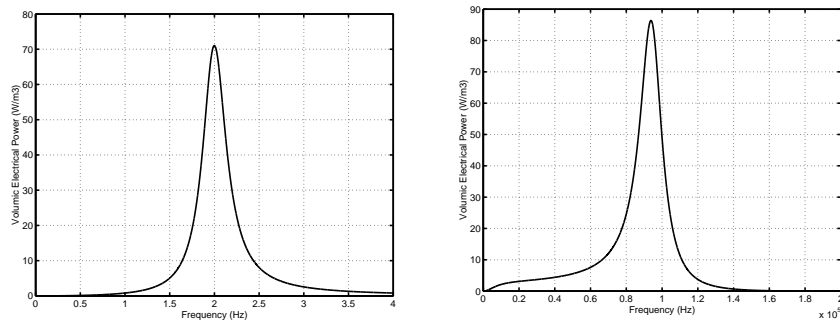


FIG. 4.64 – Volumic electrical power function of frequency. Left : Electromagnetic system. Right : Piezoelectric system.

6.3 Adapted load

The adapted load, that maximizes the generated power at resonance, shows one more time the duality (Tab. 4.14) : some k Ω for one, some M Ω for the other (up to some hundreds of M Ω at frequencies much below the resonance).

System at resonance	Electromagnetic	Piezoelectric
Load (Ω)	1.7×10^3	1.4×10^6 or 5×10^4
Maximum electrical power (mW)	2.5	7.7×10^{-3}
Maximum volumic electrical power (W/m^3)	71	86
Conversion coefficient	0.51	0.5 or 0.52

TAB. 4.14 – Search for the load that maximizes the electrical power at resonance.

The same conclusion can be made for the load that maximizes the conversion coefficient (Tab. 4.15). The conversion coefficient of the electromagnetic system is very close to 1, because magnetic losses are not taken into account, so the conversion is probably less efficient in reality.

System at resonance	Electromagnetic	Piezoelectric
Load (Ω)	38	2.5×10^5
Maximum conversion coefficient	0.96	0.76
Electrical power (mW)	0.21	5.6×10^{-3}
Volumic electrical power (W/m^3)	5.9	63

TAB. 4.15 – Search for the load that maximizes the conversion coefficient at resonance.

The piezoelectric system presents two maxima of power (Fig. 4.65). Indeed, the approximation to a second order system is only true for loads superior to $10M\Omega$. The first maximum (at $46k\Omega$), can be explained by the exact transfer function, when $Z_e = \frac{1}{jC_0\omega}$ and $\frac{h_{33}^2}{R_L\omega^2}$ are not neglected. The conversion coefficient presents one maximum only, for a load corresponding to a local minimum of electrical power (Fig. 4.65).

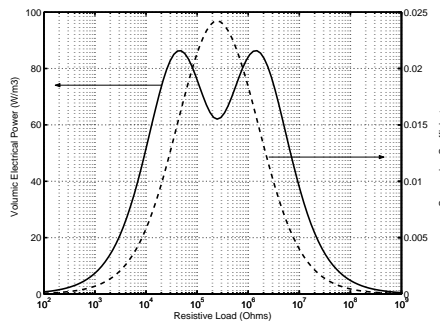


FIG. 4.65 – Piezoelectric system : Volumic electrical power and conversion coefficient, function of load, at resonance.

The values of power and volumic power, estimated in table 4.14, suggest a discussion relative to a scale effect. As the piezoelectric device presents a higher power density, it is well suited to microsystems. As the power of the electromagnetic device is higher, it is more suited to middle scale systems.

Nevertheless, the values of volumic power must be considered cautiously, as they do not take into account the global volume of the portable generator, but only the active part volume.

6.4 Damping factor

The influence of system parameters or load on damping factor is not equal for both systems.

It is easy to adjust the damping factor of the electromagnetic system via magnetic field B or load R_L . Figure 4.66 (left) presents power graphs for magnetic fields between 0.1T and 1.6T. For a 1700Ω load, power at resonance shows a maximum at $B=1T$. This confirms the maximum of power at $R_L=1700\Omega$ previously calculated with $B=1T$. Finally, the graphs of figure 4.66 (right) correspond to loads varying from 100Ω to 1700Ω .

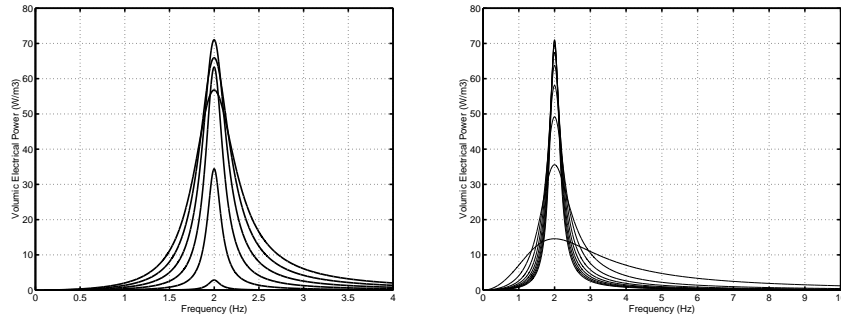


FIG. 4.66 – Electromagnetic system : Volumic electrical power function of frequency, parametered in field B (left) or load R_L (right).

Concerning the piezoelectric system, its damping factor is fixed by the material quality factor. So g_{33} parameter does not modify the peak width, but only the peak amplitude : graphs of figure 4.67 (left) correspond to $0,005V\text{m}/N \leq g_{33} \leq 0,025V\text{m}/N$. In the same way, the only influence of load R_L is on peak amplitude, as it is a function of $1/R_L$ (Fig. 4.67 center). However, when R_L is inferior to $1M\Omega$, the approximation to a second order system is not true any more. It is the reason why the shape of power graph is modified when load changes, as shows figure 4.67 (right). In this case, the resonance frequency and the peak width depend obviously on load.

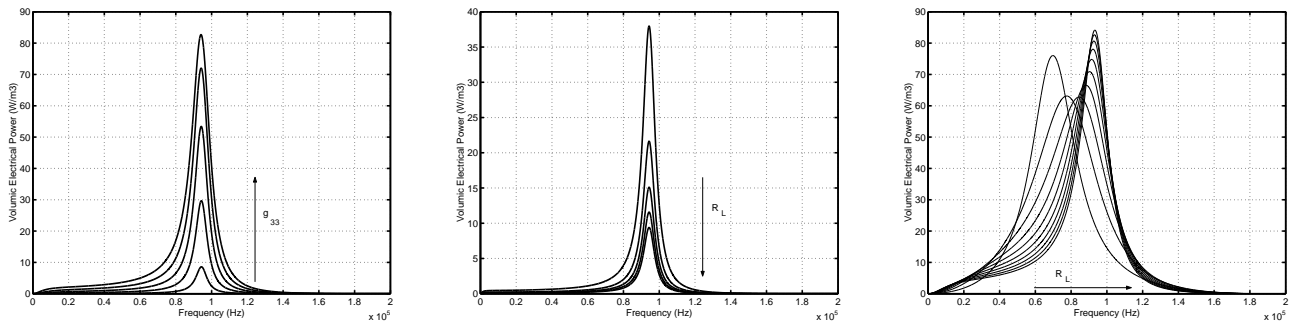


FIG. 4.67 – Piezoelectric system : Volumic electrical power function of frequency, parametered in g_{33} coefficient (left) or load R_L (center : $R_L \geq 10M\Omega$ - right : $100k\Omega \leq R_L \leq 1M\Omega$).

6.5 Summary

The theoretical generated power and the conversion coefficient have been calculated for both systems in sinusoidal mode. They present very different values of resonance frequency : some Hz for the electromagnetic system, some hundreds of kHz for the piezoelectric system. Moreover, the loads that maximize power or conversion coefficient are not in the same range as well : some $k\Omega$ for one, some $M\Omega$ for the other (up to some hundreds of $M\Omega$ at frequencies much below the resonance). So both systems present a strong duality, although they present very similar equivalent circuits or transfer functions.

Table 4.16 summarizes this aspect through various comparison points.

System	Electromagnetic	Piezoelectric
Constraint	low	high
Displacement	high	low
Voltage	adjustable	high
Current	adjustable	low
Resonance frequency	adjustable	high
Output impedance	resistive	capacitive
Adapted load	adjustable	high

TAB. 4.16 – Comparison elements between the two systems.

Besides, the expressions of power and conversion coefficient previously established are useful tools for the design of both systems. Parameters can be calculated in order to fill various criteria such as minimum power or conversion coefficient, low cost, density... In particular, the piezoelectric system presents a high power density, what makes it well suited to microsystem applications, whereas the electromagnetic system is more suited to middle scale applications.

At last, some technological constraints can lead to precise choices in prototypes design.

Theses choices may concern the working mode : it is difficult to apply a sinusoidal constraint to the piezoelectric device, but with a simple mechanical device it is possible to apply a square constraint of large value, without requiring any effort from the user [POUjuin03].

Another type of limit is the size of the portable generator. It is not the case of the piezoelectric system, as the maximum deformation does not exceed the micrometer. But for the electromagnetic system, the size of the device fixes the maximum travel of the flyweight. In our study, we took this limitation into account by reducing the constraint amplitude, which implies a decrease of the generated power. In compensation, the resonance frequency may be increased [WIL96], which requires to change the characteristics of the generator. But this solution is not adapted when the amplitude of the constraint varies. It is the case of an experimental device, presented in [TUR03] : the electromagnetic generator, fastened to the user's waist, harvests mechanical energy during walking motion. The constraint applied to the flyweight is then due to its acceleration. Some additional very stiff springs, called stop springs, must be added to damp the flyweight movement before it moves in the opposite direction. The consequence is a decrease of harvested power at frequencies close to resonance. The

maximum value of electrical power at resonance is then given by :

$$P_{max} = \frac{F_{max}\omega L_{max}}{2} = \frac{mX_{max}\omega^3 L_{max}}{2} = 62mW \text{ with } X_{max} = L_{max} = 2.5cm, m=50g \text{ and } \omega = 4\pi.$$

The notations F_{max} , X_{max} and L_{max} refer to constraint amplitude, displacement amplitude without stop springs and effective displacement amplitude due to stop springs.

This value is higher than the estimated power previously calculated with our linear models. But the using of stop spring introduces non linear elements that are outside the limits of our comparative study.

7 Conclusion and perspectives

In order to study the feasibility of an autonomous portable generator that would convert human mechanical energy into electrical energy, a comparative study has been presented between two electro-mechanical systems, an electromagnetic one and a piezoelectric one.

An electrical equivalent circuit has been established for both systems, in order to estimate the electrical power generated in sinusoidal mode. The evolution of power as a function of frequency or electrical load is interesting on many points of view. Although they are based on totally different conversion principles, their equivalent circuits present an obvious similarity and their power graphs have the same shape. But after a quantitative study using indicative realistic values of geometrical and physical parameters, the two systems are obviously in complete duality in every respect : voltage, current, force and displacement levels, output impedance, resonance frequency and adapted load that maximizes delivered electrical power.

Moreover, the modelling of both systems by equivalent circuits whose elements depend on geometrical and physical properties makes their design easier : parameters can be calculated in order to fill precise criteria of power level, density... With a high electrical power density, the piezoelectric system is particularly well suited to microsystems, in comparison with the electromagnetic system which is recommended for medium scale applications.

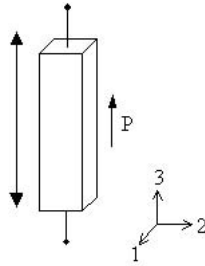
As a conclusion, the potential of such systems in terms of electrical generation has been demonstrated. Further study is necessary, taking into account the magnetic losses, the density criterion (stop springs) and the aging of the structures. At last, an electrical converter is necessary to convert the harvested energy into usable energy. This second conversion stage may be conceived carefully, and may not consume too much of the harvested energy. Each stage of the generator will determine the energy actually delivered to the portable device.

Article proposé à la revue Sensors and Actuators A. Accepté le 18 mai 2004. En cours de publication.

Annexe 2 : Modèle piézoélectrique pour différents modes de déformation, selon la géométrie du système piézoélectrique

Nous allons détailler ici le choix des variables électromécaniques selon le mode et la géométrie du système piézoélectrique. A partir des coefficients électromécaniques figurant dans le couple d'équations choisi, tous les autres coefficients sont déduits. Ces "coefficients effectifs" sont repérés par l'indice "e".

Barreau long fonctionnant en mode 33



Considérons un barreau long fonctionnant en mode 33.

Comme $L_3 \gg L_{i \neq 3}$, les grandeurs $S_{i \neq 3}$ ne sont pas nulles. Par contre, $T_1 = T_2 = 0$, donc il convient de choisir la variable T_3 .

La variable électrique choisie est D_3 puisque $\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$. En effet, $D_3(x_3) = \frac{Q}{A_3(x_3)}$ est supposée uniforme selon l'axe 3.

Les équations associées aux variables (T_3, D_3) sont :

$$S_3 = s_{33}^D T_3 + g_{33} D_3 \quad (4.17)$$

$$E_3 = \beta_{33}^T D_3 - g_{33} T_3 \quad (4.18)$$

La variable T_3 étant intensive, on préférerait utiliser la variable extensive S_3 :

$$T_3 = \frac{1}{s_{33}^D} S_3 - \frac{g_{33}}{s_{33}^D} D_3 \quad (4.19)$$

$$E_3 = \left(\beta_{33}^T + \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D} \right) D_3 - \frac{g_{33}}{s_{33}^D} S_3 \quad (4.20)$$

Ces équations permettent d'établir les expressions des coefficients électromécaniques effectifs, qui vérifient :

$$T_3 = c_{33e}^D S_3 - h_{33e} D_3 \quad (4.21)$$

$$E_3 = \beta_{33e}^S D_3 - h_{33e} S_3 \quad (4.22)$$

$$c_{33e}^D = \frac{1}{s_{33}^D} \quad \beta_{33e}^S = \beta_{33}^T \left(1 + \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T} \right) \quad h_{33e} = \frac{g_{33}}{s_{33}^D} \quad (4.23)$$

Il ne faut pas confondre ces coefficients avec les coefficients intrinsèques c_{33}^D , β_{33}^S et h_{33} , qui caractérisent le matériau pour d'autres géométries de céramiques. D'ailleurs, les relations (4.23) ne sont pas vérifiées avec les coefficients fournis par les fabricants.

Le tableau suivant regroupe les relations entre tous les coefficients, permettant le calcul des coefficients effectifs à partir des coefficients intrinsèques.

Grandeur électromécanique	T	S
E	$d_{33} = g_{33} \cdot \varepsilon_{33}^T = e_{33} \cdot s_{33}^E$ $\varepsilon_{33}^T = \frac{1}{\beta_{33}^T}$	$c_{33}^E = \frac{1}{s_{33}^E}$ $e_{33} = h_{33} \cdot \varepsilon_{33}^S = d_{33} \cdot c_{33}^E$
D	$c_{33}^D = \frac{1}{s_{33}^D}$ $g_{33} = d_{33} \cdot \beta_{33}^T = h_{33} \cdot s_{33}^D$	$h_{33} = e_{33} \cdot \beta_{33}^S = g_{33} \cdot c_{33}^D$ $\varepsilon_{33}^S = \frac{1}{\beta_{33}^S}$

L'expression de β_{33e}^S suggère d'introduire le coefficient k_{33m} :

$$k_{33m}^2 = \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T} \quad (4.24)$$

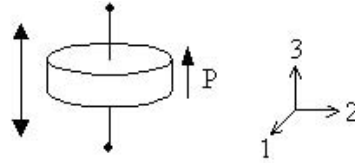
k_{33m} n'est pas le coefficient de couplage intrinsèque k_{33} présenté au chapitre 1. En effet, l'expression de k_{33m} a été établie à partir du couple mixte de variables intensive (T_3) et extensive (S_3). Le coefficient k_{33m} ne relie donc pas l'énergie mécanique apportée et l'énergie électrique générée. Il faut donc distinguer les coefficients de couplages mixtes des coefficients de couplage intrinsèques. De façon générale, les deux types de coefficients sont définis par les relations (4.25) et (4.26), dont on déduit une équation entre k et k_m (4.27).

$$1 - k^2 = \frac{s^D}{s^E} = \frac{\varepsilon^S}{\varepsilon^T} \quad (4.25)$$

$$1 + k_m^2 = \frac{c^D}{c^E} = \frac{\beta^S}{\beta^T} \quad (4.26)$$

$$k_m^2 = k^2 / (1 - k^2) \quad (4.27)$$

Disque mince fonctionnant en mode 33



Considérons un disque mince fonctionnant en mode 33.

Comme $L_3 \ll D$, les grandeurs $S_1 = S_2 = 0$, donc il convient de choisir la variable S_3 .

La variable électrique choisie est D_3 puisque $\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$.

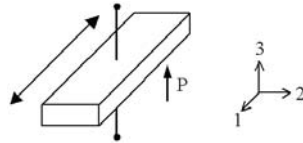
Les équations associées aux variables extensives (S_3, D_3) sont :

$$T_3 = c_{33}^D S_3 - h_{33} D_3 \quad (4.28)$$

$$E_3 = \beta_{33}^S D_3 - h_{33} S_3 \quad (4.29)$$

Barreau parallélépipédique fonctionnant en mode 31

Déformation en longueur



Considérons un barreau long fonctionnant en mode 31, soumis à une contrainte selon l'axe 1 défini tel que $L_1 \gg L_2$.

Comme $L_1 \gg L_{i \neq 3}$, les grandeurs $S_{i \neq 1}$ ne sont pas nulles. Par contre, $T_2 = T_3 = 0$, donc il convient de choisir la variable T_1 .

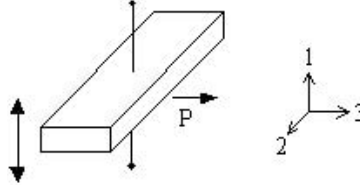
La variable électrique choisie est E_3 puisque $\frac{\partial E_3}{\partial x_1} = 0$. En effet, le champ $E_3 = -\frac{\partial U}{\partial x_3}$ est supposé uniforme selon l'axe 1.

Les équations associées aux variables intensives (T_1, E_3) sont :

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \quad (4.30)$$

$$D_3 = \epsilon_{33}^T E_3 + d_{31} T_1 \quad (4.31)$$

Déformation en épaisseur



Considérons un barreau long fonctionnant en mode 31, soumis à une contrainte selon l'axe 1 défini tel que $L_1 \ll L_2$.

Comme $L_1 \ll L_{i \neq 3}$, les grandeurs $S_2 = S_3 = 0$, donc il convient de choisir la variable S_1 .

La variable électrique choisie est E_3 puisque $\frac{\partial E_3}{\partial x_1} = 0$.

Les équations associées aux variables (S_1, E_3) sont :

$$T_1 = c_{11}^E S_1 - e_{31} E_3 \quad (4.32)$$

$$D_3 = \epsilon_{33}^S E_3 + e_{31} S_1 \quad (4.33)$$

Récapitulatif des différents modèles selon les modes et les géométries

Le tableau suivant récapitule les hypothèses sur le mode et la géométrie de la céramique piézoélectrique, qui déterminent le choix des coefficients électromécaniques à utiliser.

	Mode 33		Mode 31	
Géométrie	Barreau long	Disque mince	Barreau $L_1 \gg L_{i \neq 3}$	Barreau $L_1 \ll L_{i \neq 3}$
Conditions mécaniques	$T_1 = T_2 = 0$	$S_1 = S_2 = 0$	$T_2 = T_3 = 0$	$S_2 = S_3 = 0$
Conditions électriques	$\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$	$\frac{\partial D_3}{\partial x_3} = 0$	$\frac{\partial E_3}{\partial x_1} = 0$	$\frac{\partial E_3}{\partial x_1} = 0$
Variables choisies	(T_3, D_3)	(S_3, D_3)	(T_1, E_3)	(S_1, E_3)
Coefficients électromécaniques à utiliser	$s_{33}^D, \beta_{33}^T, g_{33}$	$c_{33}^D, \beta_{33}^S, h_{33}$	$s_{11}^E, \epsilon_{33}^T, d_{31}$	$c_{11}^E, \epsilon_{33}^S, e_{31}$
Coefficient de couplage intrinsèque (ou mixte)	$\left(k_{33m}^2 = \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D \beta_{33}^T}\right)$	$k_{33}^2 = \frac{h_{33}^2}{c_{33}^D \beta_{33}^S}$	$k_{31}^2 = \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E \epsilon_{33}^T}$	$\left(k_{31m}^2 = \frac{e_{31}^2}{c_{11}^E \epsilon_{33}^S}\right)$

Annexe 3 : Modèle basse fréquence d'un barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 33 ou le mode 31

Modèle basse fréquence d'un barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 33

Nous allons détailler ici la résolution des équations piézoélectriques permettant d'établir le circuit équivalent d'un barreau long fonctionnant en mode 33, en régime quasi-statique. Rappelons les équations de départ :

$$S_3 = s_{33}^D T_3 + g_{33} D_3 \quad (4.34)$$

$$E_3 = -g_{33} T_3 + \beta_{33}^T D_3 \quad (4.35)$$

$$T_3 = \frac{F}{A_3} \quad S_3 = \frac{u}{L_3} \quad E_3 = -\frac{U}{L_3} \quad I = A_3 \frac{dD_3}{dt} \quad (4.36)$$

De (4.34) et (4.35) se déduit :

$$E_3 = -h_{33} S_3 + \beta_{33}^S D_3 \quad (4.37)$$

faisant apparaître de nouveaux coefficients :

$$\beta_{33e}^S = \beta_{33}^T + \frac{g_{33}^2}{s_{33}^D} \quad h_{33e} = \frac{g_{33}}{s_{33}^D}$$

(4.34) et (4.37) conduisent à :

$$\left(1 - \frac{g_{33} h_{33e}}{\beta_{33e}^S}\right) \cdot S_3 = s_{33}^D \cdot T_3 + \frac{g_{33}}{\beta_{33e}^S} \cdot E_3$$

A l'aide de (4.36), on obtient :

$$\left(\frac{\beta_{33e}^S}{g_{33}} - h_{33e} \right) \cdot u = \frac{s_{33}^D}{g_{33}} \cdot \frac{\beta_{33e}^S L_3}{A_3} \cdot F - U \quad (4.38)$$

Appelons C_0 la capacité de la céramique encastrée :

$$C_0 = \frac{A_3}{\beta_{33e}^S L_3}$$

Appelons N le produit $h_{33e} C_0$. Alors (4.38) devient :

$$\left(\frac{\beta_{33e}^S}{h_{33e} C_0 g_{33}} - \frac{1}{C_0} \right) \cdot Nu = \frac{F}{N} - U \quad (4.39)$$

Notons C_m la capacité mécanique en basse fréquence :

$$C_m = \frac{s_{33}^D L_3}{A_3}$$

En dérivant (4.39), apparaît la première équation du circuit équivalent :

$$\left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right)$$

D'autre part, avec (4.36) et en dérivant (4.37) :

$$-\frac{1}{L_3} \cdot \frac{dU}{dt} = -\frac{h_{33e}}{L_3} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{\beta_{33e}^S}{A_3} \cdot I$$

Ceci fournit la seconde équation :

$$C_0 \cdot \frac{dU}{dt} = NV - I$$

Rappelons le système d'équations obtenu :

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0} \right) \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right) \\ NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt} \end{cases}$$

Modèle basse fréquence d'un barreau piézoélectrique long déformé selon le mode 31

Considérons maintenant un barreau long fonctionnant en mode 31, en régime quasi-statique. Les équations régissant le comportement du barreau sont :

$$S_1 = s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \quad (4.40)$$

$$D_3 = d_{31}T_1 + \varepsilon_{33}^T E_3 \quad (4.41)$$

$$T_1 = \frac{F}{A_1} \quad S_1 = \frac{u}{L_1} \quad E_3 = -\frac{U}{L_3} \quad I = A_3 \frac{dD_3}{dt} \quad (4.42)$$

(4.40) et (4.41) conduisent à :

$$S_1 = \frac{s_{11}^E}{d_{31}} \cdot D_3 + \left(d_{31} - \frac{s_{11}^E \varepsilon_{33}^T}{d_{31}} \right) \cdot E_3 \quad (4.43)$$

A l'aide de (4.42) et en dérivant (4.43) on en déduit :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{u}{L_1} \right) = \frac{s_{11}^E}{d_{31}} \cdot \frac{I}{A_3} - \left(d_{31} - \frac{s_{11}^E \varepsilon_{33}^T}{d_{31}} \right) \cdot \frac{1}{L_3} \cdot \frac{dU}{dt} \quad (4.44)$$

Multiplions (4.44) par $\frac{d_{31}A_3}{s_{11}^E}$:

$$\frac{d_{31}A_3}{s_{11}^E L_1} \cdot V - I = \left(\varepsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) \cdot \frac{A_3}{L_3} \cdot \frac{dU}{dt} \quad (4.45)$$

Posons $\varepsilon_{33e}^S = \varepsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E}$, $N = \frac{d_{31}L_2}{s_{11}^E}$ et $C_0 = \frac{\varepsilon_{33e}^S A_3}{L_3}$. L'équation (4.45) se simplifie :

$$NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt}$$

D'autre part, (4.40) et (4.42) conduisent à :

$$\frac{u}{L_1} = s_{11}^E \cdot \frac{F}{A_1} - d_{31} \frac{U}{L_3} \quad (4.46)$$

En dérivant (4.46) et en la multipliant par $\frac{L_3}{d_{31}}$:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right) = \frac{L_3}{L_1 d_{31}} \cdot V \quad (4.47)$$

En posant $C_m = \frac{s_{11}^E L_1}{A_1}$, (4.47) fournit la seconde équation :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right) = \frac{1}{N^2 C_m} \cdot NV$$

Rappelons le système d'équations obtenu :

$$\begin{cases} \frac{1}{N^2 C_m} \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U \right) \\ NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt} \end{cases}$$

Récapitulatif

Modèle basse fréquence d'un barreau long piézoélectrique	
Mode 33	Mode 31
$\left(\frac{1}{N^2 C_m} - \frac{1}{C_0}\right) \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U\right)$ $NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt}$	$\frac{1}{N^2 C_m} \cdot NV = \frac{d}{dt} \left(\frac{F}{N} - U\right)$ $NV - I = C_0 \cdot \frac{dU}{dt}$
$C_m = \frac{s_{33}^D L_3}{A_3} \quad C_0 = \frac{A_3}{\beta_{33e}^S L_3} \quad N = \frac{g_{33}}{s_{33}^D} C_0$	$C_m = \frac{s_{11}^E L_1}{A_1} \quad C_0 = \frac{\epsilon_{33e}^S A_3}{L_3} \quad N = \frac{d_{31} L_2}{s_{11}^E}$

Annexe 4 : Références des fournitures utilisées pour les maquettes expérimentales

Céramiques PZT

Céramiques PZT recensées pour la génération électrique		
Fabricant	Distributeur en France	Références
PI Ceramic (Polytec PI)		PIC151
Quartz & Silice (Saint-Gobain Quartz S.A.)		P188, P189
Fuji Ceramics	Equipements Scientifiques S.A.	C-64, C-601
Ferroperm Piezoceramics S.A.	Hybrico International	Pz29
American Piezo Ceramic Inc.	REP' FRANCE	APC850
Morgan Electro Ceramics	Morgan Matroc S.A.	PZT5A
CeramTec AG		Sonox P53

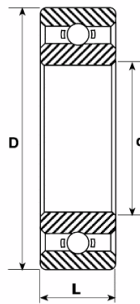
	Fabricant	PI Ceramic	Quartz & Silice	Quartz et Silice
	Référence	PIC151	P188	P189
Densité [gcm^{-3}]		7,76	7,7	7,65
Température de Curie [$^{\circ}C$]	T_c	250	340	320
Permittivité relative à T constant	$\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0$	2400	1850	1150
Permittivité relative à S constant	$\varepsilon_{33}^S/\varepsilon_0$	852	837	668
Pertes diélectriques [$\times 10^{-3}$]	$\tan\delta$	15,7	20	20
Résistivité [Ωm]	ρ	10^{11}	nc	nc
Coefficients de couplage électromécanique	k_{33}	0,697	0,74	0,65
	k_{31}	-0,382	-0,37	-0,32
Facteur de qualité mécanique	Q_m	120	80 (radial)	>1000
Coefficients de charge [$\times 10^{-12}mV^{-1}$]	d_{33}	450	425	240
	d_{31}	-210	-186	-108
Coefficients de tension [$\times 10^{-3}VmN^{-1}$]	g_{33}	22,8	26	23,4
	g_{31}	-11,5	-11,4	-10,5
[Cm^{-2}]	e_{33}	nc	16,7	12,79
	e_{31}	nc	-4,3	-6,18
[$\times 10^8Vm^{-1}$]	h_{33}	nc	22,6	21,64
	h_{31}	nc	-5,8	-10,46
Compliances élastiques à E constant [$\times 10^{-12}m^2N^{-1}$]	s_{33}^E	19,0	20,09	13,25
	s_{11}^E	16,8	15,44	10,66
Compliances élastiques à D constant [$\times 10^{-12}m^2N^{-1}$]	s_{33}^D	9,75	9,09	7,63
	s_{11}^D	14,4	13,33	9,52
Rigidités élastiques à E constant [$\times 10^{10}Nm^{-2}$]	c_{33}^E	10,0	12	13,74
	c_{11}^E	10,8	13,22	15,37
Rigidités élastiques à D constant [$\times 10^{10}Nm^{-2}$]	c_{33}^D	13,9	15,8	16,51
	c_{11}^D	11,8	13,43	16,05
Champ de rupture diélectrique (V/m)	E_{max}	nc	600	nc
nc = non communiqué				

Colle conductrice

Fabricant	Epotecny
Référence fabricant	E 202
Description	Résine époxyde chargée à l'argent
Cuisson	2 à 3 heures à 80°C ou 15 minutes à 125°C
Dureté (Shores D)	2000
Microcisaillement (kg/cm^2)	>310
Résistivité volumétrique ($m\Omega \cdot cm$)	0,5 à 1,5
Conductibilité thermique ($W/(m \cdot ^\circ C)$)	2,5 à 3

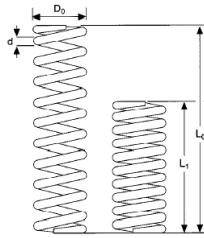
Maquette linéaire

Roulements à bille miniatures



Fabricant	NMB Technologies Corporation
Référence fabricant	DDL1060ZZHA5
Référence Radiospares	747-771
Description	Acier inoxydable
Diamètre intérieur : d (mm)	6
Diamètre extérieur : D (mm)	10
Largeur : L (mm)	3
Charge nominale statique (N)	470
Charge nominale dynamique (N)	200
Vitesse Maximale ($tr/min \times 1000$)	49

Ressorts de compression



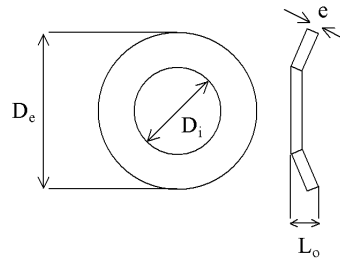
Fabricant	Springmasters		
Norme	DIN 2095		
Référence fabricant	D12260	D12470	D12910
Référence Radiospares	121-179	121-220	121-315
Description	Ressorts en corde à piano, extrémités coupées au carré et rectifiées		
Diamètre fil : d (mm)	1,25	1,60	2,2
Diamètre extérieur : D_0 (mm)	13,75	14,1	15,0
Longueur libre : L_0 (mm)	41,5	53,5	48,9
Longueur minimale : L_1 (mm)	11,6	20,1	27,4
Nombre de spires utiles	5,5	8,5	9,5
Charge maximale (N)	69,04	135,33	256,93
Raideur (N/mm)	2,31	4,04	11,96

Moteur à courant continu

Fabricant	Crouzet
Référence fabricant	82 890 001
Référence Radiospares	324-2954
Description	Moteur direct à courant continu ; Ø 63mm × 127,5mm ; poids 1580g
Couple de démarrage (mNm)	2000
Couple nominal (mNm)	270
Vitesse à vide (tr/min)	3700
Vitesse nominale (tr/min)	3200
Tension nominale (V)	24
Courant nominal (A)	5

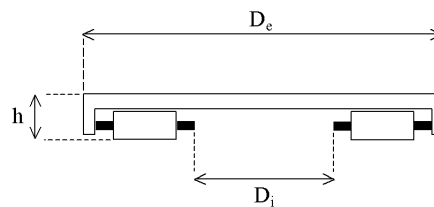
Maquette rotative

Rondelles élastiques



Fabricant	NOMEL S.A.
Adresse	61550 La Ferté Fresnel
Tel	02 33 34 80 50 / 66 29
Référence fabricant	56 30 01
Description	Rondelle élastique cônique
Remarque	Seul fabricant fournissant des rondelles de ce diamètre et de faible épaisseur
Diamètre intérieur : D_i (mm)	30,2
Diamètre extérieur : D_e (mm)	46,7
Hauteur libre : L_o (mm)	1,6
Épaisseur : e (mm)	0,6

Butée à aiguille standard



Fabricant	NADELLA
Distributeur	TARDY ROLLET
Référence fabricant	AX 35 53
Description	Butée à aiguille
Diamètre intérieur : D_i (mm)	35
Diamètre extérieur : D_e (mm)	53
Hauteur : h (mm)	2,8

Annexe 5 : Composants électroniques utilisés pour le système de récupération

Nous détaillons ici les caractéristiques de certains composants électroniques que nous avons choisis pour la réalisation du SR. Nous précisons également pourquoi certains composants habituels sont inadaptés aux SP en régime quasi-statique.

Composants actifs

Le courant généré, de l'ordre du μA , est insuffisant pour permettre le fonctionnement en régime bloqué ou saturé de certains composants actifs. C'est le cas des diodes zener de type BZX79-2V4 à BZX79-7V5, dont le courant inverse s'échelonne de $50\mu A$ à $1\mu A$. Il en est de même des DIACS (DB3 de STM), dont le courant à l'état passant vaut $100\mu A$ et le courant de fuite, $10\mu A$. Les diodes à effet tunnel (A1E207E de AMS) nécessitent un courant inférieur à $I_{peak\ Max} = -125\mu A$ pour fonctionner en régime inverse. Enfin, plutôt que les diodes de type BAT48, dont le courant inverse atteint $5\mu A$ (tension inverse -20V, à $25^\circ C$), il faut utiliser les 1N4148, de courant inverse $25nA$ (mêmes conditions).

Transistors MOS à faible charge de grille

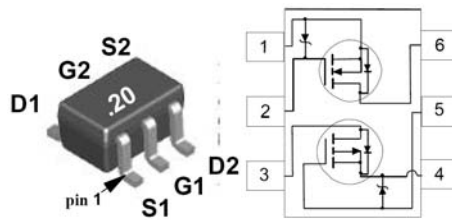
Il est préférable d'utiliser des transistors à faible charge de grille, pour permettre leur commutation sur l'intervalle de temps imposé par la demi-période d'oscillation. En particulier, il existe des transistors MOS à commande numérique dont les caractéristiques sont intéressantes : FDV301N (canal N), FDV302P (canal P), FDG6320C (dual) de Fairchild Semiconductor. Leur charge totale de grille est très faible :

- canal N : $0,2nC$ ($V_{GS} = 2,5V$, $V_{DS} = 10V$, $I_D = 0,22A$)
- canal P : $0,08nC$ ($V_{GS} = -2,5V$, $V_{DS} = -10V$, $I_D = -0,14A$)

Les capacités correspondantes sont inférieures à celle du générateur piézoélectrique :

Transistor MOS	Capacité d'entrée C_{iss}	Capacité de sortie : C_{oss}	Capacité de transfert : C_{rss}	Conditions
Canal N	$9,5pF$	$6pF$	$1,3pF$	$V_{DS} = 10V, V_{GS} = 0V, f=1MHz$
Canal P	$12pF$	$7pF$	$1,5pF$	$V_{DS} = -10V, V_{GS} = 0V, f=1MHz$
VN10LP	$60pF$	$25pF$	$5pF$	$V_{DS} = 25V, V_{GS} = 0V, f=1MHz$

Les grilles des transistors sont protégés des surtensions grâce à une diode zener placée entre la grille et la source :



Quand la tension V_{GS} du MOS canal N est inférieure à $-0,6V$, la diode zener conduit en direct, ce qui empêche le blocage du MOS. Par contre, celui-ci est bien bloqué quand $-0,6V \leq V_{GS} \leq 0,7V$. Il faut donc veiller à appliquer une tension V_{GS} supérieure à $-0,6V$ pour le MOS canal N, et inférieure à $0,6V$ pour le MOS canal P. Pour un courant I_D de l'ordre du μA , le MOS canal N (resp. canal P) est passant pour $V_{GS} \geq V_{GS(th)} = 1,2V$ (resp. $V_{GS} \leq V_{GS(th)} = -1,2V$).

Enfin, avec ces transistors, comme avec les transistors MOS VN10LP classiques, les pertes par commutation sont très faibles, du fait de la faible fréquence de fonctionnement. On évalue ces pertes par $W_{com} = Q_g f V_{GS}$. Si $f=20Hz$, elles valent $10nW$ pour le canal N du FDG6320C ($V_{GS} = 2,5V$), et $80nW$ pour le VN10LP ($Q_g = 1nC, V_{GS} = 4V$).

Amplificateurs opérationnels faible consommation

Il existe des amplificateurs opérationnels dont le courant d'alimentation ne dépasse pas $10\mu A$: il s'agit des composants OP193 de Analog Device, LPV321 de National Semiconductor (technologie BiCMOS), ou TL272 de Texas Instrument (technologie LinCMOS).

Par exemple, le composant LPV321 ne nécessite qu'une tension d'alimentation, comprise entre $2,7V$ et $5V$, et consomme alors de 4 à $9\mu A$. Il présente également une bonne réjection de la tension d'alimentation ($65dB$). En contre-partie, il possède un slew-rate élevé ($0,1V/\mu s$ sous $5V$), mais ça n'est pas pénalisant étant donné nos fréquences de fonctionnement. Le seul effet du slew-rate est un retard à l'amorçage des transistors, puisque $V_{GS(th)} = 1,2V$ est atteint en $12\mu s$.

Batteries faible capacité

Il existe des batteries Ni/MH de faible capacité (gamme comprise entre $7mAh$ et $300mAh$), utilisées habituellement pour alimenter les mémoires de sauvegarde de type CMOS :

- type CR1220 (Panasonic) : capacité 7mAh ; tension nominale $3V \pm 0,15V$; se charge sous $3,4V \pm 0,15V$ avec un courant maximal de 0,5mA.
- type 2V/15H (Varta, ref : 55602 302 059) : capacité 15mAh ; tension nominale 2,4V.

Bibliographie

- [ATS02] T. Atsushi, Brevet japonais JP 2002-262584, Leben Co Ltd, 13 sept. 2002.
- [AUD01] D. S. Audigier, C. L. Richard et D. Guyomar, Dispositif pour amortir une structure vibrante en utilisant un amortisseur piézoélectrique semi-passif, Brevet français FR 2 828 256, 2 août 2001.
- [BAD03] A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard et D. Guyomar, Energy harvesting using piezoelectric elements associated with a synchronized switch technique, US-Navy Workshop'03, PennState University, USA, avril 2003.
- [BAT69] D. A. Bateman et D. E. Killick, A piezoelectric power supply for an infra-red image converter tube, Journal of Scientific Instruments (Journal of Physics E), 2 (1969).
- [BUR03] J. R. Burns, G. W. Taylor et T. R. Welsh, Sensors for power conversion systems, Brevet américain US 6 522 048, 18 fev. 2003.
- [CAM87] F. C. Campbell, Piezoelectric charging device, Brevet américain H372, USA represented by the Secretary of the Army, 3 nov. 1987.
- [CED] CEDRAT Technologies, France, site internet : <http://www.cedrat.com>
- [CHA99] A. Chandrakasan, R. Amirtharajah, S. Cho, J. Goodman, G. Konduri, J. Kulik, W. Rabiner et A. Wang, Design considerations for distributed microsensors systems, IEEE Custom Integrated Circuits Conf., San Diego, Californie, USA, 16-19 mai 1999.
- [CON01] R. Conradt, Method and device for transferring piezoelectric energy, Brevet allemand WO 01/95469, 13 dec. 2001.
- [CRI99] A. Crisan, Typing power, Brevet américain US 5 911 529, Compaq Computer Corporation, Houston, 15 juin 1999.
- [EDM02] J. Edmison, M. Jones, Z. Nakad et T. Martin, Using piezoelectric materials for wearable electronic textiles, 6th Internat. Symp. on Wearable Computers (ISWC 2002), octobre 2002, pp. 41-48.
- [FLE96] R. Fletcher, Force transduction materials for human-technology interfaces, IBM Systems Journal, 35 (1996) pp. 630-638.
- [FRA01] H. Frayssignes, Etude des effets non linéaires et des pertes dans les moteurs ultrasonores, Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 9 novembre 2001, pp. 18-20.

- [FUN98] T. Funasaka, M. Furuhashi, Y. Hashimoto et K. Nakamura, Piezoelectric generator using a $LiNbO_3$ plate with an inverted domain, 1998 Ultrasonics Symp., 1998, pp. 959-962.
- [GAR02] C. Garabedian, Modélisation et caractérisation des générateurs piézoélectriques de conversion mécanoélectrique par compression uniaxiale dynamique ou quasi-statique, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 15 déc. 2002.
- [GER] R. Gerson, On the meaning of piezoelectric coupling, Technical Publication TP-224, Morgan Electro Ceramics, www.morganelectroceramics.com/pdfs/tp224.pdf
- [GHA02] K. Ghandi, N. W. Hagood et A. A. Bent, Piezoelectric generator, Brevet américain US 2002/0121844, Phyllis K. Kristal, 5 sept. 2002.
- [GON02] J. L. Gonzalez, A. Rubio et F. Moll, Human powered piezoelectric batteries to supply power to wearable electronic devices, International Journal of the Society of Materials Engineering for Resources, 10 (2002) pp. 34-40.
- [GUY04] D. Guyomar, E. Lefeuvre, C. Richard et A. Badel, Piezoelectric energy harvesting circuit using a synchronized switch technique, SMEBA'03, Suzhou, Chine, mai 2004.
- [GUY03] D. Guyomar, C. Richard et E. Lefeuvre, Conversion d'énergie mécanique en énergie électrique à grande efficacité à partir d'éléments piézoélectriques associés à un dipôle à commutation synchronisée, Demande de brevet français n° 0303921, 31 mars 2003.
- [HOR02] S. Horowitz, A. Kasyap, F. Liu, D. Johnson, T. Nishida, K. Ngo, M. Sheplak et L. Cattafesta, Technology for self-powered sensors, 1st Flow Control Conference, St Louis, Missouri, 24-26 juin 2002.
- [IEE87] IEEE Standard on Piezoelectricity, ANSI/IEEE, Std 176, 1987, 54p.
- [IKE] T. Ikeda, Fundamentals of piezoelectricity, Oxford University Press, Oxford, 1996, pp. 1-4 108-111.
- [ISH97] N. Ishida, Y. Saijyo, S. Arakawa, K. Watanabe et H. Inaba, Vibration sensing method and apparatus therefor, Brevet américain US 5 703 295, NKK Corporation et Kabushiki Kaisha Fuji Ceramics, 30 dec. 1997.
- [JON02] M. Jones, T. Martin et Z. Nakad, A service backplane for e-textile applications, Workshop on Modeling, Analysis and Middleware Support for Electronic Textiles (MAMSET), octobre 2002, pp. 15-22.
- [KAS02] A. Kasyap, S. Horowitz, J-S. Lim, K. Ngo, A. Kurdila, T. Nishida, M. Sheplak et L. Cattafesta, Energy Reclamation from a Vibrating Piezoceramic Composite Beam, 9th International Congress on Sound and Vibration (ICSV9), Orlando, USA, 8-11 juillet 2002.
- [KEA03] C. Keawboonchuay et T. G. Engel, Electrical power generation characteristics of piezoelectric generator under quasi static and dynamic stress condition, IEEE Trans. on Ultrason., Ferroelect. and Freq. Control, 50 (2003) pp. 1377-1382.
- [KIM98] M. Kimura, Piezo-electricity generation device, Brevet américain US 5 801 475, Ricoh Seiki Company Ltd., 1er sept. 1998.

- [LEA94] W. M. Leach, Controlled-source analogous circuits and SPICE models for piezoelectric transducers, *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.*, 41 (1994) pp. 60-66.
- [LED00] S. Le Dren, Elaboration de couches épaisses piézoélectriques déposées sur substrats pour des applications microtechniques, Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 20 septembre 2000, p 31.
- [LEF03] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard et D. Guyomar, Générateur d'énergie électrique à partir d'éléments piézoélectriques soumis à une vibration mécanique comprenant un convertisseur statique d'optimisation de l'énergie produite, Demande de brevet français n° 0304886, 18 avril 2003.
- [LEFmars04] E. Lefeuvre, A. Badel, C. Richard et D. Guyomar, High performance piezoelectric vibration energy reclamation, SPIE Smart Structures and Nondestructive Evaluation Conference, San Diego, USA, mars 2004.
- [LEFmai04] E. Lefeuvre, D. Guyomar, L. Petit, C. Richard et A. Badel, Semi-passive piezoelectric structural damping by synchronized switching on voltage sources, SMEBA'03, Suzhou, Chine, mai 2004.
- [MAR03] T. Martin, M. Jones, J. Edmison et R. Shenoy, Towards a design framework for wearable electronic textiles, 7th Internat. Symp. on Wearable Computers (ISWC 2003), octobre 2003, pp. 190-199.
- [MAS50] W. P. Mason, Piezoelectric crystals and their application to ultrasonics, New York, Van Nostrand, 1950.
- [MOL00] F. Moll et A. Rubio, An approach to the analysis of wearable body-powered systems, 7th Internat. Conf. on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems (MIXDES 2000), Gdynia, Pologne, 15-17 juin 2000.
- [MOR] Morgan Electro Ceramics, Piezoelectric high voltage generators, Technical Publication TP-219, Morgan Electro Ceramics, www.morganelectroceramics.com/pdfs/tp219.pdf
- [OHA81] H. Ohanessian et P. Gonnard, Optimisation du transfert sur capacité de l'énergie libérée par un élément piézoélectrique en compression, *Revue de Physique Appliquée*, 16 (1981) pp. 647-655.
- [OTT02] K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt et G. A. Lesieutre, Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply, *IEEE Trans. Power Electronics*, 17 (2002) pp. 669-676.
- [PAR01] J. A. Paradiso et M. Feldmeier, A compact, wireless, self-powered pushbutton controller, Internat. Conf. on Ubiquitous Computing (UbiComp 2001), Atlanta GA, sept. 2001, pp. 299-304.
- [POUjuin03] G. Poulin, Génération portable de l'énergie électrique à l'aide de matériaux piezoélectriques, 6ème Conf. des Jeunes Chercheurs en Génie Elec., Saint-Nazaire, France, 12-13 juin 2003.

- [POUsept03] G. Poulin, F. Costa et E. Sarraute, Analogous circuits for lossy piezoelectric ceramics, 11th EPE Conference, Toulouse, France, 2-4 septembre 2003.
- [QUA] Quartz et Silice, Céramiques Piézoélectriques, Documentation, Département Quartz Technique de la Division Céramiques Avancées de Saint-Gobain Céramiques Industrielles.
- [RED61] M. Redwood, Transient performance of a piezoelectric transducer, The Journal of the acoustical society of America, 33 (1961) pp. 527-536.
- [SEG97] D. Segal et I. Bransky, Testing of a piezoelectric generator for in-flight electrical powering of projectile guidance systems, Ferroelectrics 202 (1997) pp. 81-85.
- [SHE01] N. S. Shenck et J. A. Paradiso, Energy scavenging with shoe-mounted piezoelectrics, IEEE Micro, 21 (2001) pp. 30-42.
- [SHE99] N. S. Shenck, A demonstration of useful electric energy generation from piezoceramics in a shoe, Thèse de doctorat, MIT, mai 1999.
- [SMA97] P. Smalser, Power transfer of piezoelectric generated energy, Brevet américain US 5 703 474, Ocean Power Technologies, 30 dec. 1997.
- [STA96] T. Starner, Human-powered wearable computing, IBM Systems Journal, 35 (1996) pp. 618-629.
- [TAY96] G. W. Taylor, Self-powered anti-fouling device for watercraft, Brevet américain US 5 552 656, 3 sept. 1996 .
- [TES] The Electric Shoe Company, Grande-Bretagne, site internet : <http://www.theelectricshoeco.com>
- [TUR02] S. Turri et G. Poulin, Dispositifs électromécaniques permettant l'exploitation de l'énergie des mouvements humains, Journées Electrotechniques du Club EEA, Cachan, France, 21-22 mars 2002.
- [TUR03] S. Turri, D. Miller, H. Ben Ahmed, B. Multon, Design of an electro-mechanical portable system using the natural movements of human body for electricity generation, 11th EPE Conference, Toulouse, France, 2-4 sept. 2003.
- [UME97] M. Umeda, K. Nakamura et S. Ueha, Energy storage characteristics of a piezo-generator using impact induced vibrations, Jap. Journal Appl. Phys., 36 (1997) pp. 3146-3151.
- [VAS03] D. Vasic, Apports des matériaux piézoélectriques pour l'intégration hybride et monolithique des transformateurs, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 26 juin 2003, p. 44.
- [WHI01] N. M. White, P. Glynn-Jones et S. P. Beeby, A novel thick-film piezoelectric micro-generator, Smart Materials and Structures, 10 (2001) pp. 850-852.
- [WIL96] C. B. Williams et R. B. Yates, Analysis of a micro-electric generator for microsystems, Sensors and Actuators A, 52 (1996) pp. 8-11.